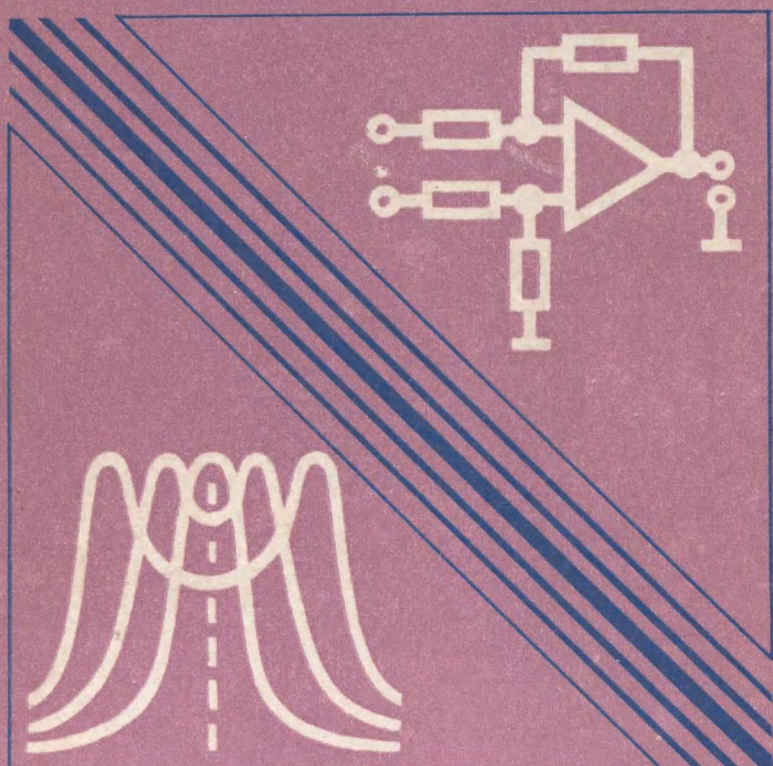


М. К. ЕФИМЧИК
С. С. ШУШКЕВИЧ

ОСНОВЫ РАДИО- ЭЛЕКТРОНИКИ



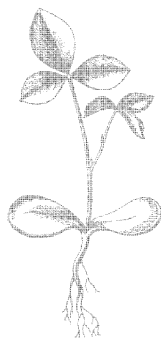
ОСНОВЫ РАДИО-
ЭЛЕКТРОНИКИ

М. К. ЕФИМЧИК
С. С. ШУШКЕВИЧ

ОСНОВЫ РАДИО- ЭЛЕКТРОНИКИ

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования БССР в качестве учеб-
ника для студентов физических специальностей
университетов

Минск
Издательство БГУ им. В. И. Ленина
1981



Scan AAW

ББК 32
Е 91

УДК 621.396.6(075.8)

Рецензенты:
кафедра общей физики Гомельского государственного университета,
кандидат технических наук В. П. Мельников

Е $\frac{30401-062}{М 317-81}$ 45-81 2403000000

© Издательство БГУ им. В. И. Ленина, 1981

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга задумана как учебник по общему курсу «Основы радиоэлектроники» для студентов физических факультетов.

Традиционная особенность общих курсов — стабильное содержание или, во всяком случае, давно определившийся круг последовательно излагаемых вопросов. Однако из-за исключительно быстрого развития радиоэлектроники как науки, а тем более как области техники совокупность понятий, образующих основы радиоэлектроники, претерпела за последнее десятилетие существенные изменения.

При разработке и создании достаточно сложных установок сейчас можно пользоваться широким ассортиментом интегральных схем. Характеристики многих из них, например операционных усилителей, весьма совершенны, и построенные на их основе устройства хорошо описываются простыми аналитическими выражениями для идеальных компонентов без привлечения более сложного аппарата анализа.

Специалист, не занимающийся конструированием самих интегральных схем, не обязательно должен знать все тонкости работы отдельных активных и пассивных радиокомпонентов, а также многообразие и особенности внутреннего устройства используемых им интегральных схем. Во многих случаях понимание только принципиальных возможностей и принципиальных ограничений, налагаемых применением тех или иных элементов, позволяет грамотно использовать радиоэлектронные методы в практической работе.

Такой подход к использованию электронных устройств привел к переоценке значимости вклада отдельных разделов теоретического курса в радиоэлектронику в целом. Более весомыми стали в курсах по радиоэлектронике вопросы, относящиеся именно к электронным устройствам, а разделы, связанные с анализом линейных цепей и теорией сигналов, претерпели заметное сокращение.

Все эти тенденции нашли свое отражение в Программе, утвержденной Минвузом СССР, в строгом соответствии с которой написана данная книга. В основу учебника положено содержание курса лекций, читаемых на физическом факультете Белорусского государственного университета имени В. И. Ленина. Усвоение материала курса имеет самостоятельное значение и, кроме этого, делает возможным или облегчает изучение ряда специальных дисциплин, таких как оптоэлектроника, ядерная электроника, цифровая электроника, автоматизация научных исследований и др.

Внимание авторов было сосредоточено на том, чтобы исключить или, во всяком случае, свести до минимума обращение читателя к

дополнительным источникам. Мы стремились достичь этой цели не путем расширения круга анализируемых понятий и связанного с этим увеличения объема учебника, а за счет тщательного отбора материала и рассмотрения минимума вопросов, позволяющих сделать изложение системным.

Книга написана в первую очередь для студентов, которые приступают к изучению радиоэлектроники, освоив основные разделы общей физики. Поэтому в тех случаях, где это возможно, решение прикладных задач иллюстрируется примерами из практики физического эксперимента.

Книга может быть полезной радиолюбителям и тем, кто хочет упорядочить и систематизировать свои знания в области радиоэлектроники или желает изучить ее самостоятельно.

Авторы являются сторонниками метода обучения, при котором студент слушает лекции, имея напечатанный конспект, а лабораторный практикум неразрывно связан с теоретическим курсом и логически его дополняет. В этом смысле данная книга может служить одновременно как таким «напечатанным конспектом», так и описанием лабораторного практикума, способствующего приобретению практических навыков и осознанию основных положений теоретического курса.

Наш приятный долг — выразить благодарность сотрудникам кафедры ядерной физики и мирного использования атомной энергии Белорусского государственного университета имени В. И. Ленина, чьи усилия и помощь способствовали написанию этой книги и подтвердили эффективность рекомендуемого практикума. Особую признательность мы хотели бы выразить рецензентам — кандидату технических наук, доценту В. Н. Школдину и кандидату технических наук В. П. Мельникову за полезные советы и ценные рекомендации.

М. К. Ефимчик, С. С. Шушкевич

ВВЕДЕНИЕ

§ В.1. Предмет радиоэлектроники

Составляющие слова «радиоэлектроника» в современном понимании их значения возникли в конце XIX в., когда в 1895 г. А. С. Поповым был открыт способ беспроводной передачи сообщений (радио), а в 1897 г. англичанином Дж. Дж. Томсоном — элементарная частица электрон. Сам термин «радиоэлектроника» появился значительно позже — в 50-е гг. нашего столетия. Он как бы подчеркнул общность и взаимосвязь выделившихся в результате развития радиотехники новых областей науки: полупроводниковой электроники, оптоэлектроники, микроэлектроники, квантовой магнитной, криогенной и акустоэлектроники, хемоэлектроники, инфракрасной техники и др. Такая общность обусловлена неразрывной связью радиоэлектроники с основными разделами современной физики. Достижения физики, кибернетики и других естественных наук являются тем фундаментом, на котором базируется как радиоэлектроника, так и развившиеся на ее основе автоматика и вычислительная техника.

Радиоэлектроника — это область науки, занимающаяся вопросами использования электромагнитных явлений для передачи, приема и преобразования информации.

Передача информации может быть осуществлена по электрическим линиям или без проводов, т. е. с помощью электромагнитного излучения.

Передача информации по проводам имеет давнюю историю. Еще в 1832 г. русский ученый П. Л. Шиллинг изобрел и продемонстрировал в действии первый пригодный для практических целей телеграфный аппарат, а электромеханический телеграфный аппарат, созданный в 1837 г. американцем С. Ф. Б. Морзе, широко использовался и в нашем столетии. Начало телефонной связи связано с изобретением телефонного аппарата А. Г. Беллом (1876 г.).

Частота ν , Гц	10^{21}	10^{20}	10^{19}	10^{18}	10^{17}	10^{16}	10^{15}	10^{14}
Длина волны λ , м	10^{-12}	10^{-11}	10^{-10}	10^{-9}	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}
Энергия eV, эВ	10^6	10^5	10^4	10^3	10^2	10^1	10^0	10^{-1}
	Рентгеновское излучение						Видимый свет	
	Жесткое $10^{-4}\text{Å} - 2\text{Å}$			Мягкое 100нм		390 нм	750нм	
	γ -излучение		Ультрафиолет		Инфра			
	1Å		10нм	Вакуумный (100-200нм)	Ближн.	Ближн.	Среднее 2,5-50 мкм	
			1нм	Оптическое излуче				
Способы получения излучения	Ускорители, бетатроны, рентгеновские трубки						Газовый разряд, плазма	
							Область,	
Источники излучения	Ядерные переходы			Переходы внутренних электронов		Переходы внешних электронов		Молекулы
Методы регистрации	Сцинтилляционные детекторы			Проточные счетчики		ФЗУ		
				Счетчик Гейгера	Открытые ФЗУ	Фотозлемнты		
	Полупроводниковые детекторы					Фоторезисторы		
						Тепловые тер		
Энергия $\bar{\nu}$, см ⁻¹	10^{10}	10^9	10^8	10^7	10^6	10^5	10^4	10^3
Энергия T, К	10^{10}	10^9	10^8	10^7	10^6	10^5	10^4	10^3
Энергия E, Дж	10^{-13}	10^{-14}	10^{-15}	10^{-16}	10^{-17}	10^{-18}	10^{-19}	

Таблица В.1

10^{13}	10^{12}	10^{11}	10^{10}	10^9	10^8	10^7	10^6	10^5	10^4	
	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}	10^0	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5
	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	
Радиоволны										
Субмиллиметровые	Миллиметровые	Сантиметровые	Дециметровые	Метровые	Короткие	Средние	Длинные	Сверхдлинные		
красное										
Дальнее	↙ 1мм									
ниже										
в которой имеются источники когерентного излучения										
Магнетроны, клистроны, ЛВВ, диоды Ганна					Электрические контуры + транзисторы или лампы					
точники										
Вращение молекул					Переворот спина ядра					
баня кул		Переворот спина электрона								
Радиолампы										
Транзисторы										
↙ 40мкм	Лампы СВЧ									
	Кристаллические детекторы									
приемники (долотеры, мосталбкк)										
	10^2	10^1	10^0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
	10^2	10^1	10^0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	
	10^{-21}	10^{-22}	10^{-23}	10^{-24}	10^{-25}	10^{-26}	10^{-27}	10^{-28}	10^{-29}	

Однако передача сообщений без проводов применялась значительно раньше: к ней можно отнести использовавшуюся еще в далекой древности световую сигнализацию.

В настоящее время выделяют два основных диапазона электромагнитных колебаний для передачи информации: радиодиапазон и оптический. В каждом из них применяются свои методы генерации и обнаружения колебаний (табл. В.1). Границы различных диапазонов электромагнитных колебаний в значительной степени условны и частично перекрываются. В областях перекрытия возможны методы генерации и детектирования, свойственные как одному, так и другому диапазону. Субмиллиметровые волны, например, могут генерироваться чисто радиотехнически с помощью клистронов, умножительных кристаллов и т. п. Их регистрацию в физическом эксперименте осуществляют, как правило, методами, свойственными оптическому диапазону — охлаждаемыми вплоть до температуры жидкого гелия тепловыми приемниками.

Для количественных характеристик электромагнитного излучения применяют различные единицы: частоту колебаний, длину волны, энергию фотона (кванта) в джоулях, электронвольтах, кельвинах и обратных сантиметрах. Выбор той или иной шкалы определяется удобством ее для данной области физики.

Для перевода одних единиц в другие необходимы выражения для энергии: $E=mc^2$; $E=h\nu$; $E=kT$ и входящие в них константы:

скорость света $c=3 \cdot 10^8$ м·с⁻¹;

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

постоянная Планка $h=6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж/с.

Внесистемная единица измерения энергии электронвольт равна энергии, приобретаемой частицей, несущей заряд электрона ($e=-1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл), при перемещении в ускоряющем электрическом поле между двумя точками с разностью потенциалов 1В: 1 эВ = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Дж.

Исходя из уравнения Эйнштейна $E=mc^2$, в электронвольтах или кратных ему единицах (1 кэВ = 10^3 эВ, 1 МэВ = 10^6 эВ) выражают массу элементарных частиц. Масса электрона ($m_e=0,91 \cdot 10^{-30}$ кг), например, равна $m_e=0,511$ МэВ/с².

В спектроскопии и радиоспектроскопии для измерения энергии фотонов применяют волновое число $\bar{\nu}$, равное числу волн в 1 см и имеющее размерность сантиметр в минус первой степени («обратный сантиметр»). Для перехода к частоте необходимо умножить $\bar{\nu}$ на скорость света в сантиметрах на секунду в минус первой степени, т. е. на $c=3 \cdot 10^{10}$ см/с.

При различной частоте электромагнитных колебаний одна и та же энергия переносится различным количест-

вом фотонов. С понижением частоты энергия фотона $h\nu$ становится малой, и с высокой степенью точности можно считать, что энергия волн может изменяться непрерывно. Такая ситуация имеет место во всем радиодиапазоне. Поэтому в нем хорошо соблюдаются законы, полученные классической физикой без привлечения квантовых представлений.

В ряде случаев законы классической физики применимы и в оптическом диапазоне. Когда речь идет о световой волне, предполагают, что число фотонов, образующих такую волну, велико, и скачкообразный (дискретный) характер изменения ее интенсивности фактически не проявляется. При малых интенсивностях, наоборот, необходимо учитывать дискретный характер испускания и поглощения света.

§ В.2. Основные понятия радиоэлектроники

Итак, радиоэлектроника исследует вопросы передачи, приема и обработки информации на основе электромагнитных явлений.

В обычном смысле под информацией понимают сведения, которыми люди обмениваются между собой. Научный смысл этого термина включает и такие формы обмена, как передачу сигналов в животном и растительном мире, передачу признаков от клетки к клетке (генетическая информация) и др. Применительно к радиоэлектронике наряду с передачей сообщений от человека к человеку уместно рассматривать также обмен сведениями между человеком и автоматом (например, ЭВМ) и между автоматами.

Любое сообщение можно представить при помощи символов. Наборы применяемых для этой цели символов могут быть различными. В простейшем случае используются только два символа «1» и «0». По телеграфу с помощью только точек и тире передают любой текст. В теории информации доказано, что при помощи только двух символов может быть передано любое сообщение.

Если найден способ наиболее рационального представления сообщений при помощи двух символов, то общее число таких символов характеризует объем информации, содержащийся в сообщении. Один отдельный символ является единицей измерения количества инфор-

мации, его называют битом (от английского binary digit — двоичная цифра) и обозначают бит. Кратные единицы: 1 кбит = 10^3 бит, 1 Мбит = 10^6 бит, 1 Гбит = 10^9 бит. Скорость передачи информации измеряется в битах на секунду в минус первой степени.

Символам «1» и «0» могут соответствовать различные состояния какой-нибудь системы, например намагниченные стержня в данном или противоположном направлении, замкнутые или разомкнутые контакты электрического ключа, наличие электрического напряжения определенной величины или его отсутствие и т. п. В частности,

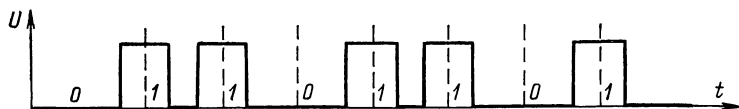


Рис. В.1. Сообщение 011101101, представленное в виде последовательности импульсов

подлежащее передаче сообщение можно представить в виде последовательности одинаковых электрических импульсов: наличие импульсов в заранее определенные промежутки времени соответствует «1», отсутствие — «0» (рис. В.1). Генерация такой последовательности электрических сигналов однозначно отображает передаваемое сообщение. Если способ отображения известен, по электрическому сигналу сообщение может быть восстановлено.

Устройство, преобразующее сообщение в сигнал, называется передатчиком, преобразователь сигнала в сообщение — приемником.

При передаче на некоторое расстояние электрический сигнал искажается, так как он является изменяющимся во времени напряжением (током), а линия передачи — сложной электрической цепью, содержащей активные и реактивные сопротивления. Кроме того, сигнал подвергается воздействию различного рода помех, поэтому принятое сообщение отличается от переданного и только в идеальном случае точно ему соответствует.

Искажающее воздействие помех проявляется еще в большей степени при беспроводной передаче, т. е. при передаче сигналов по радиоканалу или оптической линии

связи (рис. В.2). Анализируя такие системы, как правило, пренебрегают помехами в электрических цепях приемника и передатчика, так как их вклад мал по сравнению с помехами в беспроводном канале.

Совокупность методов, позволяющих реализовывать системы, подобные изображенной на рис. В.2, образует исходные или основные понятия радиоэлектроники. В их число входят методы преобразования физических величин в электрические аналоги, способы усиления и генера-

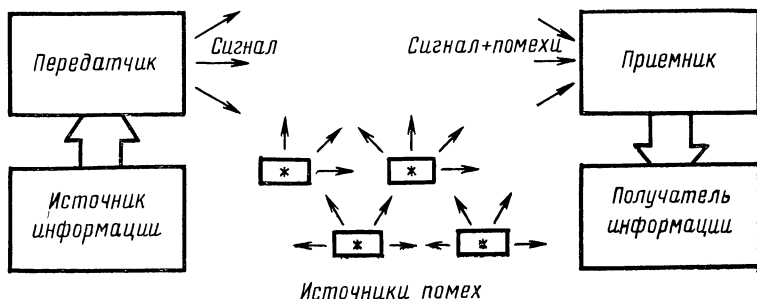


Рис. В.2. Обобщенная блок-схема системы передачи информации

ции электрических колебаний, методы модуляции, демодуляции (детектирования), методы выделения полезных сигналов на фоне помех и некоторые другие.

Во многих случаях сигнал на выходе *преобразователя физической величины* в электрическую представляет собой копию (аналог) какой-нибудь неэлектрической величины. Микрофон, например, генерирует электрическое напряжение, которое является аналогом упругих колебаний воздуха; ток на выходе фотоэлемента — аналог энергии светового потока; напряжение на клеммах термопары — аналог разности температур двух ее спаев; ионный ток вакуумметра — аналог концентрации молекул газа в откачиваемом сосуде и т. п. Подобного рода устройства преобразуют в электрические сигналы непрерывно изменяющиеся величины, а слово *аналоговый* нередко употребляется в смысле *непрерывный* (в отличие от дискретного, т. е. прерывистого, скачкообразного).

Практически не всегда оказывается возможным найти физические принципы, на основании которых интересующая нас физическая величина преобразуется в элект-

трический аналог. В некоторых преобразователях выходной электрический сигнал или отклик преобразователя отображает процесс воздействия неоднозначно, т. е. одно и то же физическое воздействие приводит к различным откликам, и лишь анализ большого количества откликов позволяет сделать правильное заключение о характере исследуемого явления. Примерами подобного рода являются преобразователи (датчики) рентгеновского и гамма-излучений.

Нередко при преобразовании неэлектрических величин в электрические отклик есть некоторая функция от воздействующей на датчик физической величины, причем не всегда существует аналитическое выражение, связывающее физическую величину и электрический отклик преобразователя. Зависимость эта может быть представлена в виде графика, градуировочной кривой и т. п.

Важное место в числе основных понятий радиоэлектроники занимают *усилители*. Усилители обычно характеризуются полосой пропускания, т. е. интервалом частот от нижней f_H до верхней f_B , в котором электрические колебания усиливаются более или менее равномерно. Если $f_H=0$, усилитель называют усилителем постоянного тока (или напряжения). Высококачественные усилители звуковых частот имеют $f_H \leq 16$ Гц; $f_B \geq 20$ кГц. В телефонии применяют усилители с полосой 300 Гц ÷ 3,3 кГц, что обеспечивает хорошую разборчивость речи и подавление низкочастотных акустических шумов. Вообще в радиоэлектронных устройствах используются усилители с различными полосами пропускания, функционирующие вплоть до частот в десятки гигагерц, а методы квантовой электроники существенно расширили диапазон рабочих частот усилителей, распространив его на область даже световых частот. То же самое можно сказать и о диапазоне рабочих частот *генераторов* электрических колебаний. Источники когерентных колебаний созданы в настоящее время даже в области ультрафиолета (см. табл. В.1).

Важное место в радиоэлектронике отводится *модуляции*, т. е. изменению в соответствии с передаваемым сообщением одного из параметров высокочастотного колебания или электромагнитного излучения (амплитуды, частоты, фазы, поляризации). Промодулированное сигналом высокочастотное колебание называется радиосиг-

налом. Передатчик с помощью антенны излучает радиосигналы в окружающее пространство, точнее, в определенный телесный угол этого пространства. Если в этом телесном угле или в области попадания отраженных или дифрагированных радиоволн находится антенна приемника, то ее выход является источником напряжения ослабленного радиосигнала.

В приемном устройстве осуществляется обратный процесс, называемый *демодуляцией*, или детектированием радиосигнала, т. е. выделение из него исходного модулирующего напряжения.

Модуляционные методы регистрации играют исключительно важную роль в экспериментальной физике. Это обусловлено тем, что в ряде случаев регистрацию электрических или каких-нибудь других, например оптических, сигналов приходится вести в условиях неустраиваемых шумов. Для выделения полезного сигнала из этих шумов находят способ, который позволяет менять параметры сигнала, оставляя неизменными характеристики шума, иными словами, изыскивают способ модуляции сигнала без модуляции шума. Далее чисто радиотехническими методами усиливают, преобразуют и в конечном итоге разделяют модулированный и немодулированный сигнал, осуществляя тем самым выделение полезного сигнала из смеси сигнала и шума.

Основные понятия радиоэлектроники тесно связаны с *активными элементами* — устройствами, позволяющими увеличить мощность электрического сигнала. Сравнительно недавно был известен только один активный элемент — электронная лампа. Сейчас таких элементов много, их действие базируется на различных принципах — от управления потоком электронов в вакууме, до квантовомеханического туннельного эффекта, эффекта Джозефсона и управления перемещением электрических или магнитных доменов в кристаллах и тонких пленках.

§ В.3. Значение радиоэлектроники и ее применение

Широкое применение радиоэлектроники в науке, технике и других областях человеческой деятельности обусловлено уникальными возможностями ее методов. Основные особенности этих методов — высокая чувствительность и быстрое действие.

Электронные фоторегистраторы способны, например, измерять световые потоки порядка единиц квантов в секунду, что соответствует падающей на детектор мощности 10^{-19} Вт, а принимаемые на Земле сигналы радиопередатчиков некоторых космических аппаратов составляют всего 10^{-21} Вт·м⁻².

Быстродействие порядка одного миллиона операций в секунду является для радиоэлектронных устройств электронных вычислительных машин столь же ординарной цифрой, как и скорость 30 км/ч для современного автомобиля. Радиоэлектронные методы позволяют измерять временные интервалы с разрешением порядка единиц пикосекунд (заметим, что за пикосекунду свет проходит в вакууме расстояние всего 0,3 мм).

Традиционная область применения радиоэлектронных устройств — радиосвязь, предусматривающая обмен не только телеграфными и звуковыми сообщениями, но и передачу изображений, чертежей, газетных полос и т. п. на любые расстояния. В качестве ретрансляционных станций в системах дальней радиосвязи используются искусственные спутники Земли.

С середины XX в. стало массовым и приобрело важнейшее значение телевидение, для которого из-за очень большого (по тем временам) объема передаваемой информации был освоен диапазон метровых волн. Дальнейшее развитие телевидения привело к освоению дециметрового диапазона. Телевизионная аппаратура применяется для наблюдения за процессами в недоступных для человека местах: зонах повышенной радиации, на больших глубинах или больших высотах, в космосе.

Особое место занимает радиолокация, методы которой позволяют определять по отраженному радиосигналу местоположение удаленных объектов, их скорость, а иногда и опознавать такие объекты. Радиолокацией освоены наиболее высокочастотные волны радиодиапазона — от метровых до миллиметровых. Последние применяются, в частности, для точного измерения расстояний при стыковке космических кораблей.

Совершенствование устройств квантовой электроники определило появление оптической локации и оптической связи. Радиоэлектронные системы оптических локоаторов позволили, например, измерить расстояние до доставленного на Луну советским космическим кораблем француз-

ского отражателя света с точностью до десятков сантиметров.

Радиоэлектронная аппаратура широко используется в промышленности, на транспорте, в научных исследованиях. Область ее применения давно вышла за пределы традиционных точных наук, проникая в биологию, медицину, экономику и т. п. Радиотехника обусловила возникновение новых областей науки, таких как радиоспектроскопия и радиоастрономия.

Потребности радиоэлектроники явились стимулом для совершенствования многих технологических процессов и разработки принципиально новых технологий производства, имеющих важное самостоятельное значение. Среди них — получение чистых и сверхчистых материалов, технологические процессы в высоком вакууме, ионное легирование, прецизионная фотолитография и др.

Решениями XXVI съезда КПСС предусмотрено дальнейшее развитие квантовой электроники, радиофизики, вычислительной техники и ее элементной базы, средств автоматизации на основе достижений микроэлектроники, оптоэлектроники и лазерной техники.

Определяющую роль в автоматизации производственных процессов играют электронные вычислительные машины, появление которых стало возможным благодаря радиоэлектронике. Вследствие микроминиатюризации электронных элементов и достижений технологии производства интегральных микросхем, функциональные узлы ЭВМ, содержащие многие тысячи транзисторов, могут быть размещены в объеме, измеряемом кубическими сантиметрами. Это привело к созданию высокопроизводительных вычислительных комплексов сравнительно небольших размеров. Во многих случаях ЭВМ стала составной частью исследовательских установок, измерительных приборов, автоматических линий или просто станков, существенно расширив их возможности вследствие повышения быстродействия, производительности и точности.

Радиоэлектроника незамедлительно впитывает в себя достижения фундаментальных наук, прежде всего физики, ломая установившиеся представления о самих радиоэлектронных устройствах и системах. С другой стороны, экспериментальная физика немыслима сегодня без радиоэлектронных методов.

Крупнейшие исследовательские установки наших

дней — ускорители заряженных частиц — являются, в определенном смысле, гигантскими радиотехническими системами с мощными генераторами высокочастотных колебаний, модуляторами, линиями передачи, радиоэлектронными системами контроля, регистрации и обработки результатов экспериментов. Размеры подобного рода единых исследовательских комплексов измеряются иногда километрами, но радиоэлектроника делает осязаемыми, контролируемыми и управляемыми все происходящие в них процессы.

Глава 1. СИГНАЛЫ

§ 1.1. Классификация сигналов

Под сигналом понимается любой физический носитель сообщения. Если таким носителем является электрическое напряжение или ток, сигнал называется электрическим, а если радиоволны,— имеет место радиосигнал. Сигналы, применяемые в радиоэлектронике, весьма разнообразны. Возможны различные подходы к их классификации. Остановимся на наиболее важных классификационных принципах.

По роли в передаче информации сигналы можно разделить на *полезные* и *мешающие (помехи)*. Помехи искажают информацию, переносимую полезным сигналом, хотя в то же время могут быть носителями иной информации.

Сигнал называется *детерминированным*, если задано его описание в виде функции времени

$$s=s(t). \quad (1.1)$$

Если предсказать заранее изменение сигнала нельзя, сигнал называется *случайным*. В этом случае зависимость типа (1.1) не известна, но могут быть известны некоторые вероятностные характеристики сигнала. Среди детерминированных сигналов выделяют *периодические*, для которых выполняется условие

$$s(t)=s(t+mT), \quad (1.2)$$

где T — период повторения; $m=1, 2, 3, \dots$

Сигналы могут быть *непрерывными*, т. е. принимать любые значения в заданном интервале амплитуд, и *дискретными*, принимающими только определенные, заранее заданные значения. Производя отдельные отсчеты

непрерывного сигнала, его можно преобразовать в дискретный.

Часто оказывается удобным представлять сложный сигнал в виде суммы нескольких (или даже многих) аналитически однотипных сигналов $s_i(t)$:

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \alpha_i s_i(t), \quad (1.3)$$

где α_i — постоянные коэффициенты, и рассматривать отдельно преобразование каждой составляющей этого сложного сигнала. Во многих практически важных случаях искомый отклик $s_{\text{ВЫХ}}(t)$ цепи на воздействие $s(t)$ равен сумме откликов $s_{i \text{ Вых}}(t)$ на воздействие составляющих $\alpha_i s_i(t)$:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{i=1}^n \alpha_i s_{i \text{ Вых}}(t). \quad (1.4)$$

Это обусловлено тем, что для широкого класса электрических цепей, а именно линейных цепей, описываемых линейными дифференциальными уравнениями, справедлив принцип суперпозиции: действие суммы причин равно сумме действий, вызываемых каждой отдельно взятой причиной.

Набор функций $s_i(t)$, применяемых для представления вида (1.3), называется ортогональным, если в интервале от $t=a$ до $t=b$

$$\int_a^b s_i(t) s_k(t) dt = 0 \quad (1.5)$$

для всех $i \neq k$, или ортонормированным, если кроме (1.5) выполняется условие

$$\int_a^b s_i(t) s_k(t) dt = 1 \quad (1.6)$$

для всех $i=k$. Ортогональность базиса, т. е. набора функций, на которые осуществляется разложение сигнала, — гарантия того, что $s(t)$ в виде (1.3) может быть представлено единственным образом: существует только

один набор коэффициентов α_i при разложении функции $s(t)$ по данному базису.

Когда сигнал $s(t)$ не может быть представлен суммой вида (1.3), переходят, если это возможно, к суммированию бесконечного числа бесконечно малых слагаемых, т. е. к интегралу. Результат воздействия также определяют интегрированием.

Существует много методов математического описания сигналов. Любой из них сосредоточивает наше внимание только на важнейших зависимостях и является упрощением реального сигнала. Действительные сигналы практически никогда строго не соответствуют математической модели, поэтому в отдельных случаях при переходе от математических моделей к реальным объектам требуется некоторая корректировка результатов из соображений физического смысла.

§ 1.2. Спектры периодических сигналов

Периодический сигнал $s(t) = s(t+mT)$ с частотой повторения $f_1 = 1/T$ и угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi/T$ может быть представлен в виде ряда Фурье

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_1 t + b_n \sin n\omega_1 t), \quad (1.7)$$

где $a_0/2$ — среднее значение за период, или постоянная составляющая сигнала; коэффициенты a_n и b_n называются соответственно амплитудами косинусоидальных и синусоидальных составляющих и вычисляются по формулам

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \cos n\omega_1 t dt, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots,$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) \sin n\omega_1 t dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1.8)$$

Выражение (1.7) является суммой косинусов и синусов с частотами $n\omega_1$, что эквивалентно сумме только

синусоид или только косинусоид, но с различными фазами, например

$$s(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_1 t - \psi_n). \quad (1.9)$$

Модуль амплитуды A_n и фаза ψ_n каждой гармоники определяются для (1.9) выражениями

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad (1.10)$$

$$\psi_n = \arctg \frac{b_n}{a_n}. \quad (1.11)$$

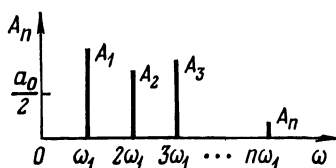


Рис. 1.1. Амплитудный спектр периодического сигнала

Совокупность значений A_n и ψ_n называется спектром функции $s(t)$, определяемой (1.7). Согласно (1.9) спектр периодического сигнала является линейчатым, или дискретным, состоящим из отдельных линий (гармоник), соответствующих частотам ω_1 ; $2\omega_1$; $3\omega_1$; ... (рис. 1.1). Для полной характеристики сигнала необходимо знать фазу каждой гармоники (ψ_n).

Вычисление коэффициентов и многие другие математические процедуры упрощаются при использовании вместо тригонометрических форм (1.7) и (1.9) комплексной записи ряда Фурье:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_1 t}. \quad (1.12)$$

Коэффициенты c_n , называемые комплексными амплитудами, равны

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_1(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \quad (1.13)$$

и связаны с a_n , b_n и ψ_n выражениями

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{2} A_n e^{-j\psi_n} = \frac{1}{2} (a_n - jb_n) \text{ при } n > 0, \\ c_n &= \frac{1}{2} A_{-n} e^{j\psi_{-n}} = \frac{1}{2} (a_{-n} + jb_{-n}) \text{ при } n < 0. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Переход от комплексной формы к тригонометрической производят, как правило, в конце анализа. Напомним в связи с этим формулы Эйлера

$$e^{jz} = \cos z + j \sin z; \quad \cos z = \frac{e^{jz} + e^{-jz}}{2}; \quad \sin z = \frac{e^{jz} - e^{-jz}}{2j}.$$

§ 1.3. Спектры непериодических сигналов

Непериодический сигнал $s(t)$ может быть представлен в виде гармонических составляющих, частоты которых, однако, не являются дискретными, а пробегают непрерывную совокупность значений. Эта задача решается с помощью интегральных преобразований Фурье. Спектр сигнала может быть найден из соотношения

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.15)$$

Здесь $\dot{S}(\omega)$ называется спектральной плотностью сигнала, или спектральной характеристикой функции $s(t)$.

Обратное преобразование Фурье позволяет перейти от спектральной плотности к форме сигнала:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.16)$$

Таким образом, с помощью преобразований Фурье сигналы любой формы могут быть представлены в виде совокупности гармонических составляющих с известными амплитудами и фазами, а сам гармонический сигнал становится как бы элементарным пробным сигналом при анализе цепей. Причем математические преобразования существенно упрощаются, если гармонический сигнал, например напряжение

$$u = U_m \cos(\omega t + \varphi),$$

представить в комплексной форме:

$$\dot{U} = U_m e^{j(\omega t + \varphi)} = \dot{U}_m e^{j\omega t}. \quad (1.17)$$

Если на каком-то участке линейной цепи действует гармоническая э. д. с., то на любом другом участке этой цепи может появиться только гармонический сигнал.

Комплексный коэффициент передачи

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{U}'_{m \text{ Вых}}}{\dot{U}'_{m \text{ ВХ}}} = K e^{j\varphi}, \quad (1.18)$$

где $\varphi = \varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}}$.

Если на входе цепи с известным коэффициентом передачи действует произвольный сигнал $s(t)$, то сигнал на выходе цепи можно определить следующим образом: по (1.15) найти спектральную плотность $\dot{S}(\omega)$, вычислить спектр сигнала на выходе цепи как

$$\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \dot{K} \dot{S}(\omega) \quad (1.19)$$

и, наконец, по (1.16) установить форму выходного сигнала:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{\text{ВЫХ}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.20)$$

Коэффициент передачи \dot{K} остается под интегралом, так как зависит от частоты.

К сожалению, преобразование Фурье применимо только тогда, когда функция $s(t)$ — абсолютно интегрируема. Для этого необходимо, чтобы интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt$ сходилась, т. е. был равен конечной величине.

При невыполнении этого условия следует использовать иные способы преобразования.

Определим спектры некоторых наиболее распространенных сигналов.

1. Периодическая последовательность колебаний прямоугольной формы (меандр) с амплитудой U (рис. 1.2, а). Согласно первому уравнению (1.8)

$$\frac{a_0}{2} = 0; \quad a_n = 0.$$

В соответствии со вторым уравнением (1.8)

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u(t) \sin n \omega_1 t dt = \frac{2}{T} U \left(- \int_{-\frac{T}{2}}^0 \sin n \omega_1 t dt + \int_0^{\frac{T}{2}} \sin n \omega_1 t dt \right) = \frac{4U}{n \omega_1 T} \left(1 - \frac{n \omega_1 T}{2} \right).$$

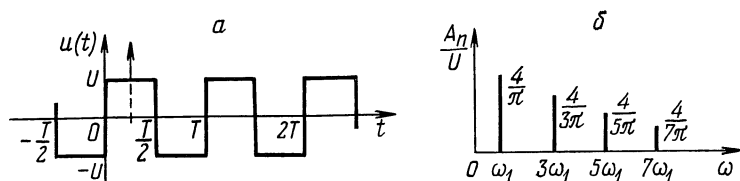


Рис. 1.2. Сигнал вида меандр (а) и его амплитудный спектр (б)

Учитывая, что $\omega_1 T = 2\pi$, получаем

$$b_n = \frac{2U}{n\pi} (1 - \cos n\pi) = \begin{cases} 0 & \text{при } n = 0, 2, 4, \dots \\ \frac{4U}{n\pi} & \text{при } n = 1, 3, 5, \dots \end{cases}$$

Подставляя эти значения коэффициентов в (1.7), запишем ряд Фурье

$$u(t) = \frac{4U}{\pi} \left(\sin \omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t + \dots \right). \quad (1.21)$$

Если отсчет времени начинать с середины импульса (на рис. 1.2, а показано пунктиром), то $b_n = 0$ и ряд Фурье принимает вид

$$u(t) = \frac{4U}{\pi} \left(\cos \omega_1 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_1 t - \dots \right). \quad (1.22)$$

Из (1.21) и (1.22) видно, что меандр имеет линейчатый спектр (рис. 1.2, б).

Заметим, что из-за наличия точек разрыва ряд Фурье с вычисленными коэффициентами не сходится при $n \rightarrow \infty$

в этих точках к $u(t)$. Тем не менее при $n \rightarrow \infty$ сумма ряда приближается к $u(t)$ во всех остальных точках.

2. **Одиночный импульс прямоугольной формы** (рис. 1.3, а). В соответствии с (1.15) спектральная плотность импульса длительности τ и амплитуды U имеет вид (рис. 1.3, б)

$$\dot{S}(\omega) = U \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{j\omega t} dt = \frac{U}{-j\omega} (e^{-\frac{j\omega\tau}{2}} - e^{\frac{j\omega\tau}{2}}). \quad (1.23)$$

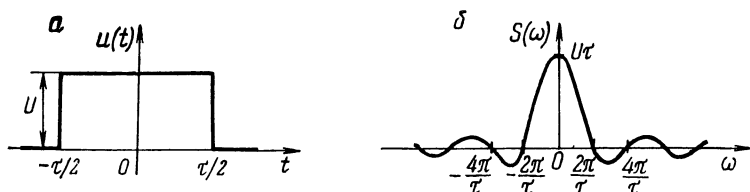


Рис. 1.3. Прямоугольный импульс (а) и его спектральная плотность (б)

Используя формулы Эйлера, получаем

$$\dot{S}(\omega) = \frac{2U}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2} = U\tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (1.24)$$

§ 1.4. Представление отклика линейной цепи в форме интеграла Дюамеля

Любой детерминированный сигнал может быть представлен с помощью единичных функций (единичного импульса либо единичной ступеньки).

Единичный импульс (δ -функция, функция Дирака) обычно определяется следующим образом:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0, \\ 0 & \text{при } t \neq 0 \end{cases} \quad (1.25)$$

при одновременном выполнении условия

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.26)$$

При сдвиге импульса по оси времени на интервал τ выражения (1.25) и (1.26) принимают вид

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = \tau, \\ 0 & \text{при } t \neq \tau; \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau) dt = 1.$$

Единичная ступенька определяется следующим образом:

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.28)$$

При сдвиге ступеньки по оси времени на τ выражение (1.28) принимает вид

$$1(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau, \\ 1 & \text{при } t \geq \tau. \end{cases} \quad (1.29)$$

Единичная ступенька связана с единичным импульсом равенствами

$$1(t) = \int_{-\infty}^t \delta(t) dt; \quad (1.30)$$

$$\delta(t) = \frac{d}{dt} [1(t)]. \quad (1.31)$$

Отклик системы на единичный импульс называется *импульсной характеристикой* $g(t)$, отклик системы на единичную ступеньку — *переходной характеристикой* $h(t)$. Импульсная и переходная характеристики связаны между собой равенством

$$g(t) = \frac{d}{dt} [h(t)]. \quad (1.32)$$

Умножим подынтегральное выражение (1.27) на функцию $s(t)$:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau) s(t) dt = s(\tau) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - \tau) dt = s(\tau). \quad (1.33)$$

Это означает, что умножение функции $s(t)$ на $\delta(t-\tau)$ и интегрирование этого произведения дает значение функции $s(t)$ в точке $t=\tau$. По физическому смыслу соотношение (1.33) выражает стробирующее свойство δ -функции. Отсюда следует представление сигнала $s(t)$ с помощью δ -функции (рис. 1.4):

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta(t-\tau) d\tau. \quad (1.34)$$

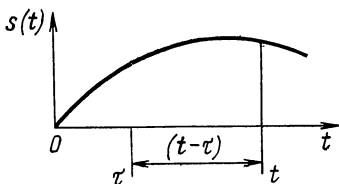


Рис. 1.4. К представлению сигнала с помощью δ -функции

Напомним, что отклик системы на δ -функцию представляет собой импульсную характеристику $g(t)$ системы. Поэтому если в (1.34) вместо $\delta(t-\tau)$ подставить $g(t-\tau)$, то в соответствии с принципом суперпозиции получим отклик системы на сигнал $s(t)$:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) g(t-\tau) d\tau. \quad (1.35)$$

Соотношение (1.32) позволяет сделать переход от импульсной характеристики к переходной. При этом (1.35) приводится к виду

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) h'(t-\tau) d\tau. \quad (1.36)$$

Выражения (1.35) и (1.36) часто называют интегралом Дюамеля.

Так как во всех реальных случаях начало отсчета времени выбирается не позднее начала процесса и по определению $\delta(t-\tau) \neq 0$ только при $t=\tau$, то пределы интегрирования могут быть сужены. Тогда, например, (1.35) примет вид

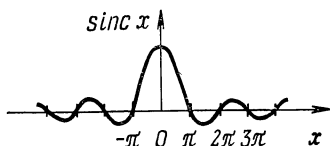
$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_0^t s(\tau) g(t-\tau) d\tau. \quad (1.37)$$

Разумеется, единичный импульс и единичная ступенька являются математической идеализацией. На практике мгновенными считают процессы, длительность которых существенно меньше длительности переходных процессов в исследуемой цепи.

§ 1.5. Дискретное представление сигналов. Теорема Котельникова

Если в спектре сигнала нет составляющих с частотой выше f_m , то такая частота называется предельной частотой в спектре $s(t)$ и спектральная плотность при частотах выше f_m равна нулю: $S(\omega) = 0$ при $\omega > 2\pi f_m$. Один

Рис. 1.5. График функции $\text{sinc } x = \sin x/x$



из вариантов представления таких сигналов в виде (1.3) — разложение $s(t)$ по функциям вида $\sin x/x$, обозначаемым иногда $\text{sinc } x$ (рис. 1.5). Разложение такого типа получило широкое распространение после того, как в 1933 г. В. А. Котельниковым была доказана теорема, носящая сейчас его имя.

Теорема гласит: если наивысшая частота в спектре функции $s(t)$ меньше f_m , то функция $s(t)$ полностью определяется последовательностью своих мгновенных значений через интервалы времени, не превышающие $\Delta t = 1/2f_m$.

Сигнал $s(t)$ может быть точно восстановлен согласно выражению, называемому рядом Котельникова:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k \cdot \Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m (t - k \cdot \Delta t)}{2\pi f_m (t - k \cdot \Delta t)}. \quad (1.38)$$

Первые множители слагаемых в (1.38) $s(k \cdot \Delta t)$ представляют собой отсчеты сигнала в моменты времени $t_k = k \cdot \Delta t = k/2f_m$, вторые — функцию вида $\sin x/x$. Есте-

венно, что в действительности отсчеты мгновенных значений сигнала могут быть сделаны лишь в интервале наблюдения $(n \cdot \Delta t, m \cdot \Delta t)$, где n и m — целые числа. В соответствии с этим сигнал восстанавливается не по (1.38), а с некоторой погрешностью рядом вида

$$s^*(t) = \sum_{k=n}^m s(k \cdot \Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m (t - k \cdot \Delta t)}{2\pi f_m (t - k \cdot \Delta t)}. \quad (1.39)$$

Все реальные радиоэлектронные устройства имеют ограниченную полосу пропускания, и определение частоты f_m не представляет особых трудностей. Основываясь на теореме Котельникова, в большом числе практически важных случаев можно регистрировать только мгновенные значения сигнала и впоследствии восстановить этот сигнал полностью с заранее известной погрешностью.

Представление непрерывного сигнала рядом вида (1.39) — один из способов *дискретизации* сигнала. В некотором смысле Фурье-разложение периодического сигнала, например представление его в виде (1.9), также является дискретизацией, так как непрерывная совокупность значений $s(t)$ заменяется при этом дискретным набором амплитуд A_n и фаз ψ_n гармоник. Принципиальное отличие дискретизации с использованием ряда (1.38) заключается в том, что отсчеты мгновенных значений сигнала производятся непосредственно в процессе его поступления на вход преобразующего устройства, а для представления в виде (1.9) необходимо предварительно полностью зарегистрировать сигнал. Иными словами, для вычисления a_n и b_n или A_n нужно знать $s(t)$ (см. (1.8), (1.10), (1.15)), а для определения $s(k \cdot \Delta t)$ этого не требуется.

Полученные в результате дискретизации мгновенные значения сигнала могут быть равны любой величине в диапазоне от s_{\min} до s_{\max} и относятся, таким образом, к непрерывному множеству значений. Переход от этого непрерывного множества к конечному набору дискретных значений называют *квантованием*. При квантовании в диапазоне $s_{\max} - s_{\min}$ фиксируется ряд дискретных уровней s_k . Наиболее широко распространены устройства квантования с одинаковыми расстояниями между соседними уровнями $\Delta s = s_k - s_{k-1}$.

§ 1.6. Операционный метод

Соотношение (1.15) является частным случаем преобразования вида

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \varphi(t, \omega) dt. \quad (1.40)$$

Функция $\varphi(t, \omega)$ называется ядром, или трансформантой. Для Фурье-преобразования ядро $\varphi(t, \omega) = e^{-j\omega t}$. Допускающие преобразование Фурье функции называются оригиналами, а функции, получающиеся в результате преобразования, — изображениями по Фурье. Если выбрать ядро вида

$$\varphi(t, \omega) = e^{-(\alpha + j\omega)t} = e^{-pt}, \quad (1.41)$$

то аналог Фурье-преобразования (1.15) запишется как

$$F(p) = \int_0^{\infty} s(t) e^{-pt} dt, \quad (1.42)$$

а равный нулю нижний предел интегрирования обусловлен предположением, что $s(t) = 0$ при $t < 0$.

Интегральное преобразование (1.42), или преобразование Лапласа, имеет широкое применение благодаря тому, что интеграл (1.42) сходится практически во всех случаях, в том числе и тогда, когда $s(t)$ не является абсолютно интегрируемой, т. е. когда преобразование Фурье не применимо. Физически это легко объяснить, так как функция (1.38)

$$\varphi(t, \omega) = e^{-pt} = e^{-\alpha t} (\cos \omega t - j \sin \omega t)$$

представляет собой быстрозатухающие колебания. Преобразованный по Лапласу сигнал $s(t)$, или изображение в виде $F(p)$, может рассматриваться как условный спектр функции $s(t)$. При $\alpha = 0$ этот условный спектр переходит в спектр Фурье $\dot{S}(\omega)$.

Аналог обратного преобразования Фурье (1.16) применительно к (1.42) — интегральное соотношение

$$s(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - j\infty}^{\alpha + j\infty} F(p) e^{pt} dp. \quad (1.43)$$

Отметим, что свойства изображений по Лапласу $F(p)$ могут существенно отличаться от свойств оригинала (сигнала). Разрывные функции могут, например, трансформироваться в непрерывные. Единичный скачок при $t=0$ (см. начало § 1.5) непосредственным интегрированием преобразуется в $1/p = 1/p$ (при $p \geq 0$). Подобным образом можно найти и изображения других функций, однако к непосредственному интегрированию прибегают редко, так как изображения большого количества функций-оригиналов табулированы и их можно найти в математических справочниках. По этим же таблицам в большинстве случаев можно определить и $s(t)$, не прибегая к вычислениям по (1.43).

Преобразования Фурье и Лапласа, т. е. замена напряжений и токов их изображениями, позволяют преобразовать дифференциальные или интегродифференциальные уравнения, описывающие процессы в электрических цепях, в алгебраические. Решив такое алгебраическое уравнение, получим искомый сигнал в виде изображения в области мнимых $j\omega$ или комплексных $p = \alpha + j\omega$ частот. Обратные преобразования (1.16) или (1.43) дают возможность трансформировать эти изображения во временную область, т. е. определить форму искомого сигнала.

Глава 2. ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

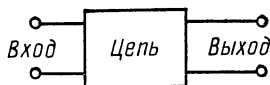
§ 2.1. Общие свойства линейных цепей

Любое сложное радиоэлектронное устройство состоит из относительно простых звеньев или цепей. Каждую цепь можно представить в виде четырехполюсника (рис. 2.1), на вход которого подается, а с выхода снимается электрический сигнал. Входной сигнал воздействует на цепь и является причиной, выходной — реакцией на воздействие, результатом.

Напомним, что линейными называются цепи, воздействие которых на проходящие через них сигналы описывается линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Физический смысл этого определения состоит в том, что параметры линейной цепи

не зависят от приложенного напряжения и времени. Наиболее общая классификация цепей и систем основана на принципе суперпозиции. Когда реакция цепи на сумму воздействий равна сумме реакций на каждое отдельное воздействие, цепь линейна, в противном случае цепь нелинейна.

Рис. 2.1. Представление цепи в виде четырехполюсника



Если геометрические размеры цепи много меньше длины волны действующего в ней сигнала, она называется цепью с *сосредоточенными параметрами* и описывается обыкновенными дифференциальными уравнениями. Если же линейные размеры цепи соизмеримы с длиной волны действующего в ней сигнала, то такая цепь называется цепью с *распределенными параметрами*. Как будет показано далее, она описывается дифференциальными линейными уравнениями в частных производных.

§ 2.2. Пассивные элементы электрической цепи

Пассивными называют элементы электрической цепи, которые не могут увеличивать энергию действующего в цепи сигнала. К пассивным элементам относятся электрические сопротивления (резисторы), конденсаторы, катушки индуктивности и соединительные провода.

При анализе схем предполагают, что существуют идеальные резисторы с сопротивлением R , идеальные катушки самоиндукции с индуктивностью L и идеальные конденсаторы с емкостью C , для которых справедливы соотношения, связывающие напряжение u на элементе с протекающим через него током i :

$$u_R = Ri; \quad u_L = L \frac{di}{dt}; \quad u_C = \frac{1}{C} \int idt. \quad (2.1)$$

Реальные элементы могут быть представлены в виде сочетания нескольких идеальных элементов. Заметим, что в зависимости от частоты действующих в цепи сигналов одни и те же реальные элементы могут обнаруживать свойства индуктивности, емкости, сопротивления и сочетаний из них.

§ 2.3. Стационарные сопротивления

При изменении напряжения включенных в цепь источников новые значения токов в элементах цепи устанавливаются не мгновенно, а через какое-то время. Поэтому различают установившееся (стационарное) состояние цепи и переходное (нестационарное). В стационарном состоянии закон изменения всех токов и напряжений в цепи с точностью до постоянных величин совпадает с законом изменения напряжения внешнего источника.

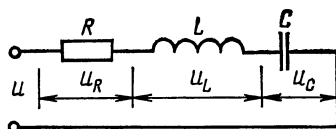


Рис. 2.2. Цепь последовательно соединенных R , L и C

Такая ситуация имеет место, в частности, при гармонической форме сигнала внешнего источника.

Рассмотрим цепь из последовательно соединенных R , L и C (рис. 2.2), ко входу которой приложено напряжение произвольной формы $u(t)$. В соответствии со вторым законом Кирхгофа это напряжение равно сумме падений напряжений на R , L и C . С учетом (2.1)

$$u(t) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt \quad (2.2)$$

или

$$\frac{du}{dt} = L \frac{d^2 i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i. \quad (2.3)$$

Решение уравнения (2.3) описывает ток в линейной цепи. Если $u(t)$ является гармонической э. д. с. $u(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi_1)$, то, как уже упоминалось, для упрощения вычислений такое напряжение представляют в комплексной форме:

$$\dot{U} = U_m e^{j(\omega t + \varphi_1)} = \dot{U}_m e^{j\omega t}. \quad (2.4)$$

Уравнение (2.2) при переходе к комплексной форме записи превращается из дифференциального в алгебраическое:

$$\dot{U} = \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) I, \quad (2.5)$$

а его решение принимает вид

$$i = I_m e^{j(\omega t + \varphi_2)} = I_m e^{j\omega t}. \quad (2.6)$$

Комплексным сопротивлением цепи Z называется отношение \dot{U} к \dot{I} , которое согласно (2.4) и (2.6) равно

$$Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U_m}{I_m} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = z e^{-\varphi}, \quad (2.7)$$

где $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ — сдвиг по фазе между током и напряжением в цепи; z — модуль комплексного сопротивления. Обычно φ называют просто фазой тока.

Из (2.5) следует

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX; \quad (2.8)$$

$$z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + X^2}. \quad (2.9)$$

Мнимую часть X комплексного сопротивления Z называют реактивным сопротивлением, действительную R — активным, или действительным. Фазу φ определяют как аргумент

$$\varphi = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (2.10)$$

Из (2.1) и (2.6) определим стационарные сопротивления элементов R , L и C и сдвиг по фазе между током и напряжением на этих элементах:

$$\begin{aligned} \dot{U}_R &= R\dot{I}; & Z_R &= R; & \varphi_R &= 0; \\ \dot{U}_L &= j\omega L\dot{I}; & Z_L &= j\omega L; & \varphi_L &= \frac{\pi}{2}; \\ \dot{U}_C &= \frac{1}{j\omega C}\dot{I}; & Z_C &= -\frac{1}{\omega C}; & \varphi_C &= -\frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Как и в цепях постоянного тока, общее стационарное сопротивление Z последовательно соединенных элементов с сопротивлениями Z_i равно

$$Z = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n. \quad (2.12)$$

При параллельном соединении складываются проводимости:

$$Z^{-1} = Z_1^{-1} + Z_2^{-1} + \dots + Z_n^{-1}. \quad (2.13)$$

§ 2.4. Идеальные и реальные источники э. д. с. и тока

Кроме пассивных элементов электрическая цепь часто содержит активные элементы. Активными они называются потому, что являются источниками энергии действующих в цепи электрических сигналов. К ним относятся

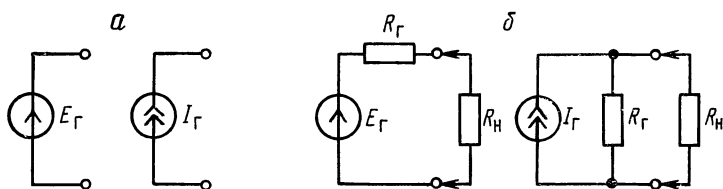


Рис. 2.3. Идеальные (а) и реальные (б) генераторы

также управляемые преобразователи энергии источников постоянного тока в энергию усиленного управляющего сигнала. При анализе электрических цепей пользуются понятиями идеальных источников, или генераторов э. д. с. E_G и тока I_G (рис. 2.3, а).

Генератором э. д. с. (генератором напряжения) называется источник постоянного или переменного напряжения, имеющий бесконечно малое внутреннее сопротивление ($R_G=0$). Отсюда основные его свойства: напряжение на выходных зажимах не изменяется при подключении любого сопротивления нагрузки R_N , при $R_N=0$ в нагрузку потечет ток $I_N=\infty$.

Генератором тока называется источник постоянного или переменного тока, имеющий бесконечно большое внутреннее сопротивление ($R_G=\infty$). Выходной ток генератора тока не зависит от величины сопротивления нагрузки.

Реальные генераторы имеют внутреннее сопротивление R_G конечной величины (рис. 2.3, б). При равных R_G обе схемы взаимно эквивалентны, так как при подклю-

чении к ним одинаковых нагрузок токи в нагрузках будут равны.

Легко показать, что отдаваемая генератором в нагрузку мощность максимальна при $R_r = R_n$. В этом случае говорят, что сопротивление нагрузки согласовано с выходным сопротивлением генератора. При согласованном включении источник отдает в нагрузку 50% своей мощности, т. е. коэффициент полезного действия источника $\eta = 0,5$. Для получения большего η необходимо обеспечить неравенство $R_r < R_n$, причем η возрастает с усилением этого неравенства.

§ 2.5. Дифференцирующие цепи

Рассмотрим RC -цепь, т. е. последовательно соединенные сопротивление и емкость (рис. 2.4, а). Пусть на входе этой цепи действует напряжение $u_1(t)$. Тогда $u_1(t) =$

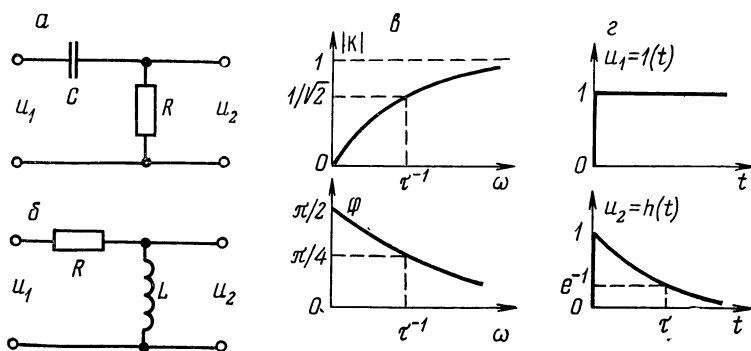


Рис. 2.4. Дифференцирующие RC -(а) и RL -(б) цепи, их частотные (в) и переходная (г) характеристики

$= Ri + \frac{1}{C} \int i dt$ и с учетом очевидных преобразований

$$\frac{du_1}{dt} = R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i; \quad \frac{du_1}{dt} = \frac{d}{dt} (Ri) + \frac{1}{RC} (Ri);$$

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{du_R}{dt} + \frac{1}{RC} u_R. \quad (2.14)$$

Если для данного сигнала выбрать $\tau = RC$ настолько большим, что вкладом второго члена правой части (2.14)

можно пренебречь, то переменная составляющая напряжения $u_R \approx u_1$. Это значит, что при больших постоянных времени τ RC -цепи напряжение на сопротивлении повторяет входное напряжение; такую цепь целесообразно применять тогда, когда необходимо передать изменения сигнала без передачи постоянной составляющей.

При очень малых значениях τ в (2.14) можно пренебречь первым слагаемым. Тогда

$$u_R \approx RC \frac{du_1}{dt} = \tau \frac{du_1}{dt}, \quad (2.15)$$

т. е. при малых постоянных времени τ RC -цепь на рис. 2.4, а осуществляет дифференцирование входного сигнала. Это и определило название такой цепи: дифференцирующая RC -цепь.

Сигналы при прохождении через RC - и RL -цепи называют *быстрыми*, если

$$\frac{du}{dt} \gg \frac{u}{\tau},$$

или *медленными*, если

$$\frac{du}{dt} \ll \frac{u}{\tau}.$$

Можно, таким образом, говорить, что рассмотренная RC -цепь дифференцирует медленные и пропускает без искажения быстрые сигналы.

Для гармонической э. д. с. аналогичный результат легко получить, вычисляя коэффициент передачи цепи (рис. 2.4, а) как коэффициент передачи делителя напряжения со стационарными сопротивлениями R и $X_C = 1/\omega C$:

$$\dot{K} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}}. \quad (2.16)$$

При малых τ , а именно когда $\tau \ll 1/\omega$, выражение (2.16) преобразуется в

$$\dot{K} \approx j\omega\tau. \quad (2.17)$$

При этом фаза выходного напряжения (аргумент \dot{K}) равна $\pi/2$. Сдвиг гармонического сигнала по фазе на

$\pi/2$ эквивалентен его дифференцированию. При $\tau \gg 1/\omega$ коэффициент передачи $K \approx 1$.

В общем случае модуль коэффициента передачи (2.16), или частотная характеристика цепи на рис. 2.4, а:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau^2}}}, \quad (2.18)$$

а аргумент K , или фазовая характеристика этой цепи:

$$\varphi = \arctg \frac{1}{\omega \tau}. \quad (2.19)$$

Эти зависимости показаны на рис. 2.4, в.

Таковыми же характеристиками обладает RL -цепь на рис. 2.4, б с постоянной времени $\tau = L/R$.

Если в качестве входного сигнала взять единичный скачок напряжения $u_1 = 1(t)$, то интегрированием уравнения (2.14) можно получить переходную характеристику дифференцирующей цепи, или временную зависимость выходного сигнала при единичном скачке напряжения на входе (рис. 2.4, г):

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.20)$$

§ 2.6. Интегрирующие цепи

В случае, когда выходное звено RC -цепи — емкость (рис. 2.5, а), цепь называют интегрирующей. Она описывается уравнением

$$u_1 = Ri + u_C$$

или

$$u_1 = RC \frac{du_C}{dt} + u_C. \quad (2.21)$$

При малых $\tau = RC$ (для «медленных» сигналов) $u_C \approx \approx u_1$. Для «быстрых» сигналов напряжение u_1 интегрируется:

$$u_C \approx \frac{1}{\tau} \int u_1 dt. \quad (2.22)$$

Коэффициент передачи интегрирующей цепи

$$\dot{K} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}. \quad (2.23)$$

При $\omega \ll 1/\tau$ $\dot{K} \approx 1$.

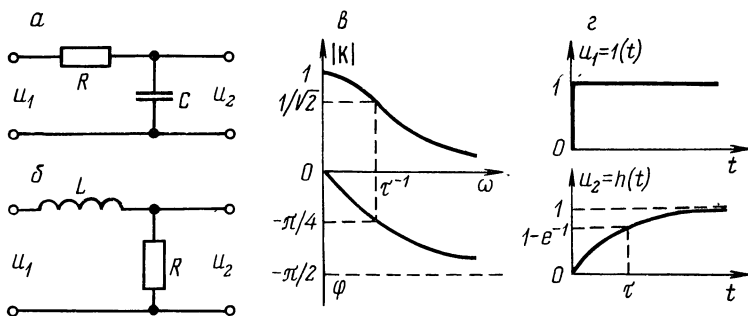


Рис. 2.5. Интегрирующие RC -(a) и RL -($б$) цепи, их частотные ($в$) и переходная ($з$) характеристики

Частотная и фазовая характеристики описываются соответственно

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}; \quad (2.24)$$

$$\psi = -\arctg \omega\tau \quad (2.25)$$

и изображены на рис. 2.5, $в$. Переходная характеристика (рис. 2.5, $з$) получается интегрированием (2.21) при $u_1 = 1(t)$:

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (2.26)$$

При равных постоянных времени такими же свойствами обладает RL -цепь с сопротивлением на выходе (рис. 2.5, $б$).

§ 2.7. Компенсированный делитель

Для уменьшения уровня сигнала применяют делитель напряжения на сопротивлениях. В реальных устройствах такой делитель нельзя рассматривать как цепь, состоя-

щую только из активных сопротивлений. Паразитные емкости превращают подобного рода делители напряжения в интегрирующую цепь (рис. 2.6, а), поэтому на выходе такой цепи сигнал оказывается не только уменьшенным, но и искаженным. Чтобы исключить искажения, необходимо параллельно R_1 включить конденсатор C_1 (рис. 2.6, б), емкость которого определяется из условия

$$R_1 C_1 = R_2 C_2. \quad (2.27)$$

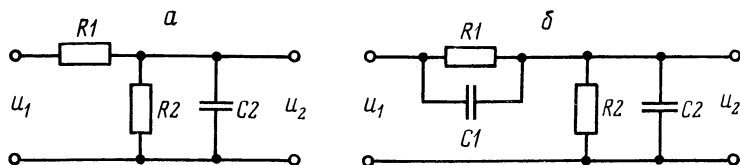


Рис. 2.6. Эквивалентная схема делителя напряжения на сопротивлениях с учетом паразитной емкости C_2 (а) и схема компенсации влияния паразитной емкости (б)

В этом случае коэффициент передачи цепи не зависит от частоты и напряжение произвольной формы ослабляется без искажений. Действительно, для произвольных R и C

$$\dot{K} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2}}. \quad (2.28)$$

При выполнении условия (2.27) выражение (2.28) переходит в

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.29)$$

§ 2.8. Последовательный колебательный контур

Колебательный контур образуется при последовательном соединении индуктивности и емкости с генератором напряжения (рис. 2.7). Потери энергии, имеющие место при прохождении тока через реальные катушки индуктивности и конденсаторы, а также на внутреннем сопротивлении генератора, учтены включением сопротивления.

Рассмотрим случай, когда $e(t)$ — гармоническое напряжение. Тогда согласно (2.8)

$$i = \frac{\dot{E}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (2.30)$$

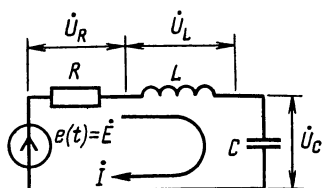


Рис. 2.7. Эквивалентная схема последовательного колебательного контура

или

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}; \quad (2.31)$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Напряжение на индуктивности и емкости равно соответственно

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I} = \frac{j\omega L}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \dot{E}; \quad (2.32)$$

$$\dot{U}_C = \frac{1}{j\omega C} \dot{I} = \frac{-\frac{j}{\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \dot{E}. \quad (2.33)$$

При частоте ω_0 , называемой *резонансной*, выражение в скобках обращается в нуль, т. е. $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ или

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.34)$$

и ток в цепи достигает максимального значения:

$$I_{\text{рез}} = \frac{\dot{E}}{R}. \quad (2.35)$$

При этом согласно (2.32) и (2.33) напряжение на L и C составляет:

$$\dot{U}_{L \text{ рез}} = \frac{j\omega_0 L}{R} \dot{E}; \quad \dot{U}_{C \text{ рез}} = -\frac{j}{\omega_0 C R} \dot{E}. \quad (2.36)$$

Таким образом, напряжения на индуктивности и емкости при резонансе равны по величине и противофазны, т. е. сдвинуты по фазе друг относительно друга на π . Их сумма в любой момент времени равна нулю, но каждое из них может быть существенно больше, чем напряжение генератора. Величина, показывающая, во сколько раз при резонансе амплитуды этих напряжений превышают амплитуду э. д. с. генератора, называется *добротностью* и обозначается Q , а обратная ей величина d называется *затуханием*:

$$Q = \frac{U_{L \text{ рез}}}{E} = \frac{U_{C \text{ рез}}}{E} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{\rho}{R} = \frac{1}{d}, \quad (2.37)$$

где ρ — *характеристическое сопротивление* контура:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.38)$$

Зависимость тока в контуре от частоты, выражаемая обычно в виде отношения $I/I_{\text{рез}}$, носит название *резонансной характеристики*. Из (2.30) и (2.35) следует:

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{I}{I_{\text{рез}}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \Big|_{\substack{(2.37) \\ (2.38)}} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Фазовая характеристика описывается выражением (2.10).

Общий вид резонансной и фазовой характеристик показан на рис. 2.8. При малых расстройках относительно резонансной частоты, т. е. при небольших $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, скобки в (2.39) можно преобразовать следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega + \omega_0}{\omega} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{2\omega}{\omega} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}. \quad (2.40)$$

Величину ε называют *относительной расстройкой*. Для описания свойств контура пользуются также *обобщенной расстройкой*, определяемой как отношение реактивного сопротивления контура (X) к его действительному сопротивлению потерь (R):

$$a = \frac{X}{R} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \frac{1}{R} \left(\omega \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{\sqrt{LC}} \right) = \frac{\rho}{R} \varepsilon = Q\varepsilon. \quad (2.41)$$

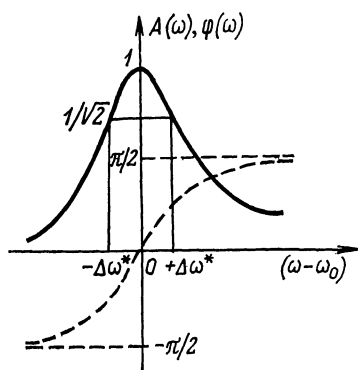


Рис. 2.8. Частотная (сплошная кривая) и фазовая (пунктирная) характеристики последовательного контура

Из (2.41) можно записать выражение для реактивной составляющей входного сопротивления контура:

$$X = \rho\varepsilon. \quad (2.42)$$

Таким образом, резонансную и фазовую характеристики (рис. 2.8) колебательного контура можно записать в виде

$$A(\omega) = \frac{I}{I_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2\varepsilon^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + a^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}}; \quad (2.43)$$

$$\varphi = \text{arc tg } a \approx \text{arc tg} \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right). \quad (2.44)$$

При прохождении через цепь, содержащую колебательный контур, сигнал претерпевает искажения, обусловленные неравномерностью частотной (резонансной) и нелинейностью фазовой характеристик контура. Область частот, на границах которой ординаты резонансной характеристики снижаются до уровня $1/\sqrt{2} \approx 0,7$ от максимального значения, называется *полосой пропускания* контура ($2\Delta\omega^*$). Согласно (2.43) на границах полосы пропускания выполняется условие

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega^*}{\omega_0} \right)^2}},$$

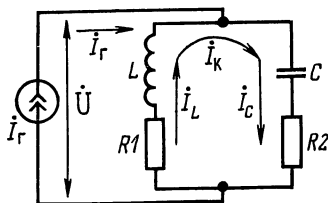
откуда следует простая формула для практического определения добротности

$$Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega^*}. \quad (2.45)$$

§ 2.9. Параллельный колебательный контур

Параллельный колебательный контур образуется при параллельном соединении катушки индуктивности и конденсатора с генератором тока (рис. 2.9). Действительные сопротивления R_1 и R_2 введены в эквивалентную схему для отображения соответственно потерь энергии в катушке индуктивности и конденсаторе.

Рис. 2.9. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура



Входное сопротивление контура

$$Z = \frac{(R_1 + j\omega L) \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C} \right)}{R_1 + R_2 + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)}. \quad (2.46)$$

Чаще всего применяются контуры с довольно большой добротностью, для которых в области резонансной частоты $R_1 \ll \omega_0 L$ и $R_2 \ll 1/\omega_0 C$, поэтому величинами R_1 и R_2 в числителе формулы (2.46) можно пренебречь:

$$Z \approx \frac{L/C}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\rho^2}{R + j(X_L - X_C)}, \quad (2.47)$$

где $R = R_1 + R_2$ — общее сопротивление потерь.

Таким образом, зависимость входного сопротивления Z параллельного контура от частоты такова, что при $\omega > \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ реактивности $X_L > X_C$, токи $I_C > I_L$ и Z имеет емкостный характер; при $\omega < \omega_0$, наоборот, $X_L < X_C$, $I_L > I_C$ и Z имеет индуктивный характер. Как и в последовательном колебательном контуре при равенстве модулей реактивных сопротивлений $|X_L| = |X_C|$, в параллельном контуре наступает явление резонанса. При резонансной частоте токи, протекающие через индуктивность и емкость, равны по величине и сдвинуты по фазе на угол, близкий к π . В контуре при этом протекает ток

$$I_K \approx \frac{\dot{U}}{\rho}, \quad (2.48)$$

где \dot{U} — напряжение на контуре; ρ — характеристическое сопротивление контура.

Входное сопротивление при резонансе становится активным:

$$Z_{\text{рез}} = \frac{\rho^2}{R} = Q\rho \quad (2.49)$$

и согласно (2.48) ток в контуре

$$I_K = \frac{I_G Z_{\text{рез}}}{\rho} = \frac{Q\rho}{\rho} I_G = Q I_G, \quad (2.50)$$

где I_G — ток генератора. Явление возрастания тока в параллельном колебательном контуре при резонансной частоте называется *резонансом токов*.

Согласно (2.47) и (2.41) для входного сопротивления параллельного контура при малых расстройках ($\Delta\omega \ll \ll \omega_0$) можно записать:

$$Z = \frac{\rho^2}{R(1 + ja)} = \frac{Z_{\text{рез}}}{1 + ja}; \quad (2.51)$$

$$z = \frac{Z_{\text{рез}}}{\sqrt{1+a^2}}. \quad (2.52)$$

Зависимость отношения амплитуды напряжения на контуре при текущей частоте (U) к амплитуде напряжения на контуре при резонансной частоте ($U_{\text{рез}}$) называют резонансной характеристикой параллельного контура.

Если параллельный контур питается идеальным генератором тока ($I_{\Gamma} = \text{const}$), то согласно (2.52) его резонансная характеристика имеет вид

$$A(\omega) = \frac{U}{U_{\text{рез}}} = \frac{\frac{I_{\Gamma} Z_{\text{рез}}}{\sqrt{1+a^2}}}{I_{\Gamma} Z_{\text{рез}}} = \frac{1}{\sqrt{1+a^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1+Q^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}. \quad (2.53)$$

По форме она не отличается от резонансной характеристики (2.43) последовательного контура (рис. 2.8).

Фазовая характеристика параллельного контура описывается соотношением

$$\varphi = \arctg(-a). \quad (2.54)$$

§ 2.10. Свободные колебания в контуре

Различные колебательные системы (груз на пружине, струна, камертон, маятник, возбужденный атом) описываются одинаковыми дифференциальными уравнениями. Уравнение для напряжений в колебательном контуре (см. рис. 2.7) легко получить из второго закона Кирхгофа:

$$u_R + u_L + u_C = e(t)$$

или

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e(t). \quad (2.55)$$

После дифференцирования по t и деления на L имеем

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} i = \frac{1}{L} \frac{de}{dt}. \quad (2.56)$$

Если $e(t) = 0$, то уравнения (2.55), (2.56) описывают *свободные колебания* в контуре. Наиболее простым (но

не реализуемым на практике) случаем являются свободные колебания в «контуре без потерь», когда $R=0$. Уравнение (2.56) преобразуется при этом в

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{LC} i = 0$$

или с учетом введенного ранее обозначения $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ в

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \omega_0^2 i = 0. \quad (2.57)$$

Решение этого уравнения — любая линейная комбинация $I \sin \omega_0 t$ и $I \cos \omega_0 t$ или выражение

$$i = I e^{j(\omega_0 t + \varphi)}. \quad (2.58)$$

В последнем случае, как и обычно при использовании метода комплексных переменных, для получения решения, имеющего физический смысл, берут действительную часть выражения (2.58).

Таким образом, в контуре без потерь существуют незатухающие колебания с частотой, равной резонансной частоте контура ω_0 , и ток изменяется по закону

$$i = I \cos(\omega_0 t + \varphi).$$

Константы I и φ определяются конкретными значениями напряжения и тока в элементах контура при $t=0$, т. е. начальными условиями.

Иногда в качестве переменной удобнее использовать электрический заряд $q = \frac{1}{C} \int i dt$. Пусть, например, при $t=0$ емкость C заряжена до потенциала $U_C = U_0$, а ток в контуре равен нулю. Такая ситуация имеет место при подключении в момент времени $t=0$ катушки индуктивности к заряженному конденсатору с зарядом $q_0 = CU_0$ (рис. 2.10, а). Уравнение для тока в контуре

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

преобразуем в этом случае к виду

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{1}{LC} q = 0$$

или

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \omega_0^2 q = 0. \quad (2.57a)$$

Уравнения (2.57) и (2.57a) одинаковы, поэтому с учетом начальных условий

$$q(t) = q_0 \sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2}\right) = q_0 \cos \omega_0 t;$$

$$u(t) = U_0 \cos \omega_0 t; \quad i(t) = \frac{dq}{dt} = \omega_0 C U_0 \sin \omega_0 t.$$

Эти временные зависимости показаны на рис. 2.10, б.

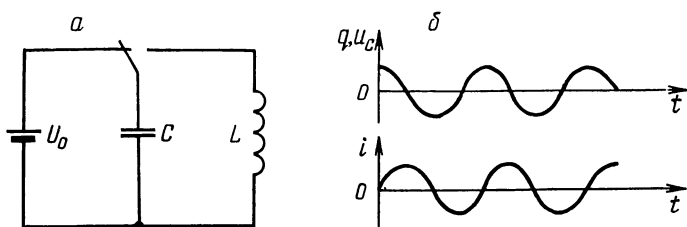


Рис. 2.10. Схема возбуждения свободных колебаний в идеальном колебательном контуре (а); изменение заряда и напряжения на конденсаторе и тока в катушке индуктивности (б)

Рассмотрим свободные колебания в контуре с затуханием. В этом случае уравнение (2.56) приобретает вид

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0, \quad (2.59)$$

где $\tau = L/R$. Решение (2.59) будем искать в виде затухающих колебаний

$$i(t) = I e^{-\alpha t} \sin \omega c t. \quad (2.60)$$

Определим, при каких α и I это выражение есть решение уравнения (2.59). Для этого найдем производные $i(t)$:

$$\frac{di}{dt} = -\alpha I e^{-\alpha t} \sin \omega c t + \omega c I e^{-\alpha t} \cos \omega c t;$$

$$\frac{d^2i}{dt^2} = \alpha^2 I e^{-\alpha t} \sin \omega c t - 2\alpha \omega c I e^{-\alpha t} \cos \omega c t - \omega_c^2 I e^{-\alpha t} \sin \omega c t.$$

После подстановки (2.60) и этих производных в уравнение (2.59) и сокращения на $Ie^{-\alpha t}$ имеем

$$\left(\alpha^2 - \omega_C^2 + \omega_0^2 - \frac{\alpha}{\tau}\right) \sin \omega_C t + \left(\frac{\omega_C}{\tau} - 2\alpha\omega_C\right) \cos \omega_C t = 0.$$

Это равенство должно выполняться для любых t , что возможно при равных нулю коэффициентах при $\cos \omega_C t$ и $\sin \omega_C t$. Приравняв каждый из них к нулю, получим

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2\tau} = \frac{R}{2L}; \\ \omega_C &= \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2\omega_0\tau}\right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{LCR^2}{4L^2}} = \quad (2.61) \\ &= \omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2}{4\rho^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \end{aligned}$$

Таким образом, в окончательном виде решение уравнения (2.59) имеет вид

$$i(t) = Ie^{-\alpha t} \sin\left(\omega_0 t \sqrt{1 - \frac{R^2}{4\rho^2}}\right). \quad (2.62)$$

В случае малого затухания ($R \ll 2\rho$, или, что то же самое, $Q \gg 1/2$) ток приближенно описывается выражением

$$i(t) \approx Ie^{-\alpha t} \sin \omega_0 t. \quad (2.63)$$

Следовательно, свободный ток в реальном контуре совершает синусоидальные колебания постоянной частоты ω_C , затухающие по экспоненте. С ростом затухания (при увеличении R) частота свободных колебаний ω_C в соответствии с (2.61) уменьшается, а при $R \geq 2\rho$ процесс в контуре уже не является колебательным, а представляет собой аperiodический разряд емкости.

Добротность контура с малым затуханием, т. е. контура, описываемого уравнением (2.63), может быть достаточно просто определена путем подсчета на осциллограмме числа периодов n за интервал времени, в течение которого амплитуда собственных колебаний уменьшается в e раз. Пусть это произойдет за интервал времени

$$\Delta t = nT = n \frac{2\pi}{\omega_0}.$$

Значения амплитуд тока (или напряжения) при первом и втором отсчетах будут соответственно равны

$$I_1 = Ie^{-\alpha t_1};$$

$$I_2 = I_1 e^{-1} = Ie^{-\alpha \left(t_1 + n \frac{2\pi}{\omega_0} \right)}.$$

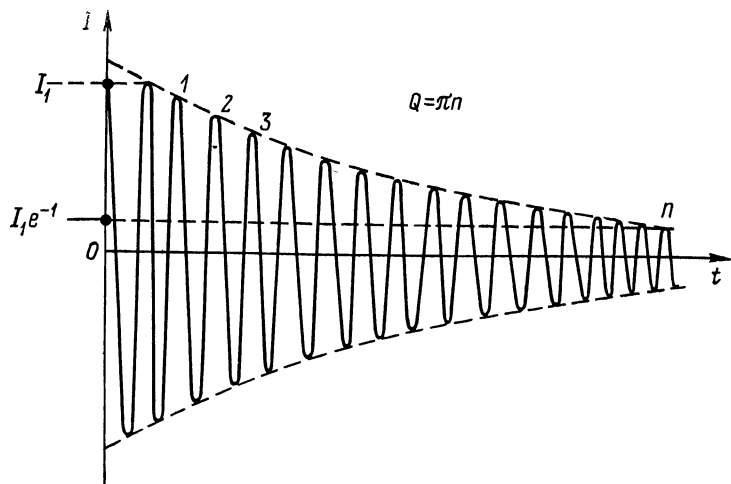


Рис. 2.11. К определению добротности контура по затуханию свободных колебаний

По условию $I_1/I_2 = e$, следовательно,

$$\alpha n \frac{2\pi}{\omega_0} = n \frac{R}{L} \frac{\pi}{\omega_0} = 1,$$

откуда с учетом (2.37)

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \pi n. \quad (2.64)$$

Это значит, что умноженное на π число свободных колебаний за промежуток времени, в течение которого амплитуда тока (напряжения) уменьшается в e раз, равно значению добротности контура Q (рис. 2.11).

Заметим, что наиболее общее определение добротности

сти, применимое для любых колебательных систем, следующее:

$$Q = 2\pi \frac{\text{энергия, запасенная колебательной системой}}{\text{средняя энергия, теряемая за период}}. \quad (2.65)$$

Убедиться в том, что все приведенные выше определения согласуются с (2.65), предоставляется читателю.

§ 2.11. Связанные контуры

Два одиночных контура могут быть связаны между собой несколькими способами. Рассмотрим индуктивную (трансформаторную) связь (рис. 2.12). Степень связи

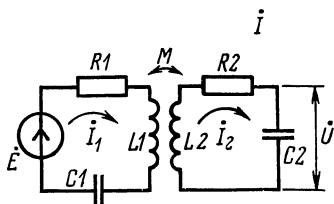


Рис. 2.12. Связанные контуры с трансформаторной связью

определяется коэффициентом взаимной индукции M или коэффициентом связи k .

По определению

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2.66)$$

Если предположить, что правого контура нет, а левый контур питать гармонической э. д. с. \dot{E} , то справедливо уравнение

$$\left[R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \dot{I}_1 = \dot{E}. \quad (2.67)$$

При наличии правого контура

$$\left. \begin{aligned} \left[R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 &= \dot{E}; \\ \left[R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

или в сокращенном виде

$$\left. \begin{aligned} Z_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 &= \dot{E}; \\ Z_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.69)$$

Исключим переменную \dot{I}_1 :

$$j \left(\frac{Z_1 Z_2}{\omega M} + \omega M \right) \dot{I}_2 = \dot{E}. \quad (2.70)$$

Напряжение на выходе выразим через ток во втором контуре:

$$\dot{U} = \frac{1}{j\omega C_2} \dot{I}_2 \quad (2.71)$$

и введем комплексный коэффициент передачи, равный отношению напряжения на выходе к напряжению генератора:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}}{\dot{E}} = \frac{M}{C_2} \frac{1}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2}. \quad (2.72)$$

Для упрощения вычислений предположим, что контуры состоят из одинаковых элементов L , C и R и имеют поэтому равные собственные резонансные частоты ω_0 . Исследуем свойства таких связанных контуров только в узкой полосе частот $\Delta\omega$, поэтому будем считать $\omega L \approx \omega_0 L = \rho$ (см. (2.38)).

Используя эти допущения, а также формулы (2.66), (2.37) и (2.42), преобразуем выражение (2.72):

$$\begin{aligned} \dot{K} &= \frac{M}{C} \frac{1}{Z^2 + \omega^2 M^2} = k\rho^2 \frac{1}{R^2 + j2RX - X^2 + k^2\rho^2} = \\ &= \frac{k\rho^2}{R^2 + j2R\rho\varepsilon - \rho^2\varepsilon^2 + k^2\rho^2} = \frac{k}{d^2 + k^2 - \varepsilon^2 + j2d\varepsilon}. \end{aligned} \quad (2.73)$$

Модуль этого выражения есть частотная характеристика связанных контуров:

$$K = \frac{k}{\sqrt{(d^2 + k^2) + 2(d^2 - k^2)\varepsilon^2 + \varepsilon^4}}. \quad (2.74)$$

Определим экстремальные точки частотной характеристики. Приравнивая нулю производную $dK/d\varepsilon$, получаем уравнения экстремальных точек:

$$\varepsilon = 0; \quad \varepsilon^2 + d^2 - k^2 = 0,$$

откуда

$$\varepsilon_1 = 0; \quad \varepsilon_{2,3} = \pm \sqrt{k^2 - d^2}. \quad (2.75)$$

Из определения ε (2.40) следует, что при малых расстройках частота ω и резонансная частота ω_0 связаны соотношением

$$\omega \approx \omega_0 \sqrt{1 + \varepsilon}. \quad (2.76)$$

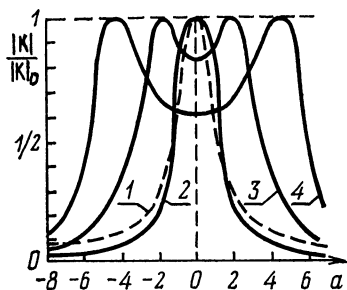


Рис. 2.13. Частотные характеристики связанных контуров:

1 — одиночный контур, 2 — $k=d$, 3 — $k=2d$, 4 — $k=4d$

Подстановка в (2.76) значения ε из (2.75) дает частоты, соответствующие экстремальным точкам частотной характеристики связанных контуров:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \omega_0; \quad \omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + \sqrt{k^2 - d^2}}, \\ \omega_3 &= \omega_0 \sqrt{1 - \sqrt{k^2 - d^2}}. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Таким образом, резонансная характеристика связанных контуров (рис. 2.13) может иметь один максимум при частоте ω_0 , если $k < d$. При $k > d$ (кривые 3 и 4) она имеет два максимума на частотах ω_2 и ω_3 и минимум на частоте ω_0 . Переход от одного случая к другому имеет место при так называемой критической связи, т. е. при $k = d$ (кривая 2).

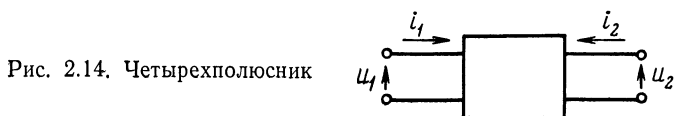
§ 2.12. Четырехполюсники, уравнения четырехполюсников

Определение токов, напряжений, коэффициентов передачи и других параметров сложных схем упомянутыми ранее методами часто сопряжено с громоздкими вычислениями. Упрощение анализа достигается применением

метода четырехполюсников. Четырехполюсником называется электрическая цепь, имеющая четыре доступных вывода. Два из них образуют вход (к ним присоединяют источник сигналов), два других — выход (к ним подключается нагрузка).

Четырехполюсник называется *пассивным*, если внутри него нет источников тока или э. д. с. При наличии таких источников четырехполюсник называется *активным*.

Любой четырехполюсник характеризуется четырьмя величинами: входными напряжением u_1 и током i_1 и вы-



ходными напряжением u_2 и током i_2 (рис. 2.14). Две из четырех величин известны и рассматриваются как заданные воздействия на цепь. Требуется найти отклики на эти воздействия, т. е. остальные две величины. Для решения поставленной задачи составим систему из двух уравнений с двумя неизвестными.

Пусть заданы напряжения u_1 и u_2 . Тогда токи i_1 и i_2 являются функциями этих напряжений:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= f_1(u_1, u_2); \\ i_2 &= f_2(u_1, u_2). \end{aligned} \right\} \quad (2.78)$$

Примем положительными направления напряжений и токов, показанные на рис. 2.14. Если напряжения изменяются на бесконечно малые величины du_1 и du_2 , то соответствующие изменения токов определяются полными дифференциалами:

$$\left. \begin{aligned} di_1 &= \frac{\partial f_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial f_1}{\partial u_2} du_2 = \frac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2; \\ di_2 &= \frac{\partial f_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial f_2}{\partial u_2} du_2 = \frac{\partial i_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.79)$$

Частные производные в этих уравнениях имеют размерность проводимости и называются y -параметрами четырехполюсника: $y_{jk} = \partial i_j / \partial u_k$, где $j; k = 1; 2$.

Уравнения (2.79) в y -параметрах запишутся так:

$$\left. \begin{aligned} di_1 &= y_{11}du_1 + y_{12}du_2; \\ di_2 &= y_{21}du_1 + y_{22}du_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.80)$$

Если четырехполюсник составлен из линейных элементов, то его параметры постоянны и уравнения (2.80) справедливы также и для конечных приращений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_1 &= y_{11}\Delta u_1 + y_{12}\Delta u_2; \\ \Delta i_2 &= y_{21}\Delta u_1 + y_{22}\Delta u_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.81)$$

Когда независимые переменные являются гармоническими функциями времени, то в линейном четырехполюснике и отклики также имеют гармоническую форму. В этом случае приращения токов и напряжений можно заменить их комплексными амплитудами, а уравнения (2.81) переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{i}_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.82)$$

Более компактна матричная форма записи:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{bmatrix}.$$

В общем случае параметры четырехполюсника y_{jk} — комплексные величины, имеющие следующий физический смысл:

$$y_{11} = \frac{I_1}{\dot{U}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} \quad (2.83)$$

— входная проводимость при постоянном напряжении на выходе;

$$y_{12} = \frac{I_1}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1=0} \quad (2.84)$$

— обратная проходная проводимость при постоянном напряжении на входе;

$$y_{21} = \frac{I_2}{\dot{U}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} \quad (2.85)$$

— прямая проходная проводимость при постоянном напряжении на выходе;

$$y_{22} = \frac{I_2}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1=0} \quad (2.86)$$

— выходная проводимость при постоянном входном напряжении.

Коэффициенты y_{jk} могут быть определены экспериментально по результатам двух опытов: 1) при коротком замыкании выхода ($\dot{U}_2=0$) и включении источника сигнала слева; 2) при коротком замыкании входа ($\dot{U}_1=0$) и подключении источника справа.

Для *пассивного* четырехполюсника справедлив *принцип взаимности*: если любая линейная цепь содержит только один источник энергии — генератор напряжения, включенный в участке цепи A , и он создает ток I в другом участке этой цепи B , то перенос этого же генератора в участок B и закорачивание полюсов, к которым он был подключен, вызовет в участке A тот же ток I .

Применение этого принципа приводит к равенству

$$y_{12} = y_{21}. \quad (2.87)$$

В случае *симметричного* четырехполюсника дополнительно к (2.87) выполняется условие

$$y_{11} = y_{22}. \quad (2.88)$$

Таким образом, для пассивного четырехполюсника из четырех коэффициентов в уравнениях (2.82) независимы лишь три. В случае симметричного пассивного четырехполюсника вследствие равенства (2.88) независимы лишь два коэффициента. Это означает, что характеристики пассивного четырехполюсника полностью описываются тремя, а пассивного симметричного — двумя параметрами.

Аналогичным путем могут быть получены уравнения четырехполюсника для любой другой пары независимых переменных (всего 6 вариантов) (табл. 2.1).

Широко применяется система уравнений, которая выражает напряжение и ток на входе четырехполюсника через напряжение и ток на его выходе:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 + a_{12}I_2; \\ I_1 &= a_{21}\dot{U}_2 + a_{22}I_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.89)$$

Таблица 2.1

Воздействие	u_1, u_2	i_1, i_2	u_2, i_2	i_1, u_2	u_1, i_2	u_1, i_1
Отклик	i_1, i_2	u_1, u_2	u_1, i_1	u_1, i_2	i_1, u_2	u_2, i_2
Обозначение коэффициентов	y_{jk}	z_{jk}	a_{jk}	h_{jk}	f_{jk}	b_{jk}

Эту систему называют системой в общих параметрах. Особенно удобна она для описания четырехполюсников, выполняющих роль промежуточного звена между источ-

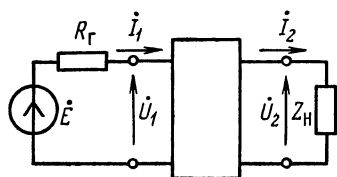


Рис. 2.15. Положительные направления токов и напряжений в четырехполюснике при определении параметров A, B, C, D

ником сигнала и сопротивлением нагрузки. Нередко положительные направления токов и напряжений считают такими, как показано на рис. 2.15. Тогда уравнения (2.89) преобразуются к виду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 - a_{12}\dot{I}_2 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= a_{21}\dot{U}_2 - a_{22}\dot{I}_2 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.90)$$

Коэффициенты в уравнениях системы (2.90) имеют следующий смысл:

$$a_{11} = A = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{i_2=0} \quad (2.91)$$

— коэффициент трансформации напряжения при разомкнутом выходе;

$$-a_{12} = B = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad (2.92)$$

— прямое проходное сопротивление при короткозамкнутом выходе;

$$a_{21} = C = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{i_2=0} \quad (2.93)$$

— обратная проходная проводимость при холостом ходе;

$$-a_{22} = D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{\dot{U}_2=0} \quad (2.94)$$

— коэффициент трансформации тока при короткозамкнутом выходе.

§ 2.13. Связь между коэффициентами различных уравнений четырехполюсников

Рассмотрим связь параметров a_{jk} (A, B, C, D) с параметрами y_{jk} . Решение системы (2.82) относительно \dot{U}_1 и I_1 дает:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\frac{y_{22}}{y_{21}} \dot{U}_2 + \frac{1}{y_{21}} I_2; \\ I_1 &= -\frac{|y|}{y_{21}} \dot{U}_2 + \frac{y_{11}}{y_{21}} I_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.95)$$

Здесь

$$|y| = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}. \quad (2.96)$$

Сопоставив (2.95) с (2.90), имеем

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{y_{22}}{y_{21}} = A; & a_{12} &= \frac{1}{y_{21}} = -B; \\ a_{21} &= -\frac{|y|}{y_{21}} = C; & a_{22} &= \frac{y_{11}}{y_{21}} = -D. \end{aligned} \quad (2.97)$$

Легко убедиться, что, как и в случае y -параметров, коэффициенты A, B, C и D не независимы. Из (2.97) следует:

$$AD - BC = \frac{y_{12}}{y_{21}}. \quad (2.98)$$

Отсюда согласно (2.87)

$$AD - BC = 1. \quad (2.99)$$

Если пассивный четырехполюсник симметричен, то согласно (2.87), (2.88) и (2.97) $A = D$. Тогда из (2.99) получаем

$$A^2 - BC = 1. \quad (2.100)$$

Зависимости (2.99) и (2.100) показывают, что, как и в случае y -параметров, характеристики пассивного че-

тырехполюсника полностью описываются тремя, а пассивного симметричного четырехполюсника — двумя коэффициентами.

Аналогичным образом могут быть установлены соотношения между коэффициентами четырехполюсников в остальных системах параметров. Зависимости между наиболее часто встречающимися коэффициентами, записанные в виде матриц, выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}
 z &= \begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{y_{22}}{|y|} - \frac{y_{12}}{|y|} \\ -\frac{y_{21}}{y} & \frac{y_{11}}{|y|} \end{vmatrix} = \\
 &= \begin{vmatrix} \frac{A}{C} & \frac{|A|}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{|h|}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{vmatrix}, \\
 y &= \begin{vmatrix} \frac{z_{22}}{|z|} - \frac{z_{12}}{|z|} \\ -\frac{z_{21}}{|z|} & \frac{z_{11}}{|z|} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} = \\
 &= \begin{vmatrix} \frac{D}{B} & \frac{|A|}{B} \\ -\frac{1}{B} & \frac{A}{B} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{h_{11}} - \frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{|h|}{h_{11}} \end{vmatrix}, \\
 a &= \begin{vmatrix} \frac{z_{11}}{z_{21}} - \frac{|z|}{z_{21}} \\ \frac{1}{z_{21}} - \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{y_{22}}{y_{21}} & \frac{1}{y_{21}} \\ -\frac{|y|}{y_{21}} & \frac{y_{11}}{y_{21}} \end{vmatrix} = \\
 &= \begin{vmatrix} A & -B \\ C & -D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\frac{|h|}{h_{21}} & \frac{h_{11}}{h_{21}} \\ -\frac{h_{22}}{h_{21}} & \frac{1}{h_{21}} \end{vmatrix}, \\
 h &= \begin{vmatrix} \frac{|z|}{z_{22}} - \frac{z_{12}}{z_{22}} \\ \frac{z_{21}}{z_{22}} - \frac{1}{z_{22}} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{1}{y_{11}} - \frac{y_{12}}{y_{11}} \\ \frac{y_{21}}{y_{11}} & \frac{|y|}{y_{11}} \end{vmatrix} = \\
 &= \begin{vmatrix} \frac{B}{D} - \frac{|A|}{D} \\ -\frac{1}{D} & \frac{C}{D} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix}, \quad (2.101)
 \end{aligned}$$

где

$$|z| = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}; \quad |y| = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21};$$

$$|A| = -AD + BC; \quad |h| = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}.$$

§ 2.14. Эквивалентные схемы четырехполюсников

Не зная схемы четырехполюсника, можно, руководствуясь определениями типа (2.83) — (2.86) или (2.91) — (2.94), измерить коэффициенты, входящие в описывающую его систему уравнений. При помощи выражений (2.101) нетрудно перейти к коэффициентам для любой

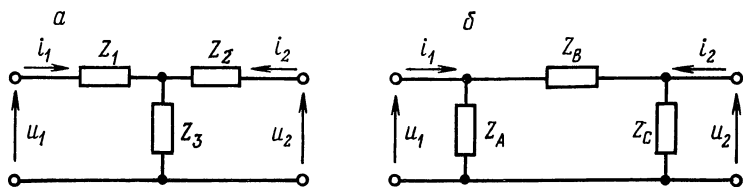


Рис. 2.16 Эквивалентные схемы четырехполюсника: Т-образная (а) и П-образная (б)

системы независимых переменных. Если попытаться решить обратную задачу — найти схему четырехполюсника, соответствующую данному набору коэффициентов, то оказывается, что ее решение неоднозначно: можно предложить много схем четырехполюсников, описываемых одной и той же системой уравнений.

Наиболее простыми эквивалентными схемами являются Т- и П-образные эквивалентные схемы четырехполюсников (рис. 2.16). Параметры Т-образной схемы проще всего выражаются через коэффициенты четырехполюсника в z -системе, параметры П-образной схемы — через коэффициенты в y -системе.

Непосредственно из рис. 2.16, а следует, что входное сопротивление этой схемы при разомкнутом выходе

$$\frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0} = Z_1 + Z_3, \quad (2.102)$$

выходное сопротивление при разомкнутом входе

$$\frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0} = Z_2 + Z_3. \quad (2.103)$$

Сопrotивление прямой и обратной передачи:

$$\frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2=0} = Z_3; \quad \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0} = Z_3. \quad (2.104)$$

В системе уравнений четырехполюсника в z -параметрах

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2; \\ u_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.105)$$

коэффициенты z_{jk} имеют размерность сопротивлений и простой физический смысл: z_{11} — входное сопротивление ненагруженного четырехполюсника. Действительно, при $i_2=0$ непосредственно из (2.105) получаем

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}. \quad (2.106)$$

Коэффициент z_{22} представляет собой выходное сопротивление при разомкнутом входе:

$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0}. \quad (2.107)$$

Аналогичным образом из (2.105) имеем

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0}; \quad z_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2=0}. \quad (2.108)$$

Сравнивая выражения (2.102) с (2.106), (2.103) с (2.107) и (2.104) с (2.108), выразим коэффициенты z_{jk} через параметры элементов Т-образной схемы:

$$\left. \begin{aligned} z_{11} &= Z_1 + Z_3; \quad z_{12} = Z_3; \\ z_{21} &= Z_3; \quad z_{22} = Z_2 + Z_3 \end{aligned} \right\} \quad (2.109)$$

или параметры элементов Т-образной схемы через коэффициенты системы уравнений в z -параметрах:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= z_{11} - z_{12}; \\ Z_2 &= z_{22} - z_{12}; \\ Z_3 &= z_{12} = z_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (2.110)$$

Аналогичным образом из (2.82) — (2.86) и рис. 2.16, б легко установить, что параметры элементов П-образной схемы выражаются через y -коэффициенты следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Z_A &= \frac{1}{y_{11} + y_{12}}; \\ Z_B &= -\frac{1}{y_{12}} = -\frac{1}{y_{21}}; \\ Z_C &= \frac{1}{y_{12} + y_{22}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.111)$$

Очевидно, что, используя формулы (2.101), можно определить значения параметров любой эквивалентной схемы через любую систему выбранных коэффициентов. Целесообразно применять ту систему уравнений, которая наиболее проста и удобна для данного конкретного случая.

§ 2.15. Характеристические параметры четырехполюсников

Характеристическими параметрами четырехполюсника называют сопротивление со стороны входа, сопротивление со стороны выхода, коэффициент передачи и коэффициент трансформации.

Определим входное сопротивление пассивного четырехполюсника, к выходу которого подключена нагрузка Z_H . Из уравнений в общих параметрах (2.90) с учетом очевидного равенства $U_2/I_2 = Z_H$ имеем

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{I_1} = \frac{A\dot{U}_2 + BI_2}{C\dot{U}_2 + DI_2} = \frac{AZ_H + B}{CZ_H + D}. \quad (2.112)$$

С учетом принятых на рис. 2.15 направлений напряжений и токов выходное сопротивление четырехполюсника есть

$$Z_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}_2}{I_2}. \quad (2.113)$$

Если э. д. с. генератора на рис. 2.15 равна нулю, то $Z_{\text{вых}}$ можно определить так, как $Z_{\text{вх}}$, только вход и выход четырехполюсника меняются местами, а роль Z_H играет R_r .

Решив (2.90) относительно \dot{U}_2 и I_2 и приняв во внимание (2.99), имеем

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_2 &= D\dot{U}_1 - BI_1; \\ I_2 &= A\dot{U}_1 - C\dot{U}_1. \end{aligned} \right\} \quad (2.114)$$

Подстановкой в (2.113) выражений (2.114), а также с помощью очевидного при выбранных на рис. 2.15 направлениях напряжений и токов равенства $R_{\Gamma} = -\dot{U}_1/I_1$ получим

$$Z_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}_2}{I_2} = -\frac{D\dot{U}_1 - BI_1}{AI_1 - C\dot{U}_1} = \frac{DR_{\Gamma} + B}{CR_{\Gamma} + A}. \quad (2.115)$$

Значительный интерес представляет согласованное выключение четырехполюсника, при котором $R_{\Gamma} = Z_{\text{вх}}$, а $R_{\text{н}} = Z_{\text{вых}}$. В этом случае вводятся обозначения:

$$\left. \begin{aligned} Z_{01} &= R_{\Gamma} = Z_{\text{вх}}; \\ Z_{02} &= Z_{\text{н}} = Z_{\text{вых}} \end{aligned} \right\} \quad (2.116)$$

и Z_{01} и Z_{02} называют соответственно входным и выходным характеристическими (или волновыми) сопротивлениями четырехполюсника. С учетом (2.116) выражения (2.112) и (2.115) принимают вид

$$Z_{01} = \frac{AZ_{02} + B}{CZ_{02} + D}; \quad Z_{02} = \frac{DZ_{01} + B}{CZ_{01} + A}. \quad (2.117)$$

Совместное решение уравнений (2.117) приводит к

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}; \quad Z_{02} = \sqrt{\frac{BD}{AC}}. \quad (2.118)$$

Экспериментально Z_{01} можно определить, измерив входное сопротивление при разомкнутых и замкнутых выходных зажимах четырехполюсника (соответственно в режимах «холостого хода» и «короткого замыкания»).

Действительно, из выражения (2.112) для разомкнутого выхода ($Z_{\text{н}} = \infty$) имеем

$$Z_{\text{вх. х. х}} = \frac{A}{C}, \quad (2.119)$$

для замкнутого ($Z_{\text{н}} = 0$)

$$Z_{\text{вх. к. з}} = \frac{B}{D}. \quad (2.120)$$

Сравнивая (2.118) с (2.119) и (2.120), получаем

$$Z_{01} = \sqrt{Z_{\text{вх. х. х}} \cdot Z_{\text{вх. к. з}}}. \quad (2.121)$$

Аналогичным образом из (2.115) для включенного на входе соответственно генератора тока ($R_{\Gamma} = \infty$) и генератора напряжения ($R_{\Gamma} = 0$) имеем

$$Z_{\text{вых } I} = Z_{\text{вых}} \Big|_{R_{\Gamma} = \infty} = \frac{D}{C}; \quad Z_{\text{вых } E} = Z_{\text{вых}} \Big|_{R_{\Gamma} = 0} = \frac{B}{A}. \quad (2.122)$$

Из сравнения (2.122) с (2.118) следует

$$Z_{02} = \sqrt{Z_{\text{вых } I} \cdot Z_{\text{вых } E}}. \quad (2.123)$$

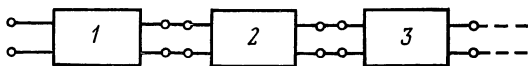


Рис. 2.17. Каскадное («лестничное») соединение четырехполюсников

Разделив выражения (2.118) друг на друга, получим

$$\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} = \sqrt{\frac{A}{D}} = n, \quad (2.124)$$

где n представляет собой коэффициент трансформации. В случае согласованного включения

$$Z_{\text{вх}} = Z_{01} = n^2 Z_{02} = n^2 Z_{\text{н}}. \quad (2.125)$$

Таким образом, согласованный четырехполюсник является трансформатором сопротивления.

Для симметричного четырехполюсника ($A = D$) входное и выходное характеристические сопротивления равны между собой, а коэффициент трансформации равен единице. Это следует непосредственно из (2.118) и (2.115):

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}}. \quad (2.126)$$

Симметричный четырехполюсник, нагруженный на Z_0 , имеет входное сопротивление, также равное Z_0 . Это используется для согласования четырехполюсников при каскадном соединении, т. е. в том случае, когда выходные зажимы одного четырехполюсника присоединяются к входным зажимам другого и т. д. (рис. 2.17).

Определим коэффициенты передачи четырехполюсника по напряжению и току:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}; \quad \dot{K}_I = \frac{I_2}{I_1}.$$

Для этого преобразуем первое уравнение (2.90) с учетом (2.118):

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \left(A + B \frac{I_2}{\dot{U}_2} \right) \dot{U}_2 = \left(A + \frac{B}{Z_{02}} \right) \dot{U}_2 = \\ &= \left(A + B \sqrt{\frac{AC}{BD}} \right) \dot{U}_2. \end{aligned}$$

После простых вычислений получим

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \sqrt{\frac{D}{A}} \frac{1}{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}}. \quad (2.127)$$

Аналогичным образом из тех же исходных уравнений вычислим

$$\frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{A}{D}} \frac{1}{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}}. \quad (2.128)$$

С учетом (2.124) перепишем (2.127) и (2.128) и представим их в таком виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_U &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{n} (\sqrt{AD} + \sqrt{BC})^{-1} = \frac{1}{n} e^{-\gamma}; \\ \dot{K}_I &= \frac{I_2}{I_1} = n (\sqrt{AD} + \sqrt{BC})^{-1} = n e^{-\gamma}. \end{aligned} \right\} (2.129)$$

Наряду с коэффициентом трансформации n параметр γ характеризует четырехполюсник в целом и называется *постоянной распространения*. В общем случае γ является комплексной величиной:

$$\gamma = \alpha + j\beta. \quad (2.130)$$

Коэффициент α характеризует затухание и называется собственным затуханием четырехполюсника, β определяет фазу напряжения (тока) на выходе четырехполюсника и именуется *фазовой постоянной* или *коэффициентом фазы*.

Согласно (2.129)

$$e^{-\gamma} = (\sqrt{AD} + \sqrt{BC})^{-1}; \quad (2.131)$$

$$e^{\gamma} = \sqrt{AD} + \sqrt{BC}. \quad (2.132)$$

Учитывая, что в соответствии с (2.99) $AD - BC = 1$, а также умножая числитель и знаменатель выражения (2.131) на $(\sqrt{AD} - \sqrt{BC})$, получаем

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC}. \quad (2.133)$$

Из (2.132) и (2.133)

$$\left. \begin{aligned} \frac{e^{\gamma} + e^{-\gamma}}{2} &= \operatorname{ch} \gamma = \sqrt{AD}; \\ \frac{e^{\gamma} - e^{-\gamma}}{2} &= \operatorname{sh} \gamma = \sqrt{BC}. \end{aligned} \right\} \quad (2.134)$$

Выражения (2.134), (2.118), (2.124) позволяют записать уравнения четырехполюсника в параметрах Z_{01} , Z_{02} , n и γ :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 n \operatorname{ch} \gamma + \dot{I}_2 \sqrt{Z_{01} Z_{02}} \operatorname{sh} \gamma; \\ \dot{I}_1 &= \dot{U}_2 \frac{1}{\sqrt{Z_{01} Z_{02}}} \operatorname{sh} \gamma + \dot{I}_2 \frac{1}{n} \operatorname{ch} \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (2.135)$$

В случае пассивного симметричного согласованного четырехполюсника

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma + \dot{I}_2 Z_0 \operatorname{sh} \gamma; \\ \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_2}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma + \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma. \end{aligned} \right\} \quad (2.136)$$

§ 2.16. Параллельное и последовательное соединения четырехполюсников

Получение характеристик некоторых сложных цепей существенно упрощается, если они могут быть представлены в виде параллельного или последовательного соединения четырехполюсников. В случае параллельного соединения четырехполюсников (рис. 2.18, а) коэффициенты уравнений результирующего четырехполюсника в y -параметрах равны сумме соответствующих коэффициентов исходных четырехполюсников,

Действительно, в соответствии с обозначениями на рис. 2.18, а:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= u_1^{(1)} = u_1^{(2)}; \quad u_2 = u_2^{(1)} = u_2^{(2)}; \\ i_1 &= i_1^{(1)} + i_1^{(2)}; \quad i_2 = i_2^{(1)} + i_2^{(2)}. \end{aligned} \right\} \quad (2.137)$$

Запишем уравнения первого и второго четырехполюсников:

$$\begin{aligned} i_1^{(1)} &= y_{11}^{(1)}u_1^{(1)} + y_{12}^{(1)}u_2^{(1)}; \quad i_2^{(1)} = y_{21}^{(1)}u_1^{(1)} + y_{22}^{(1)}u_2^{(1)}; \\ i_1^{(2)} &= y_{11}^{(2)}u_1^{(2)} + y_{12}^{(2)}u_2^{(2)}; \quad i_2^{(2)} = y_{21}^{(2)}u_1^{(2)} + y_{22}^{(2)}u_2^{(2)}. \end{aligned}$$

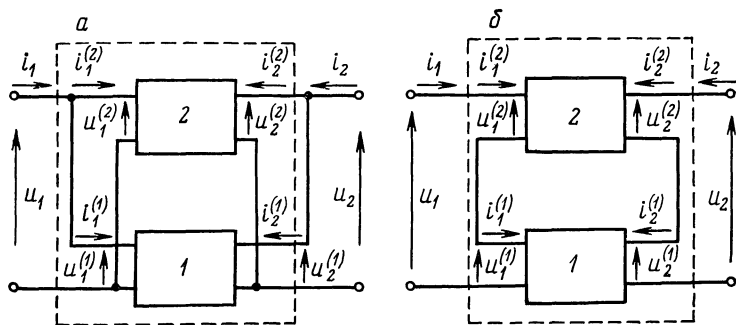


Рис. 2.18. Параллельное (а) и последовательное (б) соединения четырехполюсников

Суммируя их с учетом (2.119), получаем

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= (y_{11}^{(1)} + y_{11}^{(2)}) u_1 + (y_{12}^{(1)} + y_{12}^{(2)}) u_2 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2; \\ i_2 &= (y_{21}^{(1)} + y_{21}^{(2)}) u_1 + (y_{22}^{(1)} + y_{22}^{(2)}) u_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.138)$$

Аналогичным образом при последовательном соединении четырехполюсников (рис. 2.18, б) коэффициенты уравнения составного четырехполюсника в z -параметрах равны сумме соответствующих коэффициентов в уравнениях исходных четырехполюсников:

$$z_{jk} = z_{jk}^{(1)} + z_{jk}^{(2)}, \quad j, k = 1; 2. \quad (2.139)$$

§ 2.17. Фильтры электрических колебаний. Общие характеристики

Из спектра колебаний, поступающих на вход электрического фильтра, на выход проходят лишь те составляющие, которые расположены в заданной области частот. Область частот от низшей ω_H до высшей ω_B , для которой фильтр имеет близкий к единице коэффициент передачи A , называется полосой пропускания, или полосой прозрачности, фильтра, остальные частотные области — по-

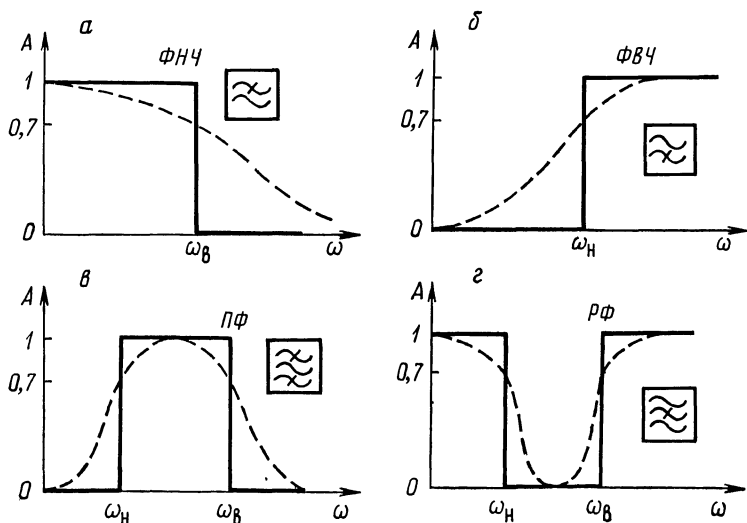


Рис. 2.19. Частотные характеристики идеальных (сплошная кривая) и реальных (пунктирная) фильтров нижних частот (а), верхних (б), полосового (в) и режекторного (г)

лосой непрозрачности (задержания). В полосе задержания $A \ll 1$.

По частотным характеристикам различают четыре основных типа фильтров (рис. 2.19). Фильтры нижних частот (ФНЧ) пропускают колебания с частотами от нуля до ω_B , фильтры верхних частот (ФВЧ) — колебания с частотой не ниже ω_H . Полосовые фильтры (ПФ) имеют полосу пропускания от ω_H до ω_B , режекторные (РФ), или заградительные, фильтры, наоборот, пропускают коле-

бания вне интервала $[\omega_{\text{н}}, \omega_{\text{в}}]$ и не пропускают колебания внутри этого интервала. В реальных фильтрах нет скачкообразного перехода от зоны прозрачности к зоне задержания. Частота, при которой коэффициент передачи фильтра уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим максимальным значением, называется граничной.

Конструкция и принцип действия фильтра зависят прежде всего от диапазона рабочих частот и требуемого вида частотной характеристики. В диапазоне от единиц килогерц до десятков мегагерц чаще всего используются *LC*-фильтры. В диапазоне от долей герц до сотен килогерц применяют пассивные и активные (содержащие активные элементы) *RC*-фильтры. Фильтрацию частот ниже одного герца осуществляют электротепловым способом: входной сигнал нагревает электрический стержень, а выходом фильтра является находящийся в тепловом контакте со стержнем термоэлектрический преобразователь.

Широко применяются электрические фильтры, в которых используется явление механического резонанса. Такие фильтры содержат элемент преобразования электрических колебаний в механические, механическую колебательную систему (например, камертон) и обратный преобразователь механических колебаний в электрические. Сильными фильтрующими свойствами обладают пьезоэлектрические фильтры. Резонатор таких фильтров представляет собой пластину из монокристалла кварца (или пьезокерамики) с нанесенными на нее электродами. Подводимые к электродам электрические колебания вследствие обратного пьезоэффекта возбуждают механические колебания пластинки, а они в свою очередь вследствие прямого пьезоэффекта снова превращаются в электрические. При совпадении частоты электрических колебаний с частотой механического резонанса кварцевой пластины напряжение на электродах достигает максимума, т. е. система ведет себя как резонатор. Добротность кварцевого резонатора равна нескольким десяткам тысяч, а температурный коэффициент частоты порядка $10^{-6} \div 10^{-7}$.

Идеальный пассивный фильтр — четырехполюсник, содержащий только реактивные элементы *C*, *L*, *M*. В полосе прозрачности такого фильтра вся мощность поступает в нагрузку, в полосе задержания мощность пол-

ностью отражается к источнику, поэтому входное сопротивление идеального фильтра является чисто активным в полосе прозрачности и чисто реактивным в полосе задержания. Схемы пассивных фильтров представляют собой лестничное соединение Т- или П-образных звеньев (рис. 2.20). К выходу последнего звена подключается нагрузка, ко входу первого — источник сигнала. Нередко между выходом последнего звена и нагрузкой помещают специальное согласующее звено.

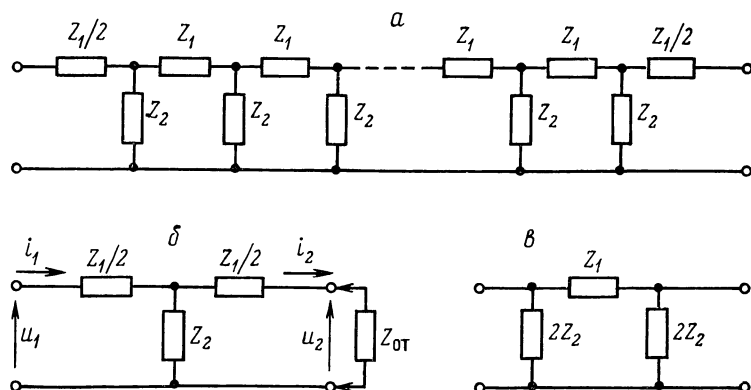


Рис. 2.20 Лестничная схема фильтра (а), звенья лестничной схемы: Т-звено (б), П-звено (в)

Рассмотрим фильтр из Т-звеньев (рис. 2.20, б). Характеристическое сопротивление такого звена, нагруженного на произвольную нагрузку $Z_{от}$, в соответствии с обозначениями на рис. 2.20, б равно

$$Z_{01} = \frac{Z_1}{2} + Z_2 \parallel \left(\frac{Z_1}{2} + Z_{от} \right)$$

или

$$Z_{01} = \frac{Z_1}{2} + \frac{\frac{Z_1 Z_2}{2} + Z_2 Z_{от}}{Z_2 + \frac{Z_1}{2} + Z_{от}}. \quad (2.140)$$

В случае согласования $Z_{01} = Z_{от}$. Подстановка этого условия в (2.140) после простых преобразований приводит к

$$Z_{от} = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2} \right)}. \quad (2.141)$$

Аналогичным образом для П-звена на рис. 2.20, в получим

$$Z_{\text{оп}} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \quad (2.142)$$

Если сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ активно и равно $\sqrt{Z_1 Z_2}$:

$$R_{\text{н}} = \sqrt{Z_1 Z_2}, \quad (2.143)$$

то (2.141) и (2.142) преобразуются в

$$Z_{\text{от}} = R_{\text{н}} \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}; \quad (2.141a)$$

$$Z_{\text{оп}} = \frac{R_{\text{н}}}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \quad (2.142a)$$

Пассивные фильтры, для которых произведение последовательного и параллельного полных сопротивлений есть величина постоянная, т. е. для которых выполняется условие (2.143)

$$k = \sqrt{Z_1 Z_2} = R_{\text{н}}, \quad (2.143a)$$

называются фильтрами типа k .

Определим затухание и сдвиг фазы в звене фильтра. Для выходного контура Т-звена (рис. 2.20, б) запишем уравнение Кирхгофа

$$Z_2 (i_2 - i_1) + \frac{Z_1}{2} i_2 + u_2 = 0$$

и выразим из него входной ток

$$i_1 = \frac{1}{Z_2} u_2 + \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) i_2.$$

Сравнивая это уравнение со вторым уравнением системы (2.136)

$$I_1 = \frac{\dot{U}_2}{Z_0} \text{sh } \gamma + I_2 \text{ch } \gamma,$$

можно записать

$$\text{ch } \gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}. \quad (2.144)$$

Представим $\text{ch } \gamma$ как

$$\text{ch } \gamma = \text{ch}(\alpha + j\beta) = \text{ch } \alpha \cdot \cos \beta + j \text{sh } \alpha \cdot \sin \beta. \quad (2.145)$$

Если Z_1 и Z_2 — чисто реактивные сопротивления, то их отношение — величина вещественная и из (2.144) и (2.145) получаются два уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \text{ch } \alpha \cdot \cos \beta &= 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}; \\ \text{sh } \alpha \cdot \sin \beta &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.146)$$

Последнее из этих уравнений выполняется, в частности, при $\alpha=0$, т. е. при передаче сигнала без затухания. При этом $\text{ch } \alpha=1$ и первое уравнение преобразуется в

$$\cos \beta = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}. \quad (2.147)$$

Переписав (2.147) в виде области ограничения значений косинуса, получим условие, характеризующее *полосу прозрачности* фильтра:

$$-1 \leq 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \leq 1, \quad (2.148)$$

которое после простейшего преобразования сводится к

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0. \quad (2.149)$$

Фазовая характеристика в полосе прозрачности также получается из выражения (2.147)

$$\beta = \arccos \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \right). \quad (2.150)$$

При $\alpha \neq 0$, т. е. за пределами полосы прозрачности, второе уравнение (2.146) справедливо при $\beta = k\pi$ (где $k=0, 1, 2, \dots$), вследствие чего первое из уравнений (2.146) приобретает вид

$$\text{ch } \alpha = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (2.151)$$

и описывает затухание звена фильтра вне полосы прозрачности.

Из (2.149) видно, что сопротивления Z_1 и Z_2 должны иметь разный характер (если Z_1 — индуктивное, то Z_2 должно быть емкостным, и наоборот). Причем если Z_1 — индуктивное, а Z_2 — емкостное, то неравенство (2.149) нарушается с ростом частоты и схема является фильтром нижних частот; если же Z_1 — емкостное, а Z_2 — индуктивное, то нарушение неравенства (2.149) происходит с уменьшением частоты и схема является фильтром верхних частот.

§ 2.18. Фильтр нижних частот

В качестве примера рассмотрим фильтр нижних частот (рис. 2.21, а). Для этой схемы

$$Z_1 = j\omega L; Z_2 = \frac{1}{j\omega C}; Z_1 Z_2 = \frac{L}{C} = k^2.$$

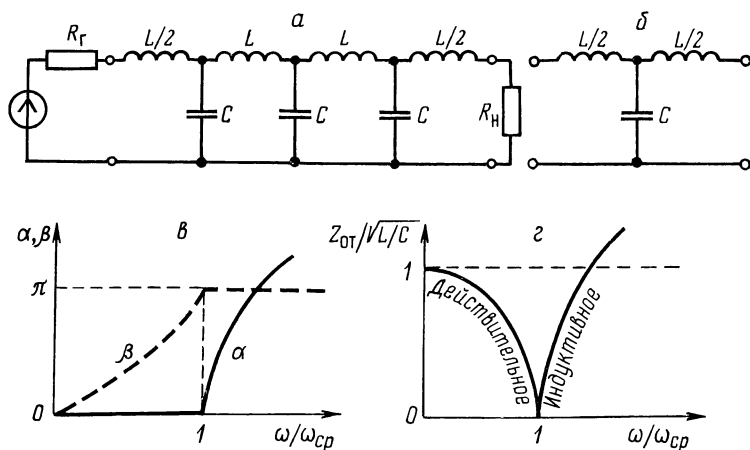


Рис. 2.21. Фильтр нижних частот: схема включения (а), Т-звено фильтра (б), зависимость затухания и сдвига фазы от частоты (в), зависимость характеристического сопротивления от частоты (г)

Будем рассматривать фильтр как лестничную схему из Т-звеньев (рис. 2.21, б). Полоса прозрачности одного такого звена согласно (2.149) определяется неравенством

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} = -\frac{\omega^2 LC}{4} \leq 0. \quad (2.152)$$

Обозначим

$$\frac{2}{\sqrt{LC}} = \omega_{\text{ср}},$$

тогда (2.152) записывается в виде

$$0 \leq \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2} \leq 1$$

или

$$0 \leq \omega \leq \omega_{\text{ср}}. \quad (2.153)$$

Таким образом, идеальный (состоящий только из реактивных элементов L и C) фильтр нижних частот пропускает без поглощения полосу частот от 0 до $\omega_{\text{ср}}$. Частота $\omega_{\text{ср}}$ называется *граничной* частотой фильтра, или *частотой среза*.

В полосе прозрачности ($\omega < \omega_{\text{ср}}$) затухание $\alpha = 0$ и согласно (2.150) фазовая характеристика

$$\beta = \arccos \left(1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \right) = \arccos \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2} \right). \quad (2.154)$$

В полосе непрозрачности ($\omega > \omega_{\text{ср}}$) согласно (2.151) затухание

$$\alpha = \operatorname{arch} \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2} \right). \quad (2.155)$$

Фазовый сдвиг в полосе непрозрачности $\beta = \pi$, так как согласно (2.154) к этому значению стремится β при приближении ω к $\omega_{\text{ср}}$. Графики частотных зависимостей α и β показаны на рис. 2.21, в.

Согласно формуле (2.141) и принятым в данном параграфе обозначениям характеристическое сопротивление Т-звена фильтра нижних частот

$$Z_{\text{от}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2}}. \quad (2.156)$$

При изменении частоты от 0 до $\omega_{\text{ср}}$ сопротивление $Z_{\text{от}}$ является действительным и изменяется от $\sqrt{L/C}$ (при $\omega = 0$) до 0 (при $\omega = \omega_{\text{ср}}$). В полосе непрозрачности ($\omega > \omega_{\text{ср}}$) характеристическое сопротивление фильтра имеет

индуктивный характер и растет от нуля до бесконечности при изменении частоты от $\omega_{\text{ср}}$ до ∞ (рис. 2.21, *г*).

Аналогичным образом, пользуясь формулами, полученными в § 2.17, можно проанализировать фильтр нижних частот из П-звеньев, а также фильтры верхних частот из Т- и П-звеньев.

§ 2.19. Согласование фильтров

Из рис. 2.21, *г* видно, что входное сопротивление фильтра из Т-звеньев типа k — действительное и близкое по величине к $\sqrt{L/C}$ только в очень малой части полосы прозрачности. Это справедливо также для фильтра из П-звеньев типа k . Иными словами, фильтр типа k может быть согласован только в очень малом диапазоне изменения частоты ω , поэтому построить, например, качественный полосовой фильтр типа k невозможно.

Для того, чтобы сделать входное сопротивление фильтра активным и близким к $R_{\text{н}}$ почти во всем диапазоне частот полосы прозрачности, применяют так называемые звенья типа m (m — постоянное число).

Производное звено типа m образуется из звена-прототипа k путем частичного перераспределения реактивных сопротивлений (емкостного и индуктивного) в плечо звена с противоположной реактивностью при соблюдении условия равенства *характеристических сопротивлений* производного звена типа m и звена-прототипа k :

$$Z_{0m} = Z_{0k}.$$

Поэтому звенья типа m можно соединять со своими прототипами k , не нарушая условия согласования на всех частотах. Примеры перехода от звеньев типа k к звеньям типа m показаны на рис. 2.22, *а—г*.

Звенья типа m обладают следующим важным для практического применения свойством. Если разделить пополам Т- или П-звено типа m так, как показано на рис. 2.23, *а, б*, то входное сопротивление полувзена, определяемое со стороны раздела Z'_T и Z'_Π , будет зависеть не только от значений Z_1 и Z_2 , но и от m . Характер этой зависимости показан на рис. 2.23, *в*, из которого видно, что наилучшее согласование с активной нагрузкой получается при $m=0,6$. Данная особенность полувзеньев типа m

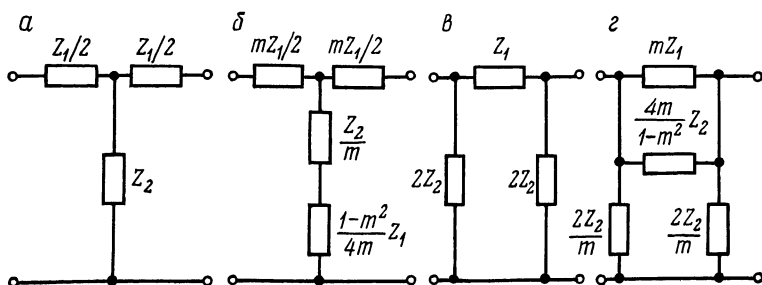


Рис. 2.22. Фильтры типа m : прототип Т-звено (а) и производное Т-звено типа m (б); прототип П-звено (в) и производное П-звено типа m (г)

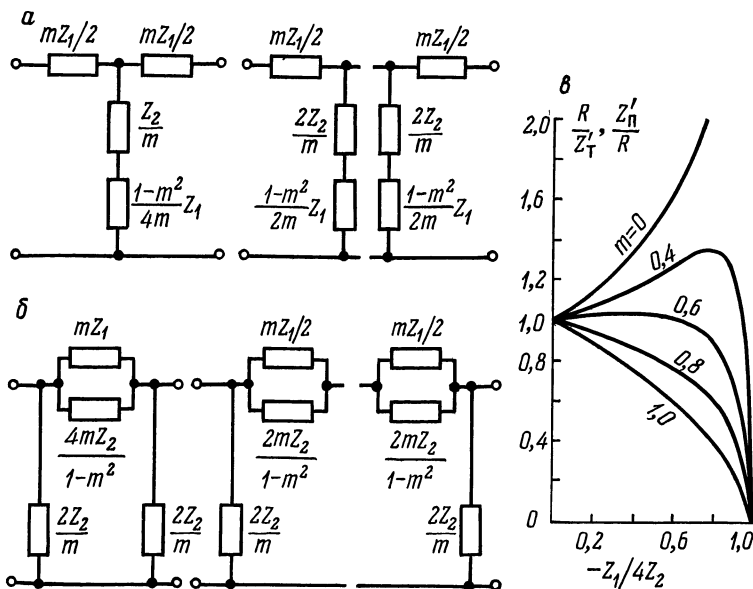


Рис. 2.23. Деление звеньев типа m на полузвенья (а, б) и зависимость от $Z_1/4Z_2$ (частотная зависимость) характеристического сопротивления полузвена со стороны раздела при различных m (в)

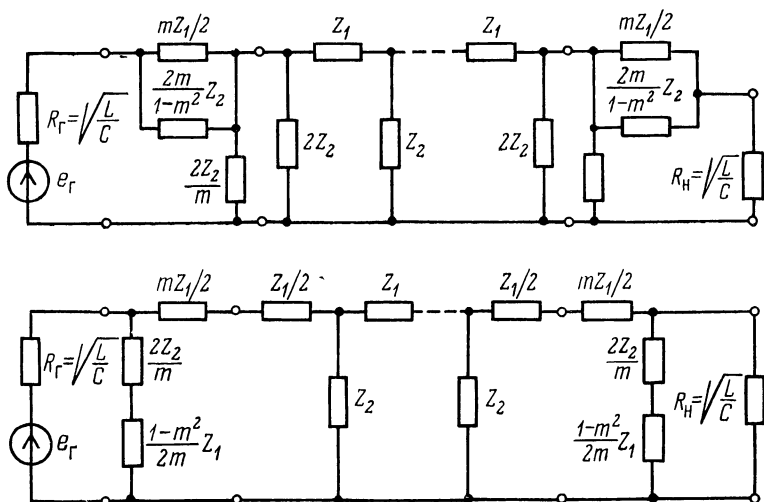


Рис. 2.24. Включение полувзеньев типа m для согласования фильтра типа k с генератором и с нагрузкой: фильтр из Π -звеньев (а); фильтр из T -звеньев (б)

позволяет использовать их в качестве согласующих элементов между цепочкой полных звеньев и активной нагрузкой. Заметим, что звенья типа m делят на полувзенья только тогда, когда они используются как оконечные полувзенья.

На рис. 2.24 показаны примеры согласования фильтров из Π - и T -звеньев типа k с генератором и нагрузкой при помощи полувзеньев типа m .

§ 2.20. Т-образные мосты

Для целей фильтрации нередко применяют Т-образные мостовые схемы, из которых наибольшее распространение получил так называемый двойной Т-образный мост из резисторов и конденсаторов (рис. 2.25, а). При произвольном значении элементов моста его характеристики могут быть легко рассчитаны, если рассматривать схему как параллельное соединение двух четырехполюсников. Получающиеся при этом громоздкие выражения упрощаются при соотношении между элементами моста:

$$C_2 = 2C_1; R_1 = 2R_2, \quad (2.157)$$

из которых следует, что при $\omega \rightarrow 0$ и $\omega \rightarrow \infty$ коэффициент передачи моста стремится к единице. При некоторой частоте $\omega = \omega_0$ коэффициент передачи равен нулю.

Частотная характеристика ТТ-моста показана на рис. 2.25, б. При выполнении условий (2.157) частота максимального ослабления

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}. \quad (2.158)$$

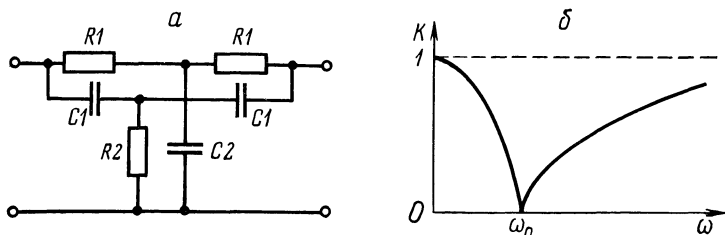


Рис. 2.25. Двойной Т-мост (ТТ-мост): схема (а), частотная характеристика (б)

ТТ-мост чаще всего применяется в активных фильтрах. При его включении в цепь отрицательной обратной связи усилителя получают большой коэффициент усиления на частоте ω_0 , так как именно на этой частоте отрицательная обратная связь слабая. На остальных частотах отрицательная связь является сильной, что обуславливает небольшой коэффициент усиления.

Глава 3. ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

§ 3.1. Длинные линии, телеграфные уравнения

Если длина двухпроводной линии больше длины волны распространяющегося в ней сигнала ($l > \lambda$), то ток в данный момент времени неодинаков в различных сечениях линии и линия называется поэтому цепью с распределенными постоянными. Этими постоянными (или параметрами линии) являются отнесенные к единице длины емкость проводов C , индуктивность L , сопротивление R и проводимость материала изоляции между про-

водами G . Линия называется однородной, если эти параметры одинаковы в любом участке линии.

Малый отрезок линии dx (рис. 3.1, а), в пределах которого ток i можно считать постоянным, представим при помощи эквивалентной схемы с сосредоточенными пара-

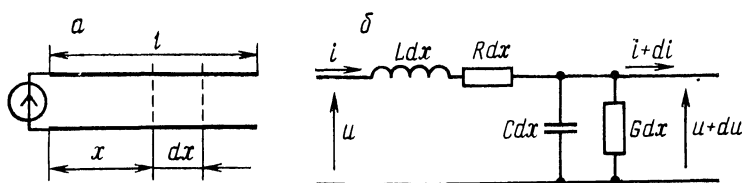


Рис. 3.1. Отрезок двухпроводной линии (а) и эквивалентная схема элемента длины dx (б)

метрами Cdx , Ldx , Rdx и Gdx (рис. 3.1, б). Для этой схемы можно составить уравнения

$$\left. \begin{aligned} du &= - (Ldx) \frac{\partial i}{\partial t} - (Rdx)i; \\ di &= - (Cdx) \frac{\partial u}{\partial t} - (Gdx)u \end{aligned} \right\}$$

или

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri &= 0; \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} + Gu &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Эти уравнения называются телеграфными, так как хорошо описывают процессы в двухпроводных линиях, применяемых при передаче телеграфных сообщений.

§ 3.2. Линия без потерь, волновые уравнения

Если потери в линии незначительны, можно считать, что $R=G=0$ и телеграфные уравнения упрощаются, переходя в так называемые волновые уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} &= 0; \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Продифференцируем первое уравнение по x , второе по t и исключим из первого уравнения ток:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}.$$

Аналогичными преобразованиями, исключая из второго уравнения напряжение и вводя обозначение $v = 1/\sqrt{LC}$, получаем

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}; \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Система уравнений (3.3) показывает, что изменения напряжения и тока в двухпроводной идеальной линии подчиняются одинаковым закономерностям. Еще Д'Аламбер в 1747 г. установил, что общее решение такого волнового уравнения — любая дважды дифференцируемая функция

$$f(x, t) = f\left(t \pm \frac{x}{v}\right). \quad (3.4)$$

В справедливости этого утверждения легко убедиться простой подстановкой (3.4) в (3.3):

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \pm \frac{1}{v} f' \left(t \pm \frac{x}{v} \right); \quad \frac{\partial^2 f}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} f'' \left(t \pm \frac{x}{v} \right),$$

т. е.

$$\frac{\partial^2 f}{\partial t^2} = f'' \left(t \pm \frac{x}{v} \right).$$

Физический смысл (3.4) заключается в том, что любое решение волнового уравнения представляет собой два возмущения, распространяющиеся по линии в противоположных направлениях с одинаковой скоростью v , зависящей от параметров линии. Выясним это на примере функции $f\left(t - \frac{x}{v}\right)$. Значения ее в различные моменты времени в общем случае не равны друг другу, но для любых двух точек с координатами x_1 и x_2 можно подобрать такие моменты времени, для которых выполняется равенство

$$f\left(t_1 - \frac{x_1}{v}\right) = f\left(t_2 - \frac{x_2}{v}\right).$$

В этом случае (при $t_2 > t_1$)

$$t_1 - \frac{x_1}{v} = t_2 - \frac{x_2}{v},$$

т. е.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{x_2 - x_1}{v} = \frac{\Delta x}{v}. \quad (3.5)$$

Таким образом, значение функции, которое она имела в точке x_1 при $t=t_1$, повторяется в точке x_2 через интервал времени Δt , пропорциональный расстоянию между этими точками $\Delta x = x_2 - x_1$. Иными словами, значения функции f как бы перемещаются вдоль x со скоростью

$$v = \frac{\Delta x}{\Delta t} = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

По этой причине функцию f называют волновой, или волной.

Пусть на входе линии включен генератор гармонической э. д. с.

$$u_1 = Ue^{j\omega t}.$$

Напряжение в любом сечении линии будет также гармоническим, поэтому можно записать

$$\frac{\partial u}{\partial t} = j\omega u_1, \quad \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = -\omega^2 u_1$$

и первое уравнение (3.3) преобразуется в

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + k^2 u = 0, \quad (3.6)$$

где $k = \omega/v$ — волновое число.

Решение уравнения (3.6) имеет вид

$$u = Ae^{jkx} + Be^{-jkx}. \quad (3.7)$$

Член Be^{-jkx} представляет собой волну напряжения, распространяющуюся вдоль оси x вправо (*прямую волну*), член Ae^{jkx} — волну напряжения, движущуюся вдоль x влево (*обратную волну*). В дальнейшем определим условия, при которых наблюдается только прямая волна, сейчас же предположим, что такие условия созданы и обратной волны нет.

Так как при $x=0$ напряжение $u_1 = Ue^{j\omega t}$, то постоянная B равна

$$B = u_1 = Ue^{j\omega t},$$

а решение (3.7) приобретает вид

$$u = Ue^{j(\omega t - kx)} = u_1 e^{-j\beta}. \quad (3.8)$$

Это означает, что на расстоянии x от начала линии фаза напряжения запаздывает на угол

$$\beta = kx = \frac{\omega}{v} x = \frac{2\pi f}{v} x = 2\pi \frac{x}{\lambda}. \quad (3.9)$$

Для определения соотношения между током и напряжением преобразуем первое уравнение (3.2) к виду

$$j\omega Li = - \frac{\partial u}{\partial x}. \quad (3.10)$$

Из (3.8) следует:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = - jku. \quad (3.11)$$

Подставляя (3.11) в (3.10), определяем отношение напряжения к току:

$$\frac{u}{i} = \frac{\omega L}{k} = vL = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho. \quad (3.12)$$

Отметим, что отношение u к i , или *волновое сопротивление* идеальной линии, является чисто активным и не зависит ни от частоты, ни от координаты.

Таким образом, происходящие в идеальной линии явления характеризуются тремя постоянными: скоростью распространения v , волновым числом k и волновым сопротивлением ρ .

§ 3.3. Отражение волн на концах линии

Рассмотрим линию с генератором гармонических колебаний на входе и произвольной нагрузкой Z_H на выходе (рис. 3.2). Для нее действительны волновое уравнение (3.6) и его общее решение (3.7), а также граничные условия: $u = u_1$ при $x=0$ и $Z_H = u_2/i_2$ при $x=l$.

Из (3.10) можно определить ток

$$i = - \frac{1}{j\omega L} \frac{\partial u}{\partial x}. \quad (3.13)$$

Дифференцируя выражение (3.7)

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk (Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) \quad (3.14)$$

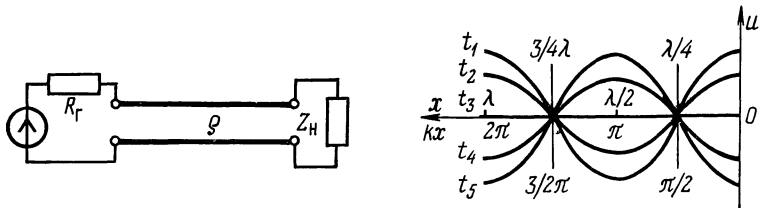


Рис. 3.2. Нагруженная линия

Рис. 3.3. Изменение напряжения вдоль линии, разомкнутой на конце, при $t_i = \text{const}$

и подставляя его в (3.13), с учетом (3.12) имеем

$$i = - \frac{1}{\rho} (Ae^{jkx} - Be^{-jkx}). \quad (3.15)$$

Вспоминая, что Be^{-jkx} и Ae^{jkx} являются соответственно прямой и обратной (т. е. отраженной) волнами напряжения, запишем (3.7) и (3.15) в виде

$$u = u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}; \quad (3.16)$$

$$i = \frac{1}{\rho} (u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}). \quad (3.17)$$

В конце линии отношение u к i есть сопротивление нагрузки, поэтому, разделив (3.16) на (3.17), получим

$$Z_n = \rho \frac{u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}}, \quad (3.18)$$

откуда коэффициент отражения напряжения, равный отношению $u_{\text{отр}}$ к $u_{\text{пр}}$, есть

$$P_U = \frac{u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}}} = \frac{Z_n - \rho}{Z_n + \rho}. \quad (3.19)$$

Отметим три важных случая: 1) при $Z_{\text{н}} = \rho$ линия «согласована с нагрузкой», отражение отсутствует и имеется только прямая волна; 2) при разомкнутой на конце линии ($Z_{\text{н}} = \infty$) $P_U = 1$; 3) при закороченной на конце линии ($Z_{\text{н}} = 0$) $P_U = -1$.

Всегда, кроме случая полного согласования ($Z_{\text{н}} = \rho$), прямая и обратная волны накладываются друг на друга, или интерферируют, образуя стоячую волну. Сущность этого понятия проще всего пояснить, когда амплитуды прямой и отраженной волн равны между собой:

$$u_{\text{пр}} = U e^{j(\omega t - kx)}, \quad u_{\text{отр}} = U e^{j(\omega t + kx)}.$$

Результирующее напряжение при этом

$$u = u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}} = U e^{j\omega t} (e^{jkx} - e^{-jkx}) = 2U \cos kx e^{j\omega t}$$

представляет собой *стоячую волну* — колебание, происходящее по всей линии с одинаковой фазой, так как множитель $e^{j\omega t}$ не зависит от координаты x . В то же время амплитуда колебаний зависит от координаты x (рис. 3.3). Она максимальна в точках с $kx = 0, \pi, 2\pi, \dots$, что соответствует расстоянию от конца линии $x = 0, \lambda/2, \lambda, \dots$, и постоянно равна нулю в точках с $kx = \frac{\pi}{2}, \frac{3}{2}\pi, \dots$, что соответствует расстоянию от конца линии $x = \frac{\lambda}{4}, \frac{3}{4}\lambda, \dots$.

Наиболее общий случай соответствует наличию как бегущей, так и стоячей волны. Соотношение между бегущей и стоячей волнами характеризуется *коэффициентом бегущей волны* (КБВ) или *коэффициентом стоячей волны* (КСВ): $\text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}}$. Здесь U_{min} и U_{max} соответственно минимальная и максимальная амплитуды напряжения вдоль линии.

§ 3.4. Входное сопротивление линии

Используя выражения (3.7) и (3.15), находим отношение напряжения к току для любого сечения линии:

$$\frac{u}{i} = -\rho \frac{Ae^{jkx} + Be^{-jkx}}{Ae^{jkx} - Be^{-jkx}}. \quad (3.20)$$

При $x=0$ это отношение по определению является *входным сопротивлением* линии

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_1}{i_1} = -\rho \frac{A+B}{A-B} = -\rho \frac{1 + \frac{A}{B}}{1 - \frac{A}{B}}. \quad (3.21)$$

Для нахождения A/B используем граничное условие на конце линии, согласно которому при $x=l$ отношение u к i равно $Z_{\text{н}}$:

$$Z_{\text{н}} = \frac{u_2}{i_2} = -\rho \frac{Ae^{jkl} + Be^{-jkl}}{Ae^{jkl} - Be^{-jkl}}, \quad (3.22)$$

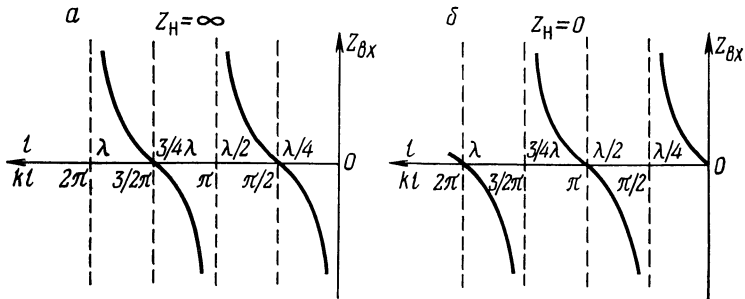


Рис. 3.4. Зависимость входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ линии, разомкнутой на конце (а) и короткозамкнутой (б), от ее длины l

откуда

$$\frac{A}{B} = \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho} e^{-j2kl}. \quad (3.23)$$

Подставив (3.23) в (3.21), после приводимых ниже преобразований получим окончательное выражение для $Z_{\text{вх}}$:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}} &= \rho \frac{1 + \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho} e^{-j2kl}}{1 - \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho} e^{-j2kl}} = \rho \frac{e^{jkl} + \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho} e^{-jkl}}{e^{jkl} - \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho} e^{-jkl}} = \\ &= \rho \frac{Z_{\text{н}}(e^{jkl} + e^{-jkl}) + \rho(e^{jkl} - e^{-jkl})}{\rho(e^{jkl} + e^{-jkl}) + Z_{\text{н}}(e^{jkl} - e^{-jkl})} = \frac{1 + j \frac{\rho}{Z_{\text{н}}} \operatorname{tg} kl}{1 + j \frac{Z_{\text{н}}}{\rho} \operatorname{tg} kl}. \quad (3.24) \end{aligned}$$

В общем случае $Z_{\text{вх}}$ — комплексная величина, зависящая от параметров линии ρ , l и нагрузки на конце линии $Z_{\text{н}}$. Если линия разомкнута ($Z_{\text{н}} = \infty$),

$$Z_{\text{вх}} |_{Z_{\text{н}} = \infty} = -j\rho \operatorname{ctg} kl. \quad (3.25)$$

Короткозамкнутая линия имеет входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} |_{Z_{\text{н}} = 0} = j\rho \operatorname{ctg} kl. \quad (3.26)$$

Согласованная линия ($Z_{\text{н}} = \rho$) характеризуется чисто активным входным сопротивлением

$$Z_{\text{вх}} |_{Z_{\text{н}} = \rho} = \rho. \quad (3.27)$$

На рис. 3.4, *a, б* изображены графики изменения входного сопротивления разомкнутой и короткозамкнутой линий в зависимости от длины l .

§ 3.5. Нестационарные процессы в линиях

Переходные процессы в линии без потерь можно проанализировать операторным методом, применяя к волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = 0$$

преобразование Лапласа $u(p) = \int_0^{\infty} u(t) e^{-pt} dt$.

В случае цепей с сосредоточенными параметрами преобразование Лапласа дифференциальные уравнения для оригиналов превращает в алгебраические уравнения для изображений. При исследовании длинных линий для изображений по Лапласу получается обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 u(p)}{dx^2} - \frac{p^2}{v^2} u(p) = 0, \quad (3.28)$$

решение которого имеет вид

$$u(p) = Ae^{\frac{p}{v}x} + Be^{-\frac{p}{v}x}. \quad (3.29)$$

Из первого уравнения системы (3.2) и равенств (3.12) и (3.9) легко получить выражение для изображения тока:

$$i(p) = -\frac{1}{pL} \frac{du(p)}{dx} = -\frac{1}{p} \left(A e^{\frac{p}{v}x} - B e^{-\frac{p}{v}x} \right). \quad (3.30)$$

Постоянные A и B находятся из конкретных начальных и граничных условий, после чего совершается обрат-

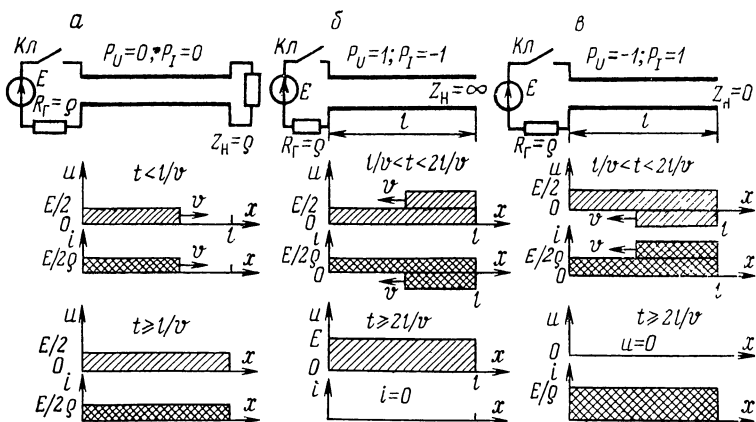


Рис. 3.5. Распределение напряжения и тока в согласованной (а), разомкнутой (б) и замкнутой (в) на конце линии после подачи на вход скачка постоянного напряжения

ный переход от изображений $u(p)$ и $i(p)$ к оригиналам $u(x, t)$ и $i(x, t)$, т. е. устанавливается зависимость напряжения и тока от времени в любом сечении линии.

Наиболее просто получить таким методом описание процессов в линии при действии скачка напряжения на входе. Приведем лишь результаты такого рассмотрения.

Согласованная линия ($Z_H = \rho$). При мгновенном замыкании ключа Кл (рис. 3.5, а) в момент времени $t=0$ по линии со скоростью $v = 1/\sqrt{LC}$ начинает распространяться волна тока с амплитудой $I/2$ и связанная с ней волна напряжения с амплитудой $E/2$. В момент времени $t=l/v$ они достигают конца линии. На этом переходный процесс заканчивается и устанавливается стационарный режим: напряжение и ток в любом сечении линии постоянны и равны соответственно $E/2$ и $E/2\rho$.

Разомкнутая линия ($Z_n = \infty$). При $t < l/v$ волна тока $I = E/2\rho$ и волна напряжения распространяются по линии со скоростью $v = 1/\sqrt{LC}$ (рис. 3.5, б). Отраженная волна тока имеет обратную полярность ($P_I = -1$), и по мере ее продвижения ток в линии становится равным нулю. Коэффициент отражения напряжения $P_U = 1$, поэтому по мере продвижения отраженной волны напряжение в линии становится равным E . В момент времени $t = 2l/v$ переходный процесс заканчивается: напряжение в любом сечении линии равно E , ток $I = 0$, запасенная в линии энергия равна $C \cdot l \cdot E^2/2$.

Закороченная линия ($Z_n = 0$). В этом случае согласно (3.19) $P_U = -1$, отраженная волна напряжения имеет полярность, обратную полярности прямой волны. После окончания переходного процесса ($t > 2l/v$) в линии устанавливается $U = 0$ и $I = E/\rho$ (рис. 3.5, в).

§ 3.6. Реальные линии

Линия без потерь является удобной для теоретического рассмотрения идеализированной моделью. Такая идеализация позволяет в первом приближении уяснить характер явлений, которые имеют место в линейных цепях с распределенными параметрами. Приведенные выше рассуждения и выводы применимы также для сравнительно небольших отрезков двухпроводных линий с малыми потерями. Более того, при выполнении определенных соотношений между параметрами L , C , R и G реальной линии описывающие такую линию телеграфные уравнения (3.1) простой заменой переменных сводятся к волновым уравнениям (3.3). Действительно, нетрудно убедиться, что при выполнении так называемого условия Хевисайда

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = \alpha \quad (3.31)$$

введением новой переменной

$$u = u_0 e^{-\alpha t} \quad (3.32)$$

уравнения (3.1) преобразуются к виду волновых уравнений. Это означает, что все выводы, вытекающие из решения волновых уравнений, применимы и к линиям, для

которых выполняется условие (3.31). Только в реальных линиях волны затухают по экспоненциальному закону, так как в (3.32) α — действительное число.

§ 3.7. Применения отрезков длинных линий

Приведем некоторые примеры применения длинных линий в технике и физическом эксперименте.

Линии в качестве колебательных систем и изоляторов. Из выражений (3.26), (3.9) и рис. 3.4, б следует, что входное сопротивление короткозамкнутой линии принимает любые значения в зависимости от отношения l/λ . При $l = \lambda/4$ наблюдается так называемый основной резонанс. При малых расстройках частоты относительно резонансной модуль входного сопротивления изменяется так же, как у параллельного колебательного контура. Поэтому четвертьволновые отрезки линий используются в качестве колебательных систем в дециметровом диапазоне, где по конструктивным соображениям затруднено применение контуров с сосредоточенными параметрами.

Четвертьволновые короткозамкнутые отрезки линий применяются и в качестве изоляторов, на которых закрепляются фидеры — линии передачи электромагнитных колебаний от источника к потребителю, например от генератора радиостанции к антенне (рис. 3.6).

Измерительные линии. Отрезки линий служат элементами устройств для измерения параметров электрических колебаний и характеристик компонентов радиотехнических схем на частотах более 500 МГц. Измерительная линия представляет собой отрезок стандартной линии передачи, снабженной устройством измерения напряжения между токонесущими проводниками в любом сечении этого отрезка. Она может быть включена в разрыв тракта передачи или подключена к тракту (или генератору) и разомкнута, согласована или закорочена на конце. По результатам измерения положений максимумов и минимумов волны при различных нагрузках вычисляются λ , КСВ, КБВ и другие физические величины, которые могут быть представлены как функции этих параметров.

Искусственные линии собираются из элементов с сосредоточенными параметрами или представляют собой кабели специальной конструкции (рис. 3.7, а, б). Имея небольшие размеры, такие линии позволяют осуществ-

влять задержку сравнительно широкополосных сигналов на единицы и даже десятки микросекунд. Исключительно важна роль искусственных линий, в которых роль конденсаторов выполняют паразитные емкости активных элементов (ламп или транзисторов). На их основе созда-

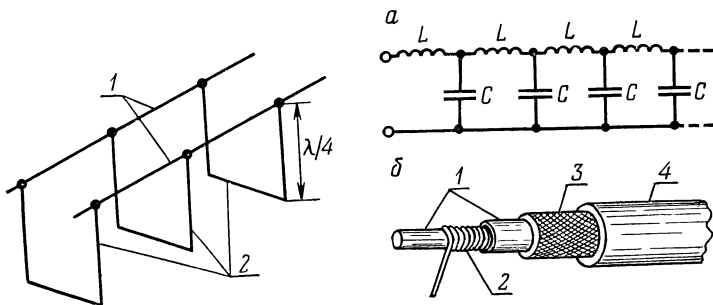


Рис. 3.6. Четвертьволновые изоляторы:
1 — фидер; 2 — металлические опорные изоляторы

Рис 3.7. Искусственные линии на дискретных элементах (а) и в виде специального кабеля (б):

1, 4 — изолятор; 2 — спираль; 3 — оплетка

ются так называемые широкополосные усилители бегущей волны.

Энергия, запасенная в разомкнутой искусственной линии, позволяет генерировать электрические импульсы большой мощности, близкие по форме к прямоугольным. Специально для таких линий выпускаются высоковольтные конденсаторы с выводами, имеющими предельно низкое сопротивление и индуктивность. На их основе создаются, например, искусственные линии для накачки лазеров.

§ 3.8. Волноводы

С увеличением частоты электрических колебаний потери энергии в длинных линиях возрастают. Во-первых, вследствие малой поверхности проводов двухпроводной линии становится существенным влияние скин-эффекта, во-вторых, при длинах волн, соизмеримых с поперечным сечением линии, возрастают потери на излучение. Волновод представляет собой линию передачи без потерь на

излучение, со значительно большей, чем у эквивалентной коаксиальной линии, поверхностью, по которой при распространении волны протекают электрические токи. Волноводом является, например, полая труба с проводящими стенками, внутри которой может распространяться электромагнитная волна. Волновод прямоугольного сечения можно представить как двухпроводную линию, закрепленную на четвертьволновых изоляторах, расставленных столь часто, что они образуют сплошную трубу

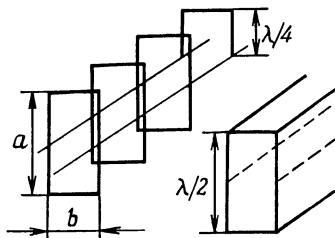


Рис. 3.8. Прямоугольный волновод как совокупность четвертьволновых изоляторов

(рис. 3.8). Непосредственно из рис. 3.8 следует, что в таком прямоугольном волноводе не могут распространяться колебания с $\lambda/4 > a/2$. Наличие нижнего предела пропускаемых частот — это общее свойство волноводов различных сечений. Теоретически задача о распространении электромагнитного поля в волноводе решается интегрированием уравнений Максвелла при заданных источниках поля и заданных граничных условиях. Для полого волновода уравнения Максвелла имеют вид

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}; \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \mathbf{H} &= 0; \\ \operatorname{div} \mathbf{E} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (3.33)$$

где \mathbf{E} и \mathbf{H} — электрический и магнитный векторы; c — скорость света в вакууме. В случае прямоугольного волновода из этих уравнений следует, что любая проекция f векторов \mathbf{E} или \mathbf{H} должна удовлетворять волновому уравнению

$$\frac{d^2 f}{dx^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial z^2} - k^2 f = 0. \quad (3.34)$$

Решение этого уравнения ищут в виде

$$f(x, y, z) = X(x) Y(y) Z(z). \quad (3.35)$$

Подстановкой (3.35) в (3.34) находят отдельные уравнения для функций X, Y, Z . Интегрирование их с использованием граничных условий (бесконечный волновод с иде-

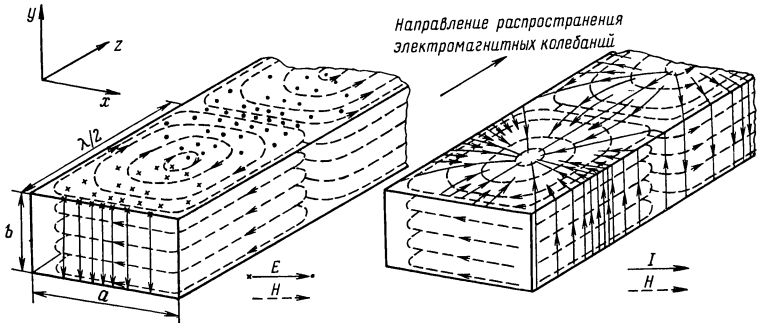


Рис. 3.9. Конфигурация электрического и магнитного полей и токов в стенках прямоугольного волновода для волны TE_{10}

ально проводящими стенками) приводит к следующим выражениям для комплексных амплитуд проекций векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} :

$$\begin{aligned} E_x &= A_x \cos m \pi \frac{x}{a} \sin n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}; \\ E_y &= A_y \sin m \pi \frac{x}{a} \cos n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}; \\ E_z &= A_z \sin m \pi \frac{x}{a} \sin n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}; \\ H_x &= B_x \sin m \pi \frac{x}{a} \cos n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}; \\ H_y &= B_y \cos m \pi \frac{x}{a} \sin n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}; \\ H_z &= B_z \cos m \pi \frac{x}{a} \cos n \pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \end{aligned} \quad (3.36)$$

где $A_x, A_y, A_z, B_x, B_y, B_z$ — постоянные, определяемые условиями возбуждения; a и b — размеры волновода (рис. 3.9); m и n — любые положительные целые числа.

Множитель $e^{-\gamma z}$ показывает, что колебания затухают по мере распространения. Постоянная распространения γ равна

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2}. \quad (3.37)$$

Числа m и n показывают число стоячих полуволн, укладываемых соответственно вдоль размеров a и b . Чем больше m и n , тем сложнее картина поля в волноводе.

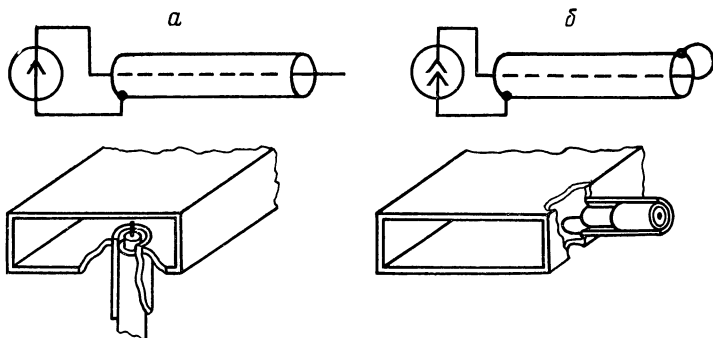


Рис. 3.10. Возбуждение в прямоугольном волноводе волны TE_{10} при помощи штыря (a) и петли с током (b)

Волны с наименьшими m и n называются простейшими. На практике чаще всего реализуют условия, при которых в волноводе может существовать только простейшая волна одного типа. На рис. 3.9 приведена конфигурация электрического и магнитного поля для волны с $m=1$ и $n=0$, или так называемой поперечной электрической волны TE_{10} .

Способы возбуждения волноводов. Передача энергии от источника электрических колебаний в волновод для возбуждения в нем волны желаемого типа осуществляется созданием в некотором сечении волновода соответствующей конфигурации электрического или магнитного поля или возбуждением в стенках волновода токов, распределение которых на ограниченном участке эквивалентно токам требуемого типа волны.

Простейшие возбуждающие элементы — электрический и магнитный диполи, т. е. соответственно штырь или виток с током (рис. 3.10, a , b). Штырь располагают па-

параллельно электрическим силовым линиям возбуждаемой волны, плоскость витка с током — перпендикулярно к магнитным силовым линиям. Для увеличения связи элементы возбуждения располагают в пучностях электрической или магнитной волны.

Возбуждение одного волновода от другого производят через одно или несколько отверстий в общих стенках обоих волноводов. Заметим, что в любых случаях влияние отверстий в стенках на характеристики волноводной линии передачи минимально, если прорезы сделаны вдоль линий тока.

Глава 4. ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Радиоэлектронные устройства состоят из отдельных элементов, которые могут быть классифицированы различными способами. Наиболее общая классификация — разделение элементов на *активные*, или способные увеличивать мощность электрического сигнала, и *пассивные*. В виде законченных изделий радиоэлектронные элементы могут представлять собой отдельный или *дискретный* компонент радиотехнической схемы или являться композицией элементов с определенным функциональным назначением. Устройства последнего типа или *интегральные* схемы получают все более широкое распространение.

Рассмотрим структурные элементы электрических цепей, выпускаемые промышленностью в виде законченных изделий и предназначенные для создания радиоэлектронных устройств.

§ 4.1. Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности

Резистор (от лат. *resisto* — сопротивляюсь) — структурный элемент электрической цепи, оказывающий известное (номинальное) сопротивление электрическому току. Сопротивление резисторов определяется размерами и физическими свойствами его токопроводящей части, которая представляет собой проволоку (ленту) или пленку, осажденную на поверхности диэлектрика. В зависимости от токопроводящего материала различают метал-

лические, углеродистые, жидкостные и керамические резисторы. Для защиты от внешних воздействий резисторы небольшой мощности покрывают стеклоэмалью. Резисторы могут быть постоянными и переменными. Основные параметры резисторов: номинальное сопротивление и его допустимое отклонение (обозначены на корпусе резистора); номинальная мощность — максимальная рассеиваемая мощность без отклонения параметров за допустимые пределы; стабильность — сохранение величины сопротивления со временем, при изменении параметров окружающей среды, условий эксплуатации и т. п. Промышленность выпускает резисторы с сопротивлением от 1 Ом до 1 МОм и мощностью рассеивания от 0,01 до 150 Вт.

Конденсаторы представляют собой систему из двух или более электродов (обкладок), разделенных тонким слоем диэлектрика. Диэлектриком служат газы, жидкости, твердые органические или неорганические вещества. Особую группу составляют электролитические конденсаторы, в которых диэлектрик представляет собой оксидную пленку. Они применяются только в цепях постоянного и пульсирующего тока низкой частоты и только при определенной полярности напряжения на обкладках. Основные параметры конденсаторов: номинальная емкость и ее допустимое отклонение; температурный коэффициент емкости (ТКЕ); рабочее напряжение; предельная рабочая частота и тангенс угла потерь.

Индуктивные элементы (катушки, дроссели, трансформаторы) стандартизированы в значительно меньшей степени, чем резисторы и конденсаторы, и нередко изготавливаются специально для конкретных устройств. Основные параметры таких элементов: индуктивность, добротность, собственная емкость, стабильность.

§ 4.2. Терморезисторы, варисторы

Терморезисторы (термисторы, термосопротивления) — это резисторы с полупроводниковой или металлической токопроводящей частью, сопротивление которых существенно зависит от температуры. Относительное приращение сопротивления при изменении температуры на один градус, или *температурный коэффициент сопротивления* (ТКС), термисторов может быть как положительным, так и отрицательным (рис. 4.1). Термисторы с положитель-

ным ТКС изготавливаются преимущественно из твердых растворов на основе титаната бария (BaTiO_3), легированного церием, висмутом или лантаном.

Для изготовления термисторов с отрицательным ТКС служат легированные различными примесями германий и кремний, карбид кремния, синтетический алмаз, полупроводники типа АIII ВV, окиси меди, кобальта, никеля и других металлов. Диапазон *рабочих температур* терми-

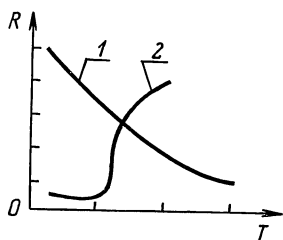


Рис. 4.1. Типичная зависимость сопротивления от температуры для терморезисторов с отрицательным (1) и положительным (2) ТКС

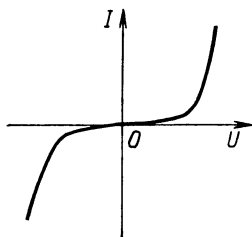


Рис. 4.2. Статическая вольтамперная характеристика варистора

стора — от единиц до $1000 \div 1300$ К, размеры — от нескольких микрометров до нескольких сантиметров.

Резистор, сопротивление которого зависит от приложенного к нему напряжения, называется *варистором* и имеет симметричную вольтамперную характеристику (рис. 4.2). Варисторы изготавливаются из порошкообразного карбида кремния (SiC), смешанного со связующим веществом (смола, жидкое стекло, глина). Смесь спрессовывают в формах и спекают при высокой температуре. Торцовые поверхности полученных таким способом образцов металлизуют и припаивают к ним выводы. Изменение проводимости с ростом напряжения обусловлено многими сложными процессами на контактах и поверхности образующих варистор кристаллов: замыканием зазоров между зернами карбида кремния (полупроводника), увеличением проводимости поверхностных оксидных пленок, их пробоем, возрастанием тока через $p-n$ -переходы между зернами и др.

Варисторы применяются в основном для ограничения низкочастотных напряжений.

§ 4.3. Диоды, p — n -переход

Понятие «диод» объединяет широкий круг приборов различного назначения с разными принципами действия. В начале XX в. появился *электровакuumный диод* — электронная лампа с двумя электродами: подогреваемым катодом и холодным анодом (рис. 4.3). Такой диод пропускает ток только в одном направлении, так как носителями тока в вакууме являются испускаемые раскаленным

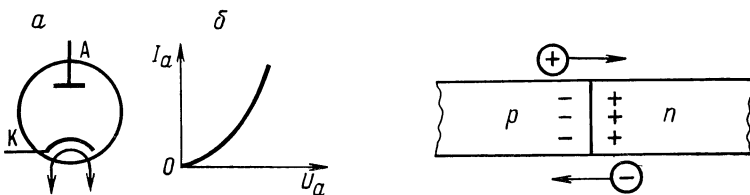


Рис. 4.3. Обозначение (а) и вольтамперная характеристика (б) вакуумного диода

Рис. 4.4. Пространственный заряд в области p — n -перехода

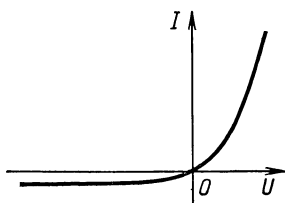
катодом электроны. Вакуумный диод в настоящее время повсеместно вытеснен полупроводниковыми диодами и применяется лишь в высоковольтных выпрямителях (рентгеновские установки, источники напряжения для телевизионных трубок) и при некоторых физических измерениях, требующих полного отсутствия обратного тока.

Электронно-дырочный, или p — n -переход — это область полупроводников, в которой имеет место пространственное изменение типа проводимости от электронной (n) к дырочной (p). В n -области основными подвижными носителями электрического заряда являются электроны, в p -области — дырки. Находящиеся вблизи p — n -перехода подвижные носители заряда диффундируют в область с проводимостью, обусловленной носителями противоположного знака, и взаимно рекомбинируют. В результате у p — n -перехода образуется обедненный свободными носителями двойной слой пространственного заряда (рис. 4.4). В p -области этот слой создается оставшимися после рекомбинации свободных носителей связанными с кристаллической решеткой отрицательными ионами акцепторной примеси, в n -области — положи-

тельными ионами донорной, и его электрическое поле противодействует дальнейшей диффузии. Разность потенциалов между p - и n -областями, или *потенциальный барьер*, составляет десятые доли вольта.

В полупроводниках постоянно образуются и рекомбинируют тепловые электронно-дырочные пары, создавая некоторое количество неосновных носителей (электронов в p -области и дырок в n -области). Находящиеся вблизи

Рис. 4.5. Вольтамперная характеристика p — n -перехода



p — n -перехода неосновные носители, прежде чем успеют рекомбинировать с основными, могут попасть в поле потенциального барьера и служить причиной дрейфового тока. При отсутствии внешних воздействий этот ток постоянно компенсируется диффузионным током основных носителей: устанавливается динамическое равновесие.

Если к p -области приложить отрицательный относительно n -области потенциал (обратное смещение), то его поле будет направлено по полю потенциального барьера. С увеличением напряжения обратного смещения диффузионный ток основных носителей убывает и далее совсем прекращается, а дрейфовый ток неосновных носителей (обратный ток) возрастает, быстро достигая насыщения (рис. 4.5). Обратный ток ограничивается интенсивностью образования электронно-дырочных пар, поэтому он сильно зависит от температуры перехода.

Если к p -области приложить положительный относительно n -области потенциал (прямое смещение), то его поле будет направлено против поля потенциального барьера. С увеличением напряжения прямого смещения потенциальный барьер снижается и далее исчезает, а диффузия подвижных носителей заряда через p — n -переход возрастает. Пересекающие переход носители становятся неосновными и рекомбинируют с основными носителями области, в которую они диффундировали. Пополнение рекомбинировавших основных носителей обе-

спечивается притоком их из внешней цепи — через $p-n$ -переход протекает прямой ток. Этот ток называют *диффузионным*, так как он поддерживается за счет диффузии подвижных носителей заряда через $p-n$ -переход.

На основе $p-n$ -переходов изготавливают выпрямительные и импульсные диоды, стабилитроны, диоды СВЧ, фотодиоды, светоизлучающие диоды, полупроводниковые квантовые генераторы.

Выпрямительные диоды выпускают на токи до 500 А. Допустимые обратные напряжения лежат в диапазоне от 20 В до 2 кВ. Диоды для токов до 100 мА называются универсальными и могут иметь различные применения. Из-за большого времени жизни инжектированных дырок ($\sim 10^{-5}—10^{-4}$ с) выпрямительные диоды применяются на частотах 50—2000 Гц.

Технологические приемы, такие, например, как легирование германия и кремния золотом, позволили создать быстродействующие импульсные диоды, имеющие время переключения до 10^{-10} с.

§ 4.4. Некоторые специальные диоды

При больших обратных смещениях резко возрастает обратный ток вследствие *пробоя* $p-n$ -перехода (рис. 4.6). Пробой возникает при достаточно сильном

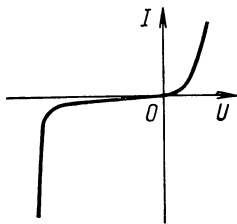


Рис. 4.6. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

электрическом поле, когда неосновные носители ускоряются настолько, что ионизируют атомы полупроводника. Если мощность, выделяющаяся в $p-n$ -переходе, поддерживается на допустимом уровне, диод сохраняет работоспособность и после пробоя. Такой пробой является основным рабочим режимом для диодов, называемых *стабилитронами*.

При изменении величины обратного смещения (по-

тенциального барьера) емкость между p - и n -областями (*барьерная емкость*) изменяется. Это явление используется в диодах, называемых *варикапами*, в которых постоянная составляющая приложенного напряжения меняет условия прохождения переменной составляющей небольшой амплитуды.

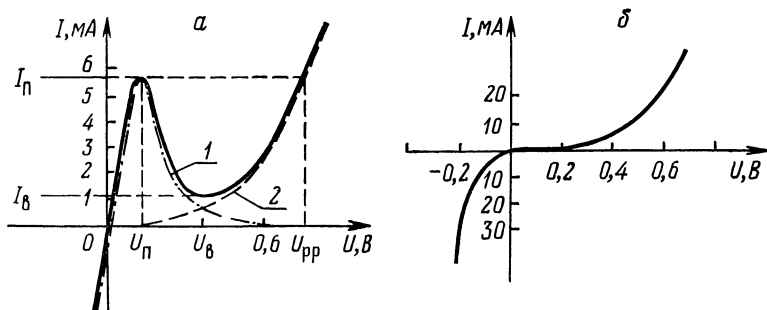


Рис. 4.7. Типичные вольтамперные характеристики туннельного (а) и обращенного (б) диодов:

1 — туннельный ток; 2 — диффузионный ток

Приборы, в которых используется зависимость емкости от мгновенных значений приложенного напряжения, называются *варакторами*.

Если и p - и n -области сильно легированы, то при малых значениях приложенного напряжения существен вклад тока через p — n -переход, обусловленного туннельным эффектом. Диоды с использованием этого эффекта, или *туннельные диоды*, имеют вольтамперную характеристику с областью *отрицательного сопротивления*, в которой ток возрастает при уменьшении напряжения (рис. 4.7, а). *Туннельный пробой* при обратном смещении положен в основу действия *низковольтных стабилитронов*.

При очень сильном легировании резкое нарастание обратного тока начинается сразу же с увеличением обратного напряжения от нуля и обратная ветвь оказывается круче прямой ветви (рис. 4.7, б). Диоды с такой характеристикой называются *обращенными* и применяются в схемах с низкими уровнями напряжения.

§ 4.5. Транзисторы

Транзистор представляет собой монокристалл полупроводника, в котором чередуются три области электронной и дырочной проводимости. Последовательность областей определяет тип транзисторов: $n-p-n$ (рис. 4.8, а) или $p-n-p$ (рис. 4.8, б). Центральная

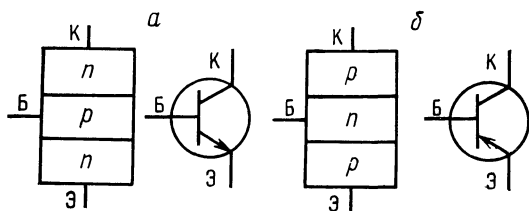


Рис. 4.8. Структура и обозначение $n-p-n$ (а) и $p-n-p$ (б) транзисторов

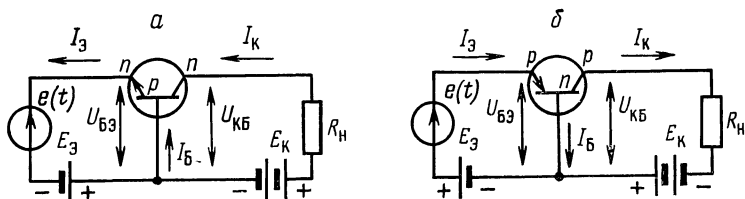


Рис. 4.9. К пояснению принципа усиления на транзисторах $n-p-n$ (а) и $p-n-p$ (б)

область называется *базой* (Б). Она отделена $p-n$ -переходами от двух других областей — *эмиттера* (Э) и *коллектора* (К). Ширина базы мала и составляет единицы микрометров.

Рассмотрим работу транзистора типа $n-p-n$ (рис. 4.9, а). К переходу база — эмиттер в *прямом* направлении прикладывают напряжение $U_{БЭ}$. Потенциальный барьер эмиттерного перехода при этом понижается, его сопротивление уменьшается. Через переход течет ток $I_{Э}$, обусловленный инжекцией электронов из эмиттера в базу. К коллекторному переходу в направлении *запура*ния подключают напряжение $U_{КБ}$, которое повышает потенциальный барьер этого перехода, увеличивая тем самым его сопротивление.

Так как база имеет ширину, меньшую диффузионной длины пробега в ней основных носителей, то подавляющее большинство инжектированных из эмиттера в базу электронов достигает коллекторного перехода, захватывается его полем и втягивается в коллектор, создавая ток коллектора $I_{\text{к}}$. Лишь незначительная часть электронов рекомбинирует с основными носителями базы — дырками, обуславливая тем самым ток базы $I_{\text{б}}$. Этот ток тем меньше, чем меньше ширина базы и концентрация дырок в ней.

Таким образом, ток эмиттера есть сумма базового и коллекторного токов:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{б}} + I_{\text{к}}. \quad (4.1)$$

Отношение приращения коллекторного тока к приращению эмиттерного тока называется *коэффициентом передачи тока эмиттера*:

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{э}}}. \quad (4.2)$$

Обычно коэффициент α близок к единице ($\sim 0,99$).

Отметим, что на ток в цепи коллектор — эмиттер накладывается *обратный ток коллектора* $I_{\text{к0}}$, обусловленный тепловой генерацией электронно-дырочных пар вблизи коллекторного перехода, поэтому уравнение коллекторного тока имеет вид

$$I_{\text{к}}^{\text{н}} = \alpha I_{\text{э}} + I_{\text{к0}}, \quad (4.3)$$

однако $I_{\text{к0}} \ll I_{\text{э}}$ и в большинстве случаев величиной $I_{\text{к0}}$ можно пренебречь.

Изменение $U_{\text{бэ}}$ приводит к изменению $I_{\text{э}}$ и, следовательно, к изменению $I_{\text{к}}$. Большое сопротивление смещенного в обратном направлении коллекторного перехода позволяет выбрать большую величину сопротивления нагрузки в коллекторной цепи, и в этой цепи мощность электрического сигнала может быть значительно больше мощности, затраченной в цепи эмиттерного перехода.

Подобные процессы имеют место и в транзисторах типа $p - n - p$ (рис. 4.9, б), только электроны и дырки в них меняются ролями, а полярность источников питания следует изменить на противоположную.

Возможны три основные схемы включения транзистора: с *общей базой* (рис. 4.10, а), с *общим эмиттером* (рис. 4.10, б), с *общим коллектором* (рис. 4.10, в). В каждой из них напряжение сигнала на общем электроде принимается за нуль, и от него отсчитываются напряжения

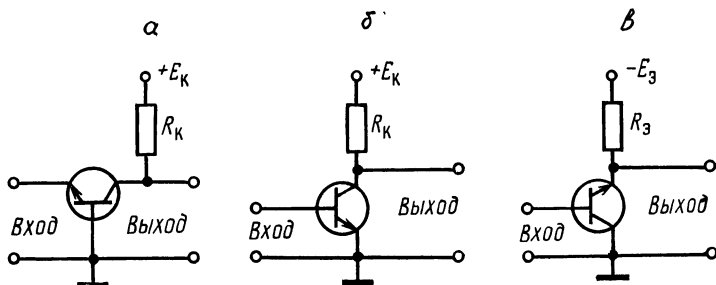


Рис. 4.10. Схемы включения транзисторов: с общей базой (а); с общим эмиттером (б); с общим коллектором (в)

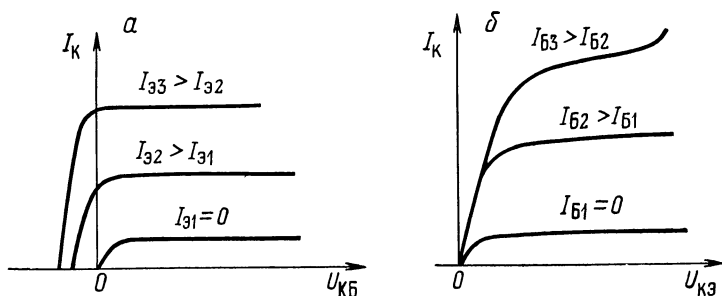


Рис. 4.11. Семейства выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой (а) и общим эмиттером (б)

схемы на данном транзисторе. Физические процессы в транзисторе не изменяются при любой схеме включения, но характеристики транзистора становятся другими.

Наиболее употребительные характеристики транзистора — *статические выходные характеристики* для схем с общей базой и общим эмиттером (рис. 4.11). Они выражают зависимость тока коллектора I_K от постоянного напряжения на коллекторе относительно общего электро-

да при различных значениях входного тока. Область, в пределах которой характеристики идут под небольшим наклоном к горизонтальной оси, называется *активной* и используется при работе транзисторов в *усилительных* режимах. В активной области эмиттерный переход имеет прямое смещение, а коллекторный — обратное.

Во многих случаях нет необходимости иметь семейства характеристик транзисторов: достаточно знать основные параметры, которые легко могут быть получены из этих характеристик. При этом, так же как и для характеристик, необходимо указывать схему включения транзистора. Основные параметры транзистора в схеме с общей базой — следующие:

дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока

$$\alpha = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_E} \right|_{U_K = \text{const}} ; \quad (4.4)$$

дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_E = \left. \frac{\partial U_E}{\partial I_E} \right|_{U_K = \text{const}} ; \quad (4.5)$$

дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_K = \left. \frac{\partial U_K}{\partial I_K} \right|_{I_E = \text{const}} ; \quad (4.6)$$

коэффициент внутренней обратной связи по напряжению, характеризующий влияние коллекторного напряжения на эмиттерное:

$$\mu_{ЭК} = \left. \frac{\partial U_E}{\partial U_K} \right|_{I_E = \text{const}} \quad (4.7)$$

Помимо перечисленных параметров важную роль в работе транзистора играет обратный ток коллектора $I_{К0}$ (ток в цепи коллектора при рабочем напряжении на коллекторе и токе эмиттера, равно нулю).

Аналогичные параметры можно указать для транзисторов в схеме с общим эмиттером. При этом усилитель-

ные свойства транзистора определяются *коэффициентом передачи тока базы*

$$\beta = \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial I_{\text{Б}}} \right|_{U_{\kappa}=\text{const}}. \quad (4.8)$$

Параметры α и β связаны между собой:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \quad (4.9)$$

Входное сопротивление транзисторов в схеме с общим эмиттером

$$R_{\text{Б}} = \left. \frac{\partial U_{\text{Б}}}{\partial I_{\text{Б}}} \right|_{U_{\kappa}=\text{const}}. \quad (4.10)$$

Дифференциальное внутреннее сопротивление коллектора

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{\kappa}}{\partial I_{\kappa}} \right|_{I_{\text{Б}}=\text{const}}. \quad (4.11)$$

При использовании транзисторов в схемах усилителей напряжения удобно пользоваться крутизной характеристики:

$$S = \left. \frac{\partial I_{\kappa}}{\partial U_{\text{Б}}} \right|_{U_{\kappa}=\text{const}}. \quad (4.12)$$

Согласно (4.8) и (4.10)

$$S = \frac{\beta}{R_{\text{Б}}}. \quad (4.13)$$

В пределах линейного участка вольтамперной характеристики при определении параметров производные заменяют отношением конечных приращений соответствующих величин. Температурные зависимости параметров приводятся в справочниках.

Рассмотренные в данном параграфе транзисторы называют *биполярными*, так как в них действуют положительные и отрицательные носители электрического тока.

§ 4.6. Полевые транзисторы

Полевой транзистор называют также *униполярным*, подчеркивая тем самым, что рабочий ток в нем обусловлен носителями заряда одного знака. Величина этого тока изменяется под действием перпендикулярного к его направлению электрического поля, создаваемого входным сигналом. В зависимости от физической структуры полевые транзисторы делятся на две группы: с управля-

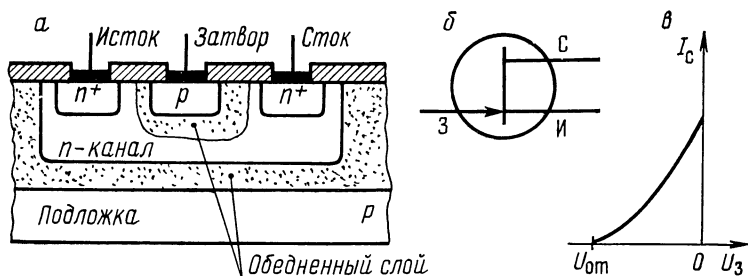


Рис. 4.12. Структура (а), обозначение (б) и переходная вольт-амперная характеристика (в) полевого n -канального транзистора с управляющим p - n -переходом

ющим p — n -переходом и управляемые изолированным электродом (затвором).

Рассмотрим транзистор с *управляющим p — n -переходом*. Транзистор называется n -канальным, если в качестве носителей тока служат электроны, и p -канальным — если дырки. В транзисторе на рис. 4.12, а ток протекает от истока к стоку по каналу с проводимостью n -типа, т. е. по n -каналу. Этот канал образует с p -областью управляющего электрода (затвора) p — n -переход. Приложение к этому переходу (между затвором p -типа и истоком n -типа) запирающего напряжения приводит к расширению области пространственного заряда p — n -перехода, *обедненной* носителями тока. Распространение обедненной носителями области на канал приводит к уменьшению тока исток — сток, а при некотором значении напряжения на затворе ($U_{от}$) — и к полному прекращению этого тока.

Устройство n -канального транзистора с *изолированным* затвором поясняется на рис. 4.13. Затвор изолиру-

ется от канала тонким слоем диэлектрика (0,05—0,2 мкм), в качестве которого используются окисел кремния (транзисторы типа МОП: металл — окисел — полупроводник) или слоистые структуры $\text{SiO}_2 - \text{Al}_2\text{O}_3$; $\text{SiO}_2 - \text{Si}_3\text{N}_4$ и др. Металлический затвор и полупровод-

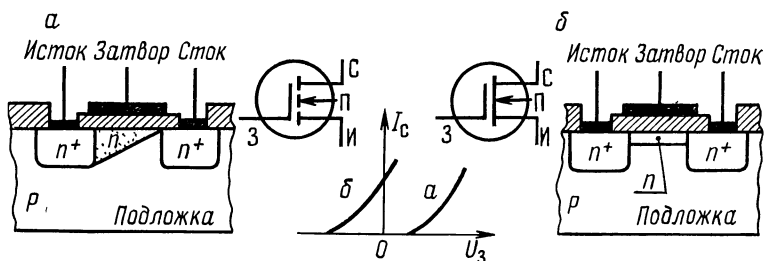


Рис. 4.13. Структура, обозначение и характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором с n -каналом: обогащенного типа (индуцированный канал) (а) и обедненного типа (встроенный канал) (б)

никовый токовый канал образуют конденсатор. Изменение напряжения, приложенного к такому конденсатору, вызывает значительное перераспределение зарядов в его полупроводниковом электроде, ведущее к изменению проводимости канала.

Канал может быть создан технологическим путем или образован подаваемым на затвор напряжением. В первом случае его называют *встроенным* (рис. 4.13, б), во втором — *индуцированным* (рис. 4.13, а).

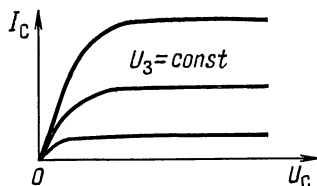


Рис. 4.14. Статические характеристики полевого транзистора

Усилительные свойства полевого транзистора полностью определяются семейством *выходных статических характеристик*, снятых в схеме с *общим истоком* (рис. 4.14). При малых напряжениях U_C исток — сток полевой транзистор работает в режиме *управляемого ре-*

зистора. При больших напряжениях U_c происходит *ограничение тока*.

Основные параметры полевых транзисторов:
крутизна характеристики

$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_3} \right|_{U_c = \text{const}}; \quad (4.14)$$

внутреннее сопротивление

$$R_i = \left. \frac{\partial U_c}{\partial I_c} \right|_{U_3 = \text{const}}; \quad (4.15)$$

коэффициент усиления

$$\mu = \left. \frac{\partial U_c}{\partial U_3} \right|_{I_c = \text{const}}. \quad (4.16)$$

Эти параметры связаны равенством

$$\mu = SR_i. \quad (4.17)$$

Рабочие частоты полевых транзисторов достигают 1 ГГц, а рабочие частоты полевых транзисторов из арсенида галлия с управляющим переходом Шотки (металл — полупроводник) превышают 40 ГГц.

Транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом обладают наиболее низким среди полупроводниковых приборов уровнем шума в диапазоне частот от долей герц до сотен мегагерц, их входное сопротивление составляет 10^6 — 10^9 Ом. Входное сопротивление транзисторов с изолированным затвором достигает 10^9 — 10^{15} Ом.

§ 4.7. Тиристоры

Тиристор — это управляемый диод с четырехслойной $p-n-p-n$ -структурой. Средние слои носят название p - и n -базы, крайние — p - и n -эмиттеры или соответственно анод и катод. У тиристоров с катодным управлением делается вывод от p -базы (рис. 4.15, *a*), при анодном управлении управляющий электрод подключается к n -базе. Если управляющий электрод отключен и к тиристору приложено напряжение U_a прямой полярности (рис. 4.15, *a*), то первый (Π_1) и третий (Π_3)- $p-n$ -пере-

ходы смещаются в прямом направлении, а второй (Π_2) — в обратном. Через $p-n$ -переходы Π_1 и Π_3 в соседние области инжектируются неосновные носители, которые, проникая в область перехода Π_2 , увеличивают ток через этот переход и уменьшают падение напряжения на нем. Тем не менее наибольшее падение напряжения в цепи

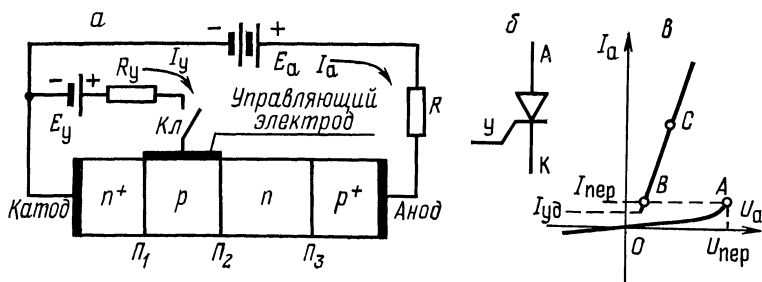


Рис. 4.15. Структура (а), обозначение (б) и вольт-амперная характеристика при разомкнутом ключе Кл (в) тиристора с катодным управляющим электродом

при небольших U_a происходит на обратно смещенном переходе Π_2 . Когда напряжение на тиристоре достигает $U_{пер}$, происходит лавинообразное нарастание тока до величины, определяемой сопротивлением включенного в

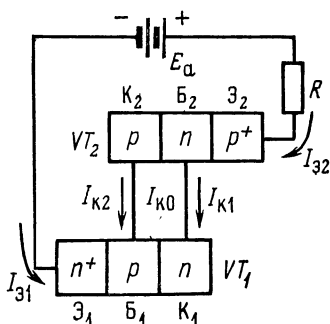


Рис. 4.16. Представление тиристора в виде комбинации двух транзисторов

цепь тиристора резистора R . Процесс перехода тиристора в состояние с высокой проводимостью можно объяснить, представив тиристор в виде комбинации двух транзисторов (рис. 4.16). Тогда равные эмиттерные токи

каждого транзистора $I_{\varepsilon 1}$ и $I_{\varepsilon 2}$ могут быть определены как сумма коллекторных токов этих транзисторов и обратного тока коллектора $I_{к0}$:

$$I = I_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 2} = I_{к1} + I_{к2} + I_{к0}. \quad (4.18)$$

Выразим коллекторные токи через эмиттерные и коэффициенты передачи тока α_1 и α_2 соответственно транзисторов VT1 и VT2:

$$\left. \begin{aligned} I_{к1} &= \alpha_1 I_{\varepsilon 1} = \alpha_1 I; \\ I_{к2} &= \alpha_2 I_{\varepsilon 2} = \alpha_2 I. \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

Подставляя (4.19) в (4.18), имеем

$$I = \frac{I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (4.20)$$

При малых токах коэффициенты α_1 , α_2 и их сумма существенно меньше единицы. С увеличением тока значения этих коэффициентов растут. При $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ ток возрастает скачкообразно до величины, определяемой сопротивлением R . Возврат в состояние с низкой проводимостью происходит при токе $I_{уд} < I_{пер}$ (рис. 4.15, в).

Рассмотренный режим работы неуправляемого тиристора, или просто динистора, применяется сравнительно редко. Чаще используется режим, в котором при положительном напряжении между анодом и катодом коротким импульсом на управляющем электроде (например, кратковременным замыканием ключа Кл на рис. 4.15, а) тиристор переводится в состояние с высокой проводимостью. Выключение тиристора происходит обычно при смене полярности напряжения источника. Промышленность выпускает тиристоры на токи от 1 мА до 10 кА и напряжения от единиц вольт до нескольких киловольт. Типичные значения времени включения — от долей до десятков микросекунд, времени выключения — от единиц до сотен микросекунд, к. п. д. тиристоров в режиме управляемого вентиля достигает 99%. Графическое обозначение тиристора показано на рис. 4.15, б.

§ 4.8. Электровакуумные приборы

Простейший электровакуумный прибор — *диод* (рис. 4.17, а) представляет собой баллон, откачанный до давления 10^{-7} — 10^{-8} мм рт. ст., в котором размещены два

электрода: подогреваемый *катод* и *анод*. Вылетающие с поверхности катода электроны термоэмиссии ускоряются электрическим полем в промежутке катод — анод и создают анодный ток. Добавление третьего электрода — *сетки* (рис. 4.17, б), расположенной между катодом и анодом в непосредственной близости от катода, позво-

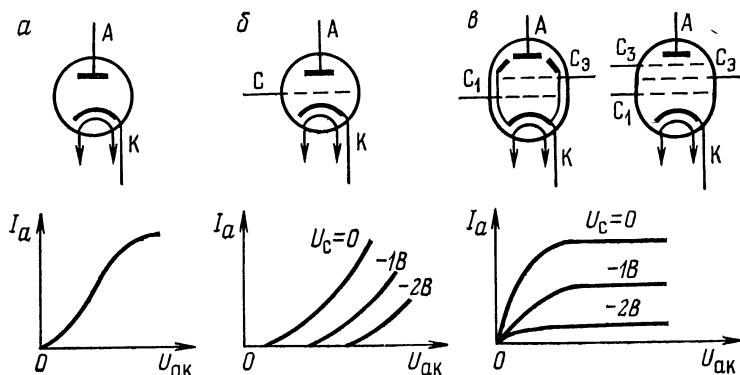


Рис. 4.17. Обозначение и статические анодные характеристики электронных ламп: диода (а); триода (б); лучевого тетрода и пентода (в)

ляет управлять относительно большим анодным током без затраты заметной мощности и получить таким образом усиление электрического сигнала.

Трехэлектродная лампа, содержащая катод, анод и управляющую сетку, называется *триодом*. При постоянной температуре катода анодный ток триода I_a зависит от напряжения на сетке U_c и аноде U_a . Трехмерную функцию анодного тока $I_a = f(U_c, U_a)$ обычно представляют двумя семействами двумерных характеристик:

$$I_a = f_1(U_c) \Big|_{U_a = \text{const}}; \quad I_a = f_2(U_a) \Big|_{U_c = \text{const}},$$

которые носят название статических сеточных и анодных характеристик лампы.

Основные параметры триода:

крутизна анодно-сеточной характеристики

$$S = \frac{\partial I_a}{\partial U_c} \Big|_{U_a = \text{const}}; \quad (4.21)$$

внутреннее сопротивление

$$R_i = \left. \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \right|_{U_c = \text{const}} \quad (4.22)$$

и статический коэффициент усиления

$$\mu = \left. \frac{\partial U_a}{\partial U_c} \right|_{I_a = \text{const}}, \quad (4.23)$$

которые связаны между собой равенством

$$\mu = SR_i. \quad (4.24)$$

Характеристики триода можно улучшить, введя между управляющей сеткой и анодом еще одну сетку — *экранирующую* (рис. 4.17, в). На экранирующую сетку подается постоянное положительное относительно катода напряжение примерно такой же величины, как и анодное. Вследствие этого электрическое поле, ускоряющее электроны в области за управляющей сеткой, практически не зависит от напряжения на аноде. Это ведет к значительному увеличению R_i , μ и резкому снижению емкости между управляющей сеткой и анодом, что очень важно при работе лампы в высокочастотном усилителе. Лампа с экранирующей сеткой называется *тетродом*.

Тетрод обладает существенным недостатком, обусловленным вторичной электронной эмиссией с поверхности анода. Поток вторичных электронов с анода переносится на находящуюся под более высоким, чем анод, потенциалом экранирующую сетку, что приводит к искривлению анодных характеристик тетрода. Этот эффект, называемый *динатронным*, сведен к минимуму в *лучевых тетрадах*, в которых при помощи специальных электродов основной поток электронов фокусируется в узкие пучки, а анод имеет внутри полость, в отверстия которой направляются эти пучки. Обратному выходу электронов из анода препятствует сам электронный пучок (луч). Однако наиболее распространенный способ устранения динатронного эффекта (особенно в маломощных лампах) — введение между экранирующей сеткой и анодом еще одной сетки, находящейся под потенциалом катода. Лампы с такой сеткой называются *пентодами*, а сама сетка *антидинатронной*, защитной или пентодной. Пентоды позволяют усиливать по напряжению (и мощ-

ности) сигналы с частотой до сотен мегагерц. Коэффициент усиления пентода в области обычных радиочастот достигает $100 \div 300$.

§ 4.9. Электронно-лучевые приборы

Отличительная особенность электронно-лучевых приборов — использование потока электронов, сконцентрированных в узкий луч, который управляется с помощью электрических сигналов по интенсивности и положению в пространстве. Электронно-лучевой прибор (рис. 4.18)

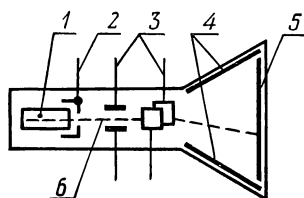


Рис. 4.18. Электронно-лучевой прибор:

1 — электронная пушка; 2 — модулятор, 3 — отклоняющие пластины, 4 — анод; 5 — экран; 6 — электронный луч

содержит: электронную пушку, состоящую из накаливаемого катода и электродов формирования электронного луча; управляющий электрод (модулятор), потенциал на котором изменяет интенсивность луча; отклоняющую систему, позволяющую отклонить луч на требуемые углы в двух взаимно перпендикулярных направлениях, и, наконец, мишень, структура которой определяет характер преобразования сигнала. В осциллографических трубках, например, мишень представляет собой люминесцентный экран, светящийся в месте бомбардировки его электронами. Люминесцентные экраны из люминофоров с различными спектральными и временными характеристиками применяются в индикаторных трубках радиолокаторов, телевизионных кинескопах и других электронно-лучевых приборах.

Если в качестве мишени используется диэлектрик, то на нем могут быть созданы участки, несущие различные электрические заряды, т. е. определенный *потенциальный рельеф*. Потенциальный рельеф на такой мишени может храниться очень долго; содержащаяся в нем информация считывается также при помощи электронного луча. Трубки с диэлектрическими мишенями (*потенциалоскопы*) используются в физическом эксперименте для запоми-

нения быстрых дискретных и непрерывных сигналов. Возможно сочетание диэлектрической мишени с люминесцентной, позволяющее сделать видимым запоминаемый сигнал.

На разделении металлической мишени на ряд изолированных электродов основано действие электронно-лучевых коммутаторов слаботочных сигналов. Мишень с множеством отверстий, расположенных таким образом, что ее прозрачность является заданной функцией $z = f(x, y)$ координат мишени x и y , лежит в основе построения электронно-лучевых приборов для быстрого функционального преобразования двух переменных по заданному закону (например, $z = \sqrt{x^2 + y^2}$, $z = \arctg(y/x)$ и т. д.).

Электронно-лучевые приборы могут иметь несколько электронных пушек и существенно отличаться от рассмотренных по назначению и принципу действия, однако в них всегда сохраняется взаимодействие управляемых электронных лучей с мишенями.

§ 4.10. Газоразрядные приборы

Газоразрядными называют приборы, принцип действия которых основан на явлениях в газовом разряде. В качестве рабочей среды в таких приборах используются инертные газы, их смеси, пары ртути или водород. На вольтамперной характеристике газоразрядного промежутка (рис. 4.19, а) выделяются участки, лежащие

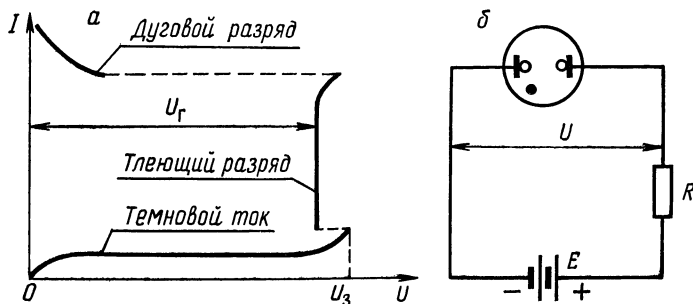


Рис. 4.19. Вольтамперная характеристика газоразрядного промежутка (а) и схема ее получения (б)

в основе работы различных газоразрядных приборов. В зависимости от того, какой участок вольтамперной характеристики используется, газоразрядные приборы могут быть приборами *тлеющего* или *дугового* разряда. Те и другие могут быть с *несамостоятельным* и *самостоятельным* разрядом. Если эмиссия электронов из катода создается отдельным источником энергии, например подогревом катода, то происходит *несамостоятельный* разряд. Если такие специальные источники отсутствуют, разряд называется *самостоятельным*.

В радиоэлектронике наиболее широко применяются газоразрядные приборы тлеющего разряда: световые индикаторы, стабилитроны тлеющего разряда, разрядники, коммутаторы.

Газоразрядный стабилитрон имеет характеристики, аналогичные характеристикам полупроводникового стабилитрона. Напряжение стабилизации определяется напряжением U_T горения тлеющего разряда. Особенность газоразрядных стабилитронов состоит в том, что напряжение зажигания (U_a) превышает напряжение горения.

Простейший *тиратрон* тлеющего разряда представляет собой трехэлектродный прибор, в котором между катодом и анодом расположена управляющая сетка. Роль сетки в тиратроне аналогична роли управляющего электрода в тиристоре и состоит в управлении величиной напряжения зажигания. С момента возникновения разряда сетка теряет свои управляющие свойства и изменение ее потенциала практически не влияет на анодный ток. Разряд гаснет лишь после снижения анодного напряжения до значения, меньшего напряжения горения. Для переключения больших токов используются тиратроны дугового разряда.

§ 4.11. Графический метод анализа схем

Некоторые простейшие схемы, применяемые в радиоэлектронике, представляют собой соединение активного сопротивления и нелинейного двухполюсника. Для последовательно соединенных диода и сопротивления (рис. 4.20) очевидно соотношение

$$U_D = E - RI. \quad (4.25)$$

Определить ток I при произвольных R и E можно, зная прямую или обратную зависимость

$$U_D = f(I). \quad (4.26)$$

В справочниках обычно приводится (или легко измеряется экспериментально) вольтамперная характеристика диода типа изображенной на рис. 4.20, б, поэтому, не находя приемлемую функциональную аппроксимацию зависимости (4.26), уравнение (4.25) решают графически. Для этого в одном и том же масштабе строят графики

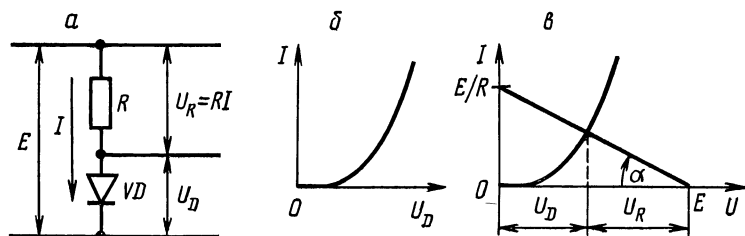


Рис. 4.20. Схема включения (а), вольтамперная характеристика (б) и графическое определение рабочей точки (в) двухполупроводника VD

левой и правой частей выражения (4.25), т. е. вольтамперную характеристику диода и прямую, пересекающую ось абсцисс в точке $U = E$ под углом $\alpha = \text{arctg}(1/R)$ (рис. 4.20, в). Ордината точки их пересечения и есть искомый ток, т. е. решение уравнения (4.25).

Графический метод анализа прост и в ряде случаев весьма нагляден. Продемонстрируем это на примере стабилизатора напряжения (рис. 4.21, а). Рассмотрение рисунка позволяет определить основные свойства стабилизатора. Изменение величины сопротивления нагрузки, что эквивалентно изменению наклона прямой $U = E - RI$, а также смещение точки пересечения этой прямой с осью абсцисс, что эквивалентно изменению напряжения источника питания, не приводят к существенному изменению падения напряжения на стабилитроне (рис. 4.21, б, в). Исключением является случай, когда сопротивление нагрузки очень велико; точка пересечения соответствующей ему прямой (пунктирная линия на рис. 4.21, б) и вольт-

амперной характеристики диода находится на пологом участке последней. Напряжение на диоде при этом подвержено значительным флуктуациям, что, в свою очередь, используется для создания генераторов шумового напряжения.

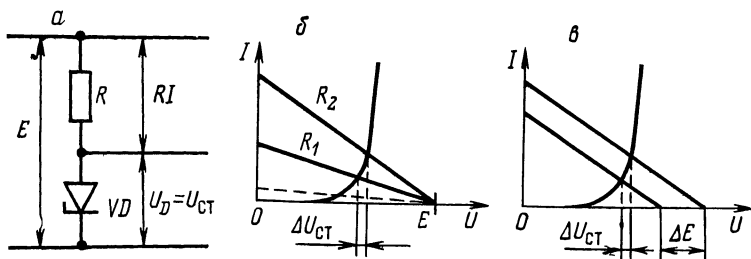


Рис. 4.21. Схема стабилизатора напряжения (а) и ее реакция на изменение сопротивления R (б) и напряжения питания E (в)

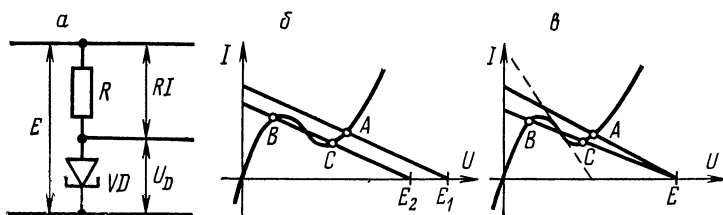


Рис. 4.22. Схема на туннельном диоде и сопротивлении (а); режим с одним (А) и двумя (В и С) устойчивыми состояниями (б, в)

Упомянем еще о схеме последовательного соединения туннельного диода и сопротивления (рис. 4.22, а). Графический анализ (рис. 4.22, б, в) показывает, что в зависимости от величины нагрузочного сопротивления R и напряжения источника питания E схема может иметь одно (А) или два (В, С) устойчивых состояния или вообще не иметь устойчивого состояния. Последнему случаю соответствует пунктирная прямая на рис. 4.22, в, проходящая по касательной к участку вольтамперной характеристики с отрицательным сопротивлением, т. е. в том месте, где с ростом тока напряжение на диоде уменьшается.

§ 4.12. Статические и динамические характеристики нелинейных элементов

Элементы, имеющие три или более доступных вывода, характеризуются набором (семейством) вольтамперных характеристик. Если каждую отдельную кривую семейства для данной пары электродов снимают при постоянном токе (напряжении) третьего электрода, характеристики называют *статическими*.

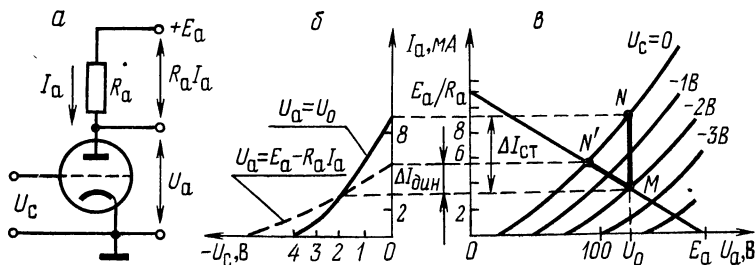


Рис. 4.23. К построению динамической вольтамперной характеристики триода с сопротивлением анодной нагрузки: схема включения (а); анодно-сеточные характеристики (б); анодные характеристики (в)

В реальных схемах в цепи электродов нелинейных элементов включены различные сопротивления, поэтому изменение режима любой пары электродов оказывает влияние на режим остальных электродов. Зависимость между напряжениями и токами отдельных электродов элемента с учетом распределения этих напряжений и токов между электродами и подключенными к ним сопротивлениями называют *динамическими* вольтамперными характеристиками.

Рассмотрим переход от статических характеристик к динамическим на примере схемы, приведенной на рис. 4.23, а. Для нее можно записать:

$$U_a = E_a - R_a I_a. \quad (4.27)$$

На графике семейства статических анодных характеристик вакуумного триода (рис. 4.23, в) построим нагрузочную прямую сопротивления R_a в соответствии с уравнением (4.27). Напряжение U_a определится точкой пере-

сечения этой прямой с кривой из семейства анодных характеристик, соответствующей конкретно имеющемуся на сетке напряжению. Если в исходном состоянии $U_c = -2\text{В}$, то на графике это будет точка M . Статическая крутизна анодно-сеточной характеристики триода есть отношение $\Delta I_{a\text{ст}}$ к ΔU_c при постоянном напряжении на аноде:

$$S_{\text{ст}} = \left. \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \right|_{U_a = \text{const}} \quad (4.28)$$

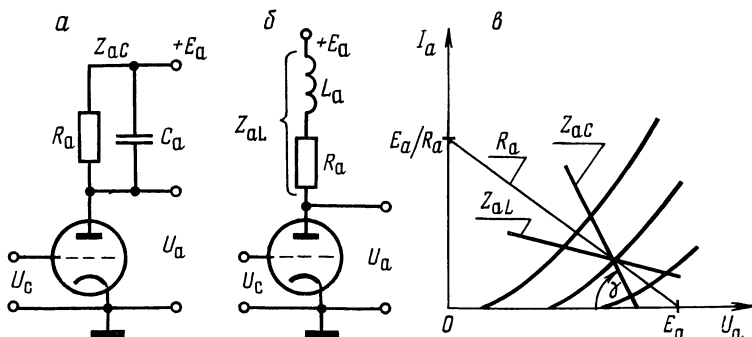


Рис. 4.24. Динамические анодные характеристики по переменному току для различных нагрузок Z_a :

Z_{aC} — с емкостной, Z_{aL} — с индуктивной реактивной составляющей

При $U_a = U_0$ в принятом нами масштабе эта крутизна численно равна отрезку $MN/2$. Динамическая крутизна определяется как

$$S_{\text{дин}} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} \quad (4.29)$$

В случае нашей схемы увеличение напряжения на сетке U_c на 2 В ведет к перемещению рабочей точки из M в N' с соответствующим приращением анодного тока $\Delta I_{a\text{дин}}$, численно равном проекции MN' на вертикальную ось. Уменьшение динамической крутизны по отношению к статической хорошо видно из анодно-сеточных характеристик (рис. 4.23, б).

Если анодная нагрузка представляет собой комплексное сопротивление Z_a (рис. 4.24, а, б), то динамическая характеристика зависит от частоты испытательного гар-

монического сигнала. Для ее построения на семействе выходных статических характеристик (рис. 4.24, в) проводят нагрузочную прямую для действительной части сопротивления нагрузки R_a и определяют исходную рабочую точку, характеризующую режим работы по постоянному току в предположении, что сигнал на входе равен нулю. Затем через выбранную рабочую точку под углом $\gamma = \text{arctg}(1/Z_a)$ к оси абсцисс проводят нагрузочную прямую для комплексного сопротивления нагрузки Z_a , которая и является искомой динамической характеристикой.

§ 4.13. Режим нелинейных элементов по постоянному току

Для обеспечения выбранного исходного режима к электродам нелинейного элемента необходимо приложить соответствующие напряжения (создать *смещения*). Источником смещений в большинстве случаев является один уровень питающего напряжения E . Цепи смещения не должны искажать сигнал, поступающий на нелинейный элемент. При решении данной задачи будем считать, что сигнал представляет собой изменяющееся во времени напряжение с нижней граничной частотой ω_H (это позволяет легко отличить его от напряжений или токов смещения).

На рис. 4.25 приведены наиболее распространенные схемы обеспечения режима по постоянному току для различных активных элементов. Так, для создания прямого смещения эмиттерного перехода биполярного транзистора (рис. 4.25, а) служит делитель на сопротивлениях R_1 , R_2 . Для стабильной работы схемы ток этого делителя должен значительно превышать ток базы, однако уменьшение R_1 и R_2 ведет к снижению и без того низкого входного сопротивления схемы. Поэтому делитель R_1 , R_2 делают достаточно высокоомным, а для стабилизации режима в эмиттер включают сопротивление $R_э$, зашунтированное емкостью $C_э$. Если выполняется условие

$$\frac{1}{\omega_H C_э} \ll R_э, \quad (4.30)$$

то эта цепь практически не влияет на прохождение полезного сигнала. В то же время она ослабляет медленное изменение тока базы. Пусть, например, из-за повы-

шения температуры ток базы I_B возрос. Это вызывает увеличение тока эмиттера и, следовательно, повышение его потенциала (по отношению к «нулевому» проводу). Так как потенциал базы относительно нуля не изменился, то это эквивалентно снижению напряжения прямого сме-

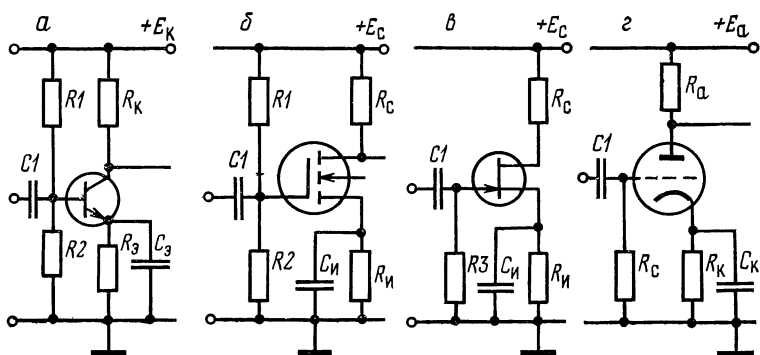


Рис. 4.25. Схемы создания режима по постоянному току: биполярному транзистору (а), полевым транзисторам с индуцированным каналом (б) и с управляющим $p-n$ -переходом (в), электронной лампе (г)

щения на эмиттерном $p-n$ -переходе, что приводит к уменьшению I_B , т. е. к компенсации первоначального возрастания. Уменьшение тока базы вызовет обратную реакцию. Заметим, что описанный процесс является частным случаем стабилизирующего действия отрицательной обратной связи.

Положительное смещение на затворе транзистора с обогащенным каналом n -типа (рис. 4.25, б) также устанавливается с помощью делителя R_1, R_2 и стабилизируется RC -цепочкой в цепи истока.

Отрицательное смещение на сетке вакуумного триода (рис. 4.25, г) получают за счет начального тока I_0 через сопротивление в катоде R_K . Так как сеточный ток лампы при отрицательном смещении сетки практически равен нулю, то даже при больших R_C она находится под нулевым потенциалом. Положительное напряжение на катоде равно $R_K I_0$, т. е. напряжение на сетке по отношению к катоду равно $-R_K I_0$. Аналогичная картина наблюдается между затвором и истоком МОП-транзистора с обедненным n -каналом (рис. 4.25, в).

Глава 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 5.1. Классификация и основные характеристики усилителей

Усилитель осуществляет увеличение энергии управляющего сигнала за счет энергии вспомогательного источника. Входной сигнал является как бы шаблоном, в соответствии с которым регулируется поступление

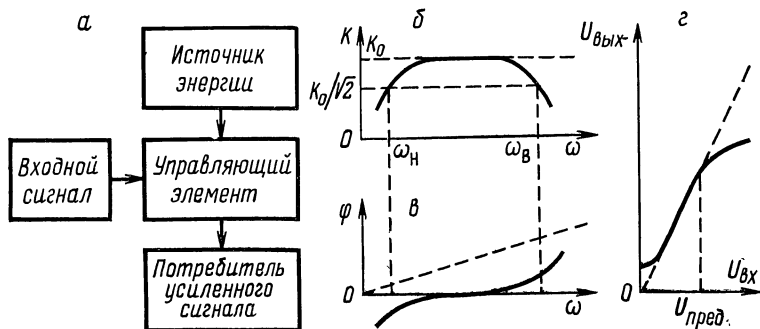


Рис. 5.1. Структурная схема усилителя (а); частотная (б), фазовая (в) и амплитудная (г) характеристики идеального (пунктирная кривая) и реального (сплошные кривые) усилителей

энергии от источника к потребителю усиленного сигнала (рис. 5.1, а). Электронными называют усилители электрических сигналов с регулируемыми элементами на полупроводниковых или электровакуумных приборах.

От источника сигнала в усилитель поступает *входная* мощность $P_{\text{вх}}$. Мощность, отдаваемая во внешнюю нагрузку, именуется *выходной* мощностью $P_{\text{вых}}$. Коэффициент усиления мощности есть отношение этих величин:

$$K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}. \quad (5.1)$$

Часто его измеряют в децибелах (дБ):

$$K_P = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \text{ (дБ)}. \quad (5.2)$$

Децибел (дБ) — одна десятая часть бела (Б), опреде-

ляемого как логарифм безразмерного отношения физической величины к одноименной физической величине, принимаемой за исходную. Если входной сигнал усилителя гармонический, то при усилении происходит изменение его амплитуды и фазы, поэтому коэффициент передачи напряжения

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = K_U e^{j\varphi} \quad (5.3)$$

и коэффициент передачи тока

$$\dot{K}_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = K_I e^{j\psi} \quad (5.4)$$

представляют собой комплексные величины (здесь $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$, $\dot{U}_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ — соответственно напряжение и ток на выходе и входе усилителя). Модули K_U и K_I называют коэффициентами усиления напряжения и тока.

Как и в случае пассивных линейных цепей, вместо комплексного коэффициента передачи обычно рассматривают две характеристики: *амплитудно-частотную* $K(\omega)$ (*частотную*), или зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, и *фазово-частотную* $\varphi(\omega)$ (*фазовую*), или зависимость фазового сдвига от частоты (рис. 5.1, б, в). Идеальным является усилитель, у которого в полосе частот от нуля до бесконечности

$$K(\omega) = \text{const}; \quad \frac{\varphi(\omega)}{\omega} = \text{const}. \quad (5.5)$$

Такой усилитель не вносит искажений в усиливаемый сигнал. Формулы (5.5) полностью эквивалентны выражению

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \text{const} \cdot u_{\text{ВХ}}(t - \tau), \quad (5.6)$$

показывающему, что выходной сигнал точно повторяет форму входного сигнала через интервал времени τ . На практике можно лишь с той или иной точностью приблизиться к идеальным частотной и фазовой характеристикам в полосе пропускания $\Delta\omega = \omega_{\text{В}} - \omega_{\text{Н}}$, в пределах которой находится спектр усиливаемого сигнала.

Кроме искажений, обусловленных неидеальностью частотных характеристик, называемых частотными, или линейными, усиление сопровождается нелинейными искажениями. Величина нелинейных искажений сильно зави-

сит от амплитуды входного сигнала, так как, начиная с некоторого $U_{вх} = U_{пред}$, амплитудная характеристика усилителя (рис. 5.1, г) становится нелинейной. Форма поступающего на вход синусоидального сигнала искажается, и в спектре выходного сигнала появляются частотные составляющие, которых нет в спектре входного сигнала. Для количественной оценки такого рода искажений служит коэффициент нелинейных искажений, определяемый как

$$V = \frac{\text{энергия гармоник}}{\text{энергия основной частоты}}$$

на выходе усилителя при синусоидальном сигнале на входе.

Усилитель неизбежно вносит в усиленный сигнал шумы, обусловленные дискретной структурой электрического тока, тепловым движением носителей заряда, а также случайными изменениями макроскопических параметров его элементов.

Вследствие этого очень малые сигналы, поданные на вход усилителя, невозможно отличить на выходе от его собственных шумов. Минимальная величина сигнала на входе, которая превышает приведенные ко входу собственные шумы усилителя, является количественной характеристикой усилителя и носит название *предельной чувствительности*. Шумы, вносимые усилителем в полезный сигнал, могут быть оценены и при помощи другого числового показателя — *коэффициента шума (шум-фактора)*, определяемого как

$$F = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}}, \quad (5.7)$$

где $P_{с.вх}$, $P_{ш.вх}$, $P_{с.вых}$, $P_{ш.вых}$ — соответственно мощности сигнала и шума на входе и выходе усилителя.

Наиболее опасны источники шумов и помех во входной цепи усилителя, так как они подвергаются наибольшему усилению и вносят поэтому весомый вклад в выходной сигнал. Для обеспечения качественного усиления входной сигнал должен удовлетворять следующим требованиям: превышать уровень приведенных ко входу собственных шумов усилителя и в то же время быть меньше некоторого уровня, определяемого допустимыми искажениями. Отношение максимального значения сигнала к

минимальному при заданных критериях качества называется динамическим диапазоном усилителя.

Усилители могут быть классифицированы по различным признакам: назначению, типу усилительных элементов, полосе и т. п.

По типу применяемых усилительных элементов различают *транзисторные, ламповые, комбинированные* и другие усилители.

По амплитудно-частотной характеристике выделяют усилители *постоянного тока*, у которых нижняя граница полосы пропускания ω_n равна нулю. В усилителях *переменного тока* ω_n отделена от нуля конечным интервалом. *Селективные (избирательные)* усилители имеют частотную характеристику, похожую на резонансную кривую колебательного контура или частотную характеристику полосового фильтра. *Апериодическим (неизбирательным)* усилителям свойственны соизмеримые значения полосы пропускания $\Delta\omega = \omega_b - \omega_n$ и центральной частоты полосы пропускания $\omega_c = \frac{\omega_n + \omega_b}{2}$.

С точки зрения применения выделяют *электрометрические* усилители — электронные устройства для измерения медленно меняющихся напряжений или токов (вплоть до 10^{-16} — 10^{-18} А); *операционные* усилители, предназначенные для выполнения определенных математических операций; усилители *звуковой* частоты; усилители *промежуточной* частоты радиоприемных устройств; усилители *большой мощности* и т. п. В физическом эксперименте используются также некоторые специальные усилители, например *амплитудные, временные, неперегружаемые*. Названия этих усилителей подчеркивают, что только отдельные их параметры имеют существенное значение: строгая линейность и стабильность амплитудной характеристики (рис. 5.1, г), стабильность временной задержки (см. (5.6)), быстрое восстановление параметров усилителя после воздействия любого сигнала, включая очень большие «перегружающие» сигналы.

§ 5.2. Резистивно-емкостный каскад

Усилитель всегда можно разделить на несколько промежуточных ячеек — каскадов. Источником сигнала для данного каскада служит генератор или выход предыду-

щего каскада, а нагрузкой — вход следующего каскада или потребитель усиленного сигнала. Простейший усилитель состоит только из одного каскада.

Наибольшее распространение получили резистивно-емкостные каскады (RC -каскады, усилители с емкостной связью). Принципиальные схемы RC -каскадов на различных активных элементах приведены на рис. 5.2. Все

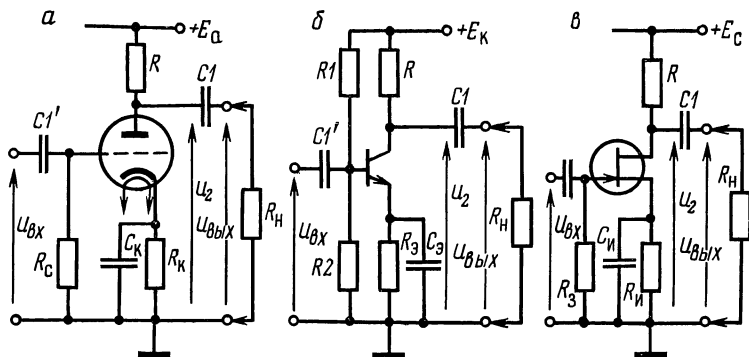


Рис. 5.2. Принципиальные схемы резистивно-емкостных каскадов на вакуумном триоде (а), биполярном (б) и полевом (в) транзисторах

схемы содержат разделительные конденсаторы C_1, C_1' , которые служат для разделения напряжений смещений и сигнала. При каскадном соединении остается только один из этих конденсаторов, а второй — элемент соседнего каскада. Назначение конденсатора в цепи общего электрода ($C_k, C_э, C_и$) — обеспечение постоянного напряжения на этом электроде (соответственно катод, эмиттере или истоке). Влияние перечисленных емкостей на работу RC -каскада начинает сказываться в области низких частот.

Анализ работы каскадов (рис. 5.2) сделаем при следующих упрощающих предположениях: 1) емкости блокировочных конденсаторов $C_k, C_э, C_и$ столь велики, что на соединенных с ними электродах напряжение сигнала равно нулю; 2) напряжение сигнала на шине источника питания равно нулю (сопротивление источника питания по переменному току предельно мало); 3) величина входного сигнала $u_{вх}$ мала, и рабочая точка не выходит поэтому за пределы линейного участка динамической ха-

рактические характеристики активного элемента, т. е. его можно считать линейным. Напряжение u_2 в отсутствие сигнала на входе равно

$$u_{20} = E - RI_0,$$

а при наличии сигнала

$$u_2 = E - RI_0 - u_{\text{вх}}SR_{\text{эКВ}},$$

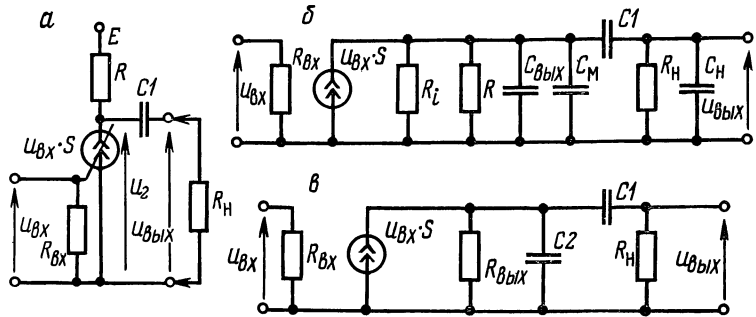


Рис. 5.3. Обобщенная схема RC-каскада (а), эквивалентная ей схема (б) и упрощенная эквивалентная схема (в)

где I_0 — начальный ток, обусловленный режимом активного элемента; $u_{\text{вх}}S$ — ток, вызванный входным сигналом; $R_{\text{эКВ}}$ — эквивалентное сопротивление выходной цепи для тока сигнала ($R_{\text{эКВ}} = R \parallel R_i \parallel R_H$).

Постоянные напряжения не передаются в нагрузку R_H благодаря разделительному конденсатору C_1 .

Принципиальные схемы каскадов на рис. 5.2 можно свести к одной обобщенной для переменного тока схеме, заменив активный элемент, управляемый входным напряжением $u_{\text{вх}}$, эквивалентным генератором тока (рис. 5.3; а). От этой схемы легко перейти к общей эквивалентной схеме резистивно-емкостного каскада (рис. 5.3, б). Входная емкость активного элемента ($C_{\text{вх}}$) на ней не показана, так как предполагается, что она входит в емкость нагрузки предыдущего каскада или источника сигнала. И наконец, от схемы на рис. 5.3, б переходим к практически равнозначной ей упрощенной схеме (рис. 5.3, в), на которой $C_2 = C_{\text{вых}} + C_M + C_H$ (сумма $C_{\text{вых}}$ с емкостями монтажа и нагрузки, что справедливо, так как $C_1 \gg C_H$), а $R_{\text{вых}} = R \parallel R_i$.

Эта схема представляет собой RC -цепи — интегрирующую и дифференцирующую. *Интегрирующая* цепь образована емкостью C_2 и параллельным соединением $R_{\text{ВЫХ}}$ и $R_{\text{Н}}$ (интегрирование происходит на высоких частотах, для которых сопротивлением C_1 можно пренебречь). Постоянная времени интегрирующей цепи

$$\tau_{\text{И}} = (R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_{\text{Н}}) \cdot C_2 = R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_2, \quad (5.8)$$

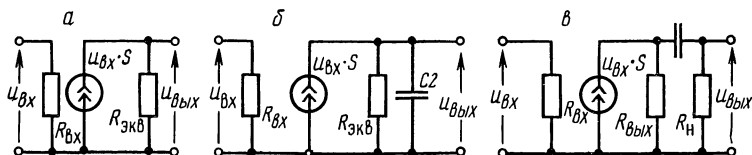


Рис. 5.4. Эквивалентные схемы резистивно-емкостного каскада в области средних (*а*), высших (*б*) и низших (*в*) частот

где $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_{\text{Н}}$. Емкость C_1 разряжается через последовательно соединенные сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$ и $R_{\text{Н}}$, поэтому постоянная времени *дифференцирующей* цепи

$$\tau_{\text{Д}} = (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}) C_1. \quad (5.9)$$

Обычно C_1 на несколько порядков больше C_2 , поэтому имеется область *средних* частот, для которых

$$\frac{1}{\tau_{\text{Д}}} \ll \omega \ll \frac{1}{\tau_{\text{И}}}. \quad (5.10)$$

В области средних частот (5.10) сигнал проходит через дифференцирующую и интегрирующую цепи практически без изменений, что позволяет предельно упростить эквивалентную схему усилителя (рис. 5.4, *а*). Из этой схемы следует:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -u_{\text{ВХ}} S R_{\text{ЭКВ}}$$

и коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = -S R_{\text{ЭКВ}} = -S \frac{R_{\text{ВЫХ}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}. \quad (5.11)$$

В области *высших* частот определяющим является влияние интегрирующей цепи, и эквивалентная схема

приобретает вид, показанный на рис. 5.4, б. Коэффициент усиления для высших частот (K_B) можно выразить через K_0 и коэффициент передачи интегрирующей цепи K_H :

$$K_B = K_0 \cdot K_H. \quad (5.12)$$

В соответствии с (2.24) — (2.26) и (5.11)

$$K_B = -SR_{\text{эКВ}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_H)^2}}; \quad (5.13)$$

$$\dot{\varphi}_B = -\text{arctg}(\omega\tau_H); \quad (5.14)$$

$$h_{\text{фронта}}(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_H}}. \quad (5.15)$$

В области *нижних* частот не выполняется левая часть неравенства (5.9) и характеристики RC -каскада зависят в первую очередь от свойств дифференцирующей цепи. Эквивалентная схема каскада для этой области показана на рис. 5.4, в. Из рисунка и выражений (5.11), (2.18) — (2.20) следует: $K_H = K_0 K_D$ и

$$K_H = -SR_{\text{эКВ}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_D)^2}}}; \quad (5.16)$$

$$\varphi_H = \text{arc tg} \frac{1}{\omega\tau_D}; \quad (5.17)$$

$$h_{\text{вершины}}(t) = e^{-\frac{t}{\tau_D}}. \quad (5.18)$$

Здесь K_D — коэффициент передачи дифференцирующей цепи.

§ 5.3. Многокаскадные усилители

Характеристики усилителей определяются параметрами подлежащих усилению сигналов и допустимыми искажениями. Одни задачи решаются при помощи узкополосных усилителей, для других требуется широкая полоса. Расширение полосы пропускания сверх той, которая требуется для передачи формы сигнала с заданной

точностью, ведет к возрастанию уровня шумов и уменьшению динамического диапазона усилителя. Рассмотрим основные характеристики многокаскадных резистивно-емкостных усилителей.

Общий коэффициент передачи напряжения n -каскадной схемы

$$K = \frac{U_{n+1}}{U_1} = \frac{U_{n+1}}{U_n} \dots \frac{U_3}{U_2} \frac{U_2}{U_1} = K_n \dots K_2 \cdot K_1 = \prod_{i=1}^n K_i. \quad (5.19)$$

Общий фазовый сдвиг каждой частотной составляющей

$$\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_i. \quad (5.20)$$

Здесь K_i и φ_i — коэффициенты передачи и фазовый сдвиг i -го каскада соответственно.

Рассмотрим частотную характеристику многокаскадного усилителя в области верхних частот. Из (5.11) и (5.13) запишем нормированную частотную характеристику каскада

$$M_1 = \frac{K_n}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_n)^2}}. \quad (5.21)$$

В многокаскадном усилителе

$$M = \prod_{i=1}^n M_i. \quad (5.22)$$

При идентичности каскадов

$$M = M_1^n = (\sqrt{1 + (\omega \tau_{н1})^2})^{-n}. \quad (5.23)$$

Определяя по-прежнему полосу пропускания усилителя на уровне $1/\sqrt{2}$, из (5.21) получаем верхнюю граничную частоту для одного каскада

$$\omega_{в1} = \frac{1}{\tau_{н1}}. \quad (5.24)$$

Приравняв M к $1/\sqrt{2}$ в (5.23), найдем верхнюю граничную частоту усилителя из n каскадов:

$$\omega_{вn} = \frac{1}{\tau_{н1}} \sqrt[2^{1/n}]{2^{1/n} - 1} = \omega_{в1} \sqrt[2^{1/n}]{2^{1/n} - 1}. \quad (5.25)$$

Аналогичным образом определим выражения для нижних граничных частот каскада и усилителя в целом:

$$\omega_{н1} = \frac{1}{\tau_d}; \quad (5.26)$$

$$\omega_{нн} = \frac{\omega_{н1}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}. \quad (5.27)$$

Выражения (5.25) и (5.27) иллюстрируют закономерность сужения полосы пропускания n -каскадного усилителя по сравнению с полосой пропускания отдельного каскада.

§ 5.4. Коррекция частотной характеристики

Важной характеристикой усилителя является произведение верхней граничной частоты на коэффициент усиления. Из (5.11), (5.7) и (5.24) следует, что это произведение для резистивно-емкостного каскада

$$K_0 \omega_B = -SR_{эКВ} \frac{1}{C_2 R_{эКВ}} = \frac{S}{C_2} \quad (5.28)$$

не зависит от параметров схемы, а полностью определяется характеристиками активного элемента (если, разумеется, приняты меры для обеспечения минимальной емкости монтажа). Повысить величину $K_0 \omega_B$ можно методами частотной коррекции. Один из простейших каска-

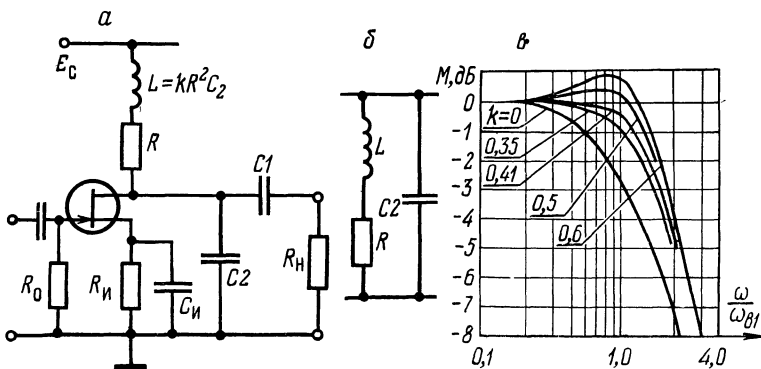


Рис. 5.5. Принципиальная схема усилителя с параллельной коррекцией (а), упрощенная эквивалентная схема выходной цепи (б) и амплитудно-частотные характеристики при различных k (в)

дов с коррекцией образуется при включении индуктивности последовательно с сопротивлением нагрузки RC -каскада (рис. 5.5, а). При этом в выходной цепи каскада образуется параллельный колебательный контур LC_2R , поэтому коррекция называется *параллельной*. Образовавшийся контур шунтируется внутренним сопротивлением активного элемента (R_i) и сопротивлением нагрузки (R_H). Однако его добротность определяется главным образом сопротивлением R и эквивалентная схема выходной цепи каскада принимает вид, показанный на рис. 5.5, б.

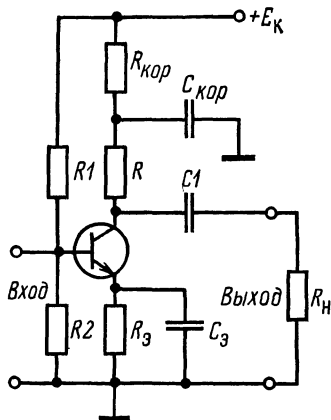


Рис. 5.6. Принципиальная схема усилительного каскада с низкочастотной коррекцией

Индуктивность для цепи параллельной коррекции рассчитывают по формуле

$$L = kR^2C_2, \quad (5.29)$$

где k — постоянная, называемая *коэффициентом коррекции*. Чаще всего выбирают $k=0,35$, тогда резонансная частота образовавшегося контура равна

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}} = \frac{1}{\sqrt{k}RC_2} = \frac{\omega_B}{\sqrt{k}} \approx 1,7 \omega_B; \quad (5.30)$$

с учетом (5.29) и (5.30) добротность контура

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \omega_B RC_2 \sqrt{k} = \sqrt{k} \approx 0,6. \quad (5.31)$$

Такие параметры контура обеспечивают увеличение эквивалентного сопротивления выходной цепи усилителя с возрастанием частоты вблизи ω_B и, следовательно, расширение полосы усиливаемых частот. Зависимость частотной характеристики усилителя с параллельной коррекцией от k показана на рис. 5.5, в.

Коррекция частотной характеристики усилителя в области низких частот (рис. 5.6) просто осуществляется включением цепи $R_{\text{кор}}C_{\text{кор}}$, повышающей сопротивление нагрузки на низких частотах, что ведет к снижению ω_n . Если $R_1 \gg R$, то емкость $C_{\text{кор}}$ выбирается из условия

$$RC_{\text{кор}} = R_n C_1, \quad (5.32)$$

которое получается при предположении $R_{\text{кор}} = \infty$. Если емкость $C_{\text{кор}}$ взять меньше, чем это следует из (5.32), то в низкочастотной области появится подъем частотной характеристики.

Различные цепи коррекции довольно широко применяются как в усилителях низкой частоты, так и импульсных усилителях. Высокочастотная коррекция способствует более правильной передаче крутых фронтов и спадов импульсов, низкочастотная — улучшению передачи пологих и плоских вершин импульсов. Заметим, что с помощью цепей коррекции нельзя полностью устранить искажения при усилении импульсных сигналов.

§ 5.5. Избирательные усилители

Избирательные усилители служат для усиления сигналов в заданной полосе частот. Основные параметры избирательного усилителя: максимальный коэффициент усиления K_0 ; частота максимального усиления f_0 ; полоса пропускания $\Delta f_{0,7}$ и избирательность, которая определяется крутизной склонов частотной характеристики. Для количественной оценки *избирательности* вводят коэффициент прямоугольности частотной характеристики:

$$K_{\Pi} = \frac{\Delta f_{0,7}}{\text{ширина полосы, соответствующая заданному ослаблению выходного сигнала относительно максимального уровня}}.$$

Так, например, K_{Π} при ослаблении в 10 раз

$$K_{\Pi 0,1} = \frac{\Delta f_{0,7}}{\Delta f_{0,1}}. \quad (5.33)$$

Идеальный избирательный усилитель имеет $K_{\Pi} = 1$.

Различают *резонансные* и *полосовые* избирательные усилители. Каскад простейшего резонансного усилителя состоит из активного элемента, нагрузкой которого является одиночный резонансный контур (рис. 5.7, а). Частот-

ная характеристика такого каскада определяется свойствами контура и, как это видно из эквивалентной схемы (рис. 5.7, б), шунтирующими его сопротивлениями активного элемента (R_i) и нагрузки (R_H). Шунтирование уменьшает добротность контура, поэтому избиратель-

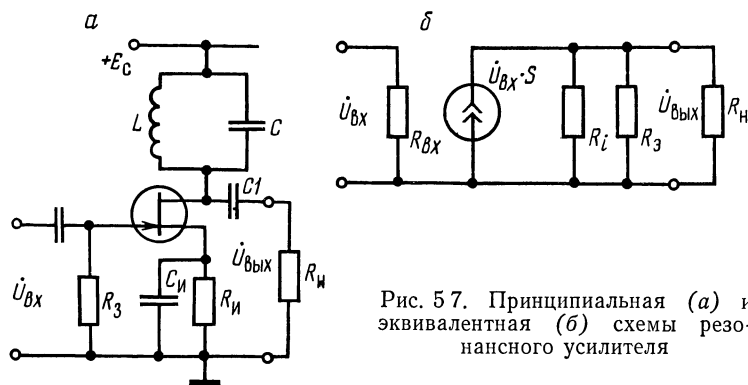


Рис. 5.7. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы резонансного усилителя

ность такого усилителя ниже избирательности входящего в схему контура.

Коэффициент усиления

$$K = -SR'_\Omega, \quad (5.34)$$

где S — крутизна характеристики активного элемента, а R'_Ω — эквивалентное сопротивление включенного в схему контура, связанное с эквивалентным сопротивлением самого контура очевидным соотношением (рис. 5.7, б)

$$R'_\Omega = R_\Omega \parallel R_i \parallel R_H. \quad (5.35)$$

Основное достоинство резонансных усилителей — возможность перестройки частоты максимального усиления при помощи конденсатора переменной емкости.

Существенно лучшую избирательность можно получить при помощи *полосовых* усилителей, которые, как правило, работают на фиксированных частотах и не перестраиваются. В нагрузку активного элемента полосового усилителя вместо одиночного контура включают систему связанных контуров. В процессе настройки усилителя могут изменяться как резонансные частоты связан-

ных контуров, так и коэффициент связи, что открывает широкие возможности для формирования частотной характеристики (требуемой широкополосности и избирательности). В отдельных случаях нужную частотную характеристику получают, применяя несколько каскадов с расстроенными друг относительно друга контурами.

В области низких, например звуковых, частот избирательное усиление получают методами *частотно-зависимой обратной связи*.

§ 5.6. Обратная связь в усилителях

Обратной связью называют воздействие выходного сигнала усилителя на его вход. Обратные связи позволяют улучшать характеристики как отдельных каскадов усилителей, так и усилителей в целом. Наиболее часто используется *отрицательная* обратная связь, при которой полярность подводимого ко входу напряжения обратной связи противоположна полярности напряжения входного сигнала. Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но при этом уменьшаются также частотные и нелинейные искажения и стабилизируются характеристики усилителя.

При положительной обратной связи полярность напряжения входного сигнала и полярность напряжения обратной связи одинаковы. Это приводит к возрастанию коэффициента усиления при снижении стабильности работы схемы. При некотором уровне положительной обратной связи усилитель вообще не имеет устойчивого состояния и превращается, например, в генератор электрических колебаний.

Пассивная электрическая цепь, через которую сигнал с выхода усилителя подается на его вход, называется *цепью обратной связи*. Усилитель вместе с цепью обратной связи образует замкнутый контур, именуемый *петлей обратной связи*. Один из возможных вариантов введения обратной связи показан на рис. 5.8, *а, б*. Это так называемая последовательная обратная связь по напряжению. Коэффициент передачи напряжения до и после введения обратной связи определяется соответственно

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}; \dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}}. \quad (5.36)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи, называемый чаще *коэффициентом обратной связи*:

$$\beta = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}. \quad (5.37)$$

Напряжение на выходе усилителя на рис. 5.8, б равно

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = K\dot{U}_{\text{ВХ}} = K(\dot{U}_\Gamma + \dot{U}_\beta) = K(\dot{U}_\Gamma + \beta\dot{U}_{\text{ВЫХ}}), \quad (5.38)$$

откуда

$$\dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_\Gamma} = \frac{K}{1 - \beta K}, \quad (5.39)$$

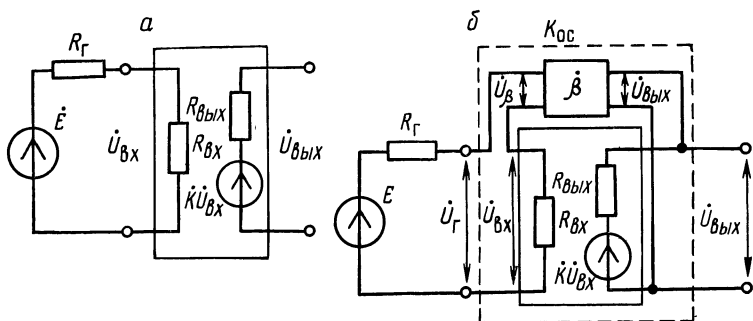


Рис. 5.8. Эквивалентные схемы усилителя без обратной связи (а), с последовательной обратной связью по напряжению (б)

т. е. коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью, изменяется в $(1 - \beta K)$ раз по сравнению с исходным. Если модуль $K_{\text{ОС}}$ больше модуля K , то обратная связь называется положительной, если модуль $K_{\text{ОС}}$ меньше модуля K , — отрицательной.

Величину $(1 - \beta K)$ называют *глубиной обратной связи*, произведение βK — *петлевым усилением*.

Заметим, что нами рассмотрен лишь частный случай введения обратной связи в электронный усилитель. По способу присоединения цепи обратной связи ко входу усилителя различают последовательную (рис. 5.9, а, б) и параллельную (рис. 5.9, в, г) обратную связь. Способ

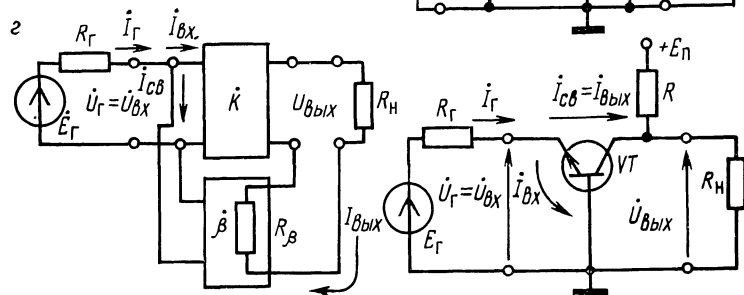
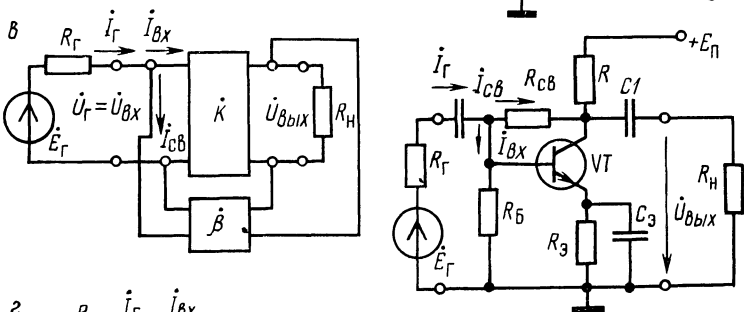
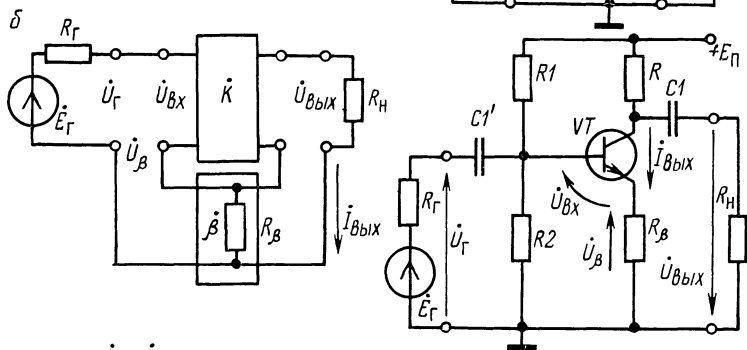
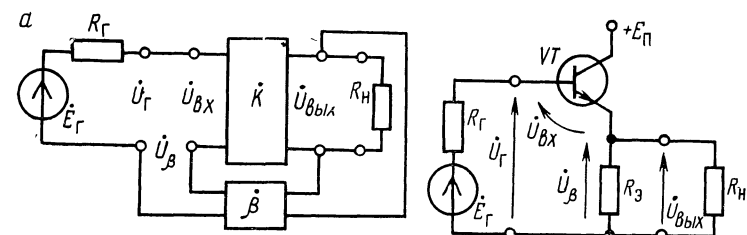


Рис. 5.9. Структурные схемы основных типов обратной связи и примеры соответствующих принципиальных схем

a — последовательная по напряжению (эмиттерный повторитель), *б* — последовательная по току (*RC*-каскад с большим входным и выходным сопротивлениями), *в* — параллельная по напряжению (*RC*-каскад с малыми входным и выходным сопротивлениями); *г* — параллельная по току (каскад с общей базой, отличающийся малым входным и большим выходным сопротивлениями).

подключения цепи обратной связи к выходу усилителя позволяет получить связь по току (рис. 5.9, *б*, *г*) или по напряжению (рис. 5.9, *а*, *в*).

§ 5.7. Основные характеристики усилителя с обратной связью

Свойства усилителей с обратной связью проанализируем на примере последовательной обратной связи по напряжению (рис. 5.8, *б*, 5.9, *а*).

Коэффициент усиления усилителя возрастает при положительной обратной связи и уменьшается при отрицательной. Особый интерес представляет случай, когда усилитель с большим исходным коэффициентом усиления K охвачен глубокой отрицательной обратной связью. Тогда из (5.39) имеем

$$K_{oc} = \frac{1}{\frac{1}{K} + \beta} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (5.40)$$

Таким образом, усиление подобного рода устройств не зависит от характеристик активных элементов, а полностью определяется параметрами цепи обратной связи. Так как цепь обратной связи состоит только из пассивных элементов, которые сравнительно легко сделать высокостабильными, то коэффициент усиления при этом будет стабильным.

В общем случае, считая $\beta = \text{const}$ и дифференцируя (5.39) по K , получаем

$$\frac{dK_{oc}}{dK} = \frac{1}{(1 - \beta K)^2}$$

или

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1}{1 - \beta K} \frac{dK}{K}, \quad (5.41)$$

т. е. относительная нестабильность коэффициента усиления при отрицательной обратной связи уменьшается и становится очень малой при больших K . Положительная обратная связь приводит к возрастанию dK_{oc}/K_{oc} .

Частотная характеристика. Из (5.39) и (5.13) определим коэффициент усиления усилителя с обратной связью в области высших частот:

$$\begin{aligned} \dot{K}_{в\ oc} &= \frac{\dot{K}_в}{1 - \beta \dot{K}_в} = \frac{\frac{K}{1 + j\omega\tau_n}}{1 - \frac{\beta K}{1 + j\omega\tau_n}} = \frac{K}{j\omega\tau_n + 1 - \beta K} = \\ &= \frac{K}{1 - \beta K} \frac{1}{1 + \frac{j\omega\tau_n}{1 - \beta K}} = \frac{K_{oc}}{1 + j\omega\tau_{н\ oc}}, \end{aligned} \quad (5.42)$$

где

$$\tau_{н\ oc} = \frac{\tau_n}{1 - \beta K} \quad (5.43)$$

есть постоянная интегрирования усилителя с обратной связью. При отрицательной обратной связи $\tau_{н\ oc} < \tau_n$ и верхняя граница полосы пропускания

$$\omega_{в\ oc} = \frac{1}{\tau_{н\ oc}} = (1 - \beta K) \omega_{в} \quad (5.44)$$

увеличивается по сравнению с $\omega_{в}$.

Аналогичным образом из (5.39) и (5.16) легко получить коэффициент усиления в области нижних частот

$$\dot{K}_{н\ oc} = \frac{K_{oc}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{д\ oc}}}, \quad (5.45)$$

где постоянная дифференцирующей цепи усилителя с обратной связью

$$\tau_{д\ oc} = (1 - \beta K) \tau_{д}. \quad (5.46)$$

Таким образом, отрицательная обратная связь уменьшает нижнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя до

$$\omega_{н\ oc} = \frac{1}{\tau_{д\ oc}} = \frac{\omega_n}{1 - \beta K}. \quad (5.47)$$

Входное сопротивление усилителя с обратной связью $Z_{\text{вх ос}}$ зависит от типа обратной связи. При последовательной обратной связи по напряжению (рис. 5.8, б) в соответствии с (5.36), (5.37) и (5.39)

$$Z_{\text{вх ос}} = \frac{\dot{U}_{\Gamma}}{I_{\Gamma}} \Big|_{i_{\Gamma}=i_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{K}_{\text{ос}} I_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}} (1 - \dot{\beta} \dot{K})}{\dot{K} I_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} (1 - \dot{\beta} \dot{K})$$

или

$$Z_{\text{вх ос}} = (1 - \dot{\beta} \dot{K}) Z_{\text{вх}}, \quad (5.48)$$

где $Z_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$ — входное сопротивление того же усилителя без обратной связи. Следовательно, последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя. Легко убедиться, что параллельная отрицательная обратная связь уменьшает входное сопротивление.

Выходное сопротивление при обратной связи по напряжению определим, предположив, что э. д. с. входного сигнала равна нулю ($\dot{U}_{\Gamma} = 0$). Приложим к выходу усилителя напряжение $\dot{U}_{\text{ввых}}$. Тогда, составив уравнение Кирхгофа для выходной цепи на рис. 5.8, б, получим для тока в выходной цепи

$$i_{\text{ввых}} = \frac{\dot{U}_{\text{ввых}} - \dot{K} \dot{U}_{\text{вх}}}{Z_{\text{ввых}}} \Big|_{\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{\beta} \dot{U}_{\text{ввых}}} = \frac{(1 - \dot{\beta} \dot{K}) \dot{U}_{\text{ввых}}}{Z_{\text{ввых}}}. \quad (5.49)$$

Здесь $Z_{\text{ввых}}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи. Выходное сопротивление усилителя с обратной связью

$$Z_{\text{ввых ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{ввых}}}{I_{\text{ввых}}} \Big|_{\dot{U}_{\Gamma}=0}^{(5.49)} = \frac{Z_{\text{ввых}}}{1 - \dot{\beta} \dot{K}}. \quad (5.50)$$

Итак, включение отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Можно показать, что отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Устойчивость усилителей с обратной связью гарантируется в том случае, если для любых усиливаемых усилителем частот обратная связь не превращается в положительную. Устойчивость усилителя к самовозбуждению удобно проверять с помощью так называемой *диаграммы Найквиста*, которая представляет собой *годограф* вектора $\dot{\beta} \dot{K}$ в координатах $[\text{Re}(\dot{\beta} \dot{K}), \text{Im}(\dot{\beta} \dot{K})]$. Длина ра-

диуса-вектора, проведенного из начала координат в какую-нибудь точку на кривой (рис. 5.10), равна модулю коэффициента передачи петли обратной связи для определенной частоты, а угол между ним и осью абсцисс равен сдвигу фазы при прохождении сигнала от входа усилителя до выхода цепи обратной связи (петлевой сдвиг

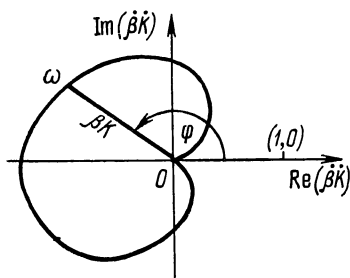


Рис. 5.10. К определению устойчивости по диаграмме Найквиста

фазы). Совокупность точек для всего диапазона частот от нуля до бесконечности дает непрерывную линию.

Если диаграмма Найквиста не охватывает точку $1;0$, то усилитель не возбуждается. В самом деле, в этом случае при вещественной положительной величине βK знаменатель в правой части (5.39) не обращается в нуль, а $K_{ос}$ не обращается в бесконечность.

§ 5.8. Повторители напряжения

Усилителями с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению являются *катодный, эмиттерный и истоковый повторители* (рис. 5.11, а—в). У каждого из них полная величина выходного напряжения приложена ко входу усилителя с противоположным знаком, поэтому коэффициент обратной связи $\beta = -1$ (100%-ная отрицательная обратная связь). Коэффициент усиления повторителя в соответствии с (5.39) равен

$$K_{повт} = \frac{K}{1 + K}, \quad (5.51)$$

а так как коэффициент усиления K усилительных элементов составляет величину $\sim 50 \div 100$ и даже более, то с хорошим приближением можно считать, что

$$K_{повт} \approx 1. \quad (5.52)$$

Входное и выходное сопротивления повторителя в соответствии с (5.48) и (5.50) равны

$$R_{\text{вх.повт}} = (1+K) R_{\text{вх}}; \quad (5.53)$$

$$R_{\text{вых. повт}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1+K}. \quad (5.54)$$

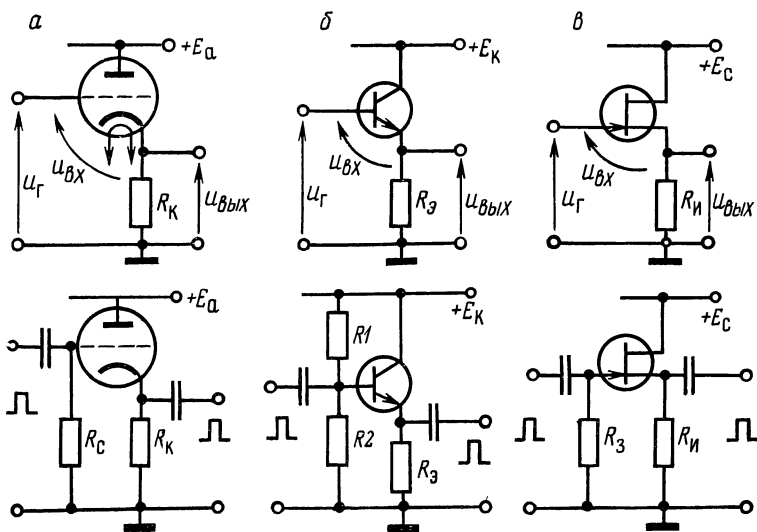


Рис. 5.11. Принципиальные схемы катодных (а), эмиттерных (б) и истоковых (в) повторителей; верхний ряд — с непосредственной связью, нижний ряд — для переменных напряжений

Передача на выход входного сигнала при большом входном и малом выходном сопротивлениях обусловила широкое применение повторителей в радиоэлектронике и технике физического эксперимента. Прежде всего повторители служат в качестве элемента согласования большого выходного сопротивления различных датчиков с входным сопротивлением измерительных приборов. Датчик при этом нагружен на постоянное большое входное сопротивление повторителя, а напряжение датчика воспроизводится на низкоомном выходе повторителя, причем изменение сопротивления нагрузки незначительно влияет на величину $u_{\text{вых}}$. Улучшить параметры эмиттерного повторителя (увеличить $Z_{\text{вх}}$, уменьшить $Z_{\text{вых}}$ и

приблизить к единице коэффициент передачи напряжения) можно при помощи составного транзистора (рис. 5.12). В этом повторителе эмиттерной нагрузкой первого транзистора служит входное сопротивление обычного повторителя, а типичные значения $K_{повт}$ превышают 0,995.

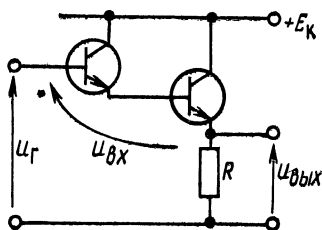


Рис. 5.12. Принципиальная схема эмиттерного повторителя на составном транзисторе

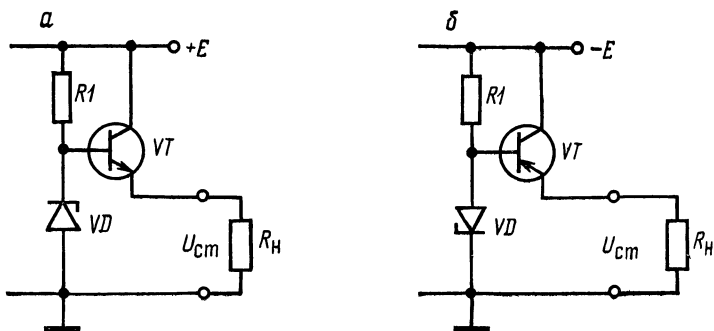


Рис. 5.13. Простейшие схемы стабилизаторов положительного (а) и отрицательного (б) напряжений с эмиттерным повторителем

Эмиттерный повторитель применяется в схемах стабилизаторов напряжения: на его выходе может «повторяться» стабильное напряжение источника малой мощности. На рис. 5.13, а на шине E — положительное нестабилизированное напряжение (например, от выпрямителя с LC - или RC -фильтрами). Сопротивление R_1 и стабилитрон VD образуют стабилизатор напряжения, выход которого подключен ко входу эмиттерного повторителя. Выход повторителя является источником стабильного напряжения: изменение в некоторых пределах R_H и E лишь весьма незначительно влияет на величину $U_{ст}$. На рис.

5.13, б показана схема аналогичного стабилизатора отрицательного напряжения.

В ряде радиоэлектронных схем применяется так называемый генератор тока — устройство, пропускающее («генерирующее») ток строго постоянной величины при изменяющемся напряжении питания и сопротивлении нагрузки. Нетрудно убедиться в том, что для этой цели при-

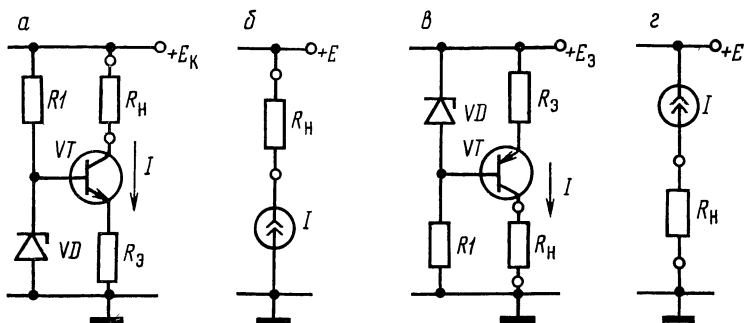


Рис. 5.14. Простые схемы генераторов тока (а, в) и их обозначения (б, г)

годен тот же повторитель, например эмиттерный с постоянным сопротивлением в цепи эмиттера ($R_3 = \text{const}$). Схема, показанная на рис. 5.14, а, полностью совпадает со схемой стабилизатора напряжения (рис. 5.13, а); напряжение на R_3 , а следовательно, и ток через него, т. е. I_3 , постоянны. Это означает, что изменения в некоторых пределах R_H и (или) E не сказываются значительным образом на величине I_K , так как $I_3 = I_K + I_B$, а $I_B \ll I_K$.

§ 5.9. Усилители постоянного тока

Если мгновенные значения сигнала могут изменяться сколь угодно медленно, то граница полосы пропускания должна быть равна нулю, а каскады усилителя необходимо соединять непосредственными связями без разделительных конденсаторов. Из схемы усилителя должны быть также исключены блокировочные конденсаторы. Это вызывает необходимость согласования рабочих точек всех активных элементов в условиях некоторой неустойчивости их характеристик, непостоянства напряже-

ний питания и изменения внешних факторов. Величину самопроизвольного медленного изменения выходного напряжения или *дрейфа* принято пересчитывать ко входу усилителя. Наибольшую сложность порождает дрейф во входном каскаде, причем его снижение методами отрицательной обратной связи не всегда применимо из-за уменьшения коэффициента усиления.

Наиболее весомой составляющей дрейфа тока транзисторов является зависимость их статических характеристик от температуры. Лучшую температурную стабильность имеют в настоящее время кремниевые полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом. Две основные причины температурной нестабильности таких транзисторов (изменение подвижности основных носителей в канале и изменение контактной разности потенциалов $p-n$ -перехода) противоположно влияют на ток стока; при некоторых условиях их влияние может взаимно компенсироваться. Полная компенсация возможна, в частности, у транзисторов с напряжением отсечки около 0,6 В, поэтому именно они чаще всего и применяются во входных каскадах усилителей постоянного тока, позволяя получить приведенный ко входу дрейф нуля вплоть до единиц микровольт на градус. Из-за разброса параметров транзисторов входные каскады чувствительных усилителей требуют тщательной индивидуальной настройки. Любой дрейф, обусловленный известными закономерными причинами, может быть в значительной степени компенсирован введением в схему усилителя элементов, подверженных влиянию тех же факторов, но порождающих в выходной цепи равный по модулю дрейф противоположного знака. Элементами для температурной компенсации служат терморезисторы, полупроводниковые диоды и $p-n$ -переходы транзисторов. Наиболее эффективна компенсация в дифференциальных усилителях, элементы которых выполнены по единой технологии на общей полупроводниковой пластине.

§ 5.10. Дифференциальный усилитель

Дифференциальным усилителем называется устройство, усиливающее разность двух напряжений (рис. 5.15, *a*). Положим, что резисторы и транзисторы в левом и правом плечах схемы строго одинаковы. Тогда схема

симметрична и при отсутствии входного напряжения ($u_1 = u_2 = 0$) токи в каждом плече схемы будут равны ($i_1 = i_2 = I_0/2$).

Для определения характеристик схемы дифференциального усилителя при малых уровнях сигнала, когда транзисторы работают в линейном режиме, представим его в виде двух полусхем с осью симметрии (рис. 5.15, б).

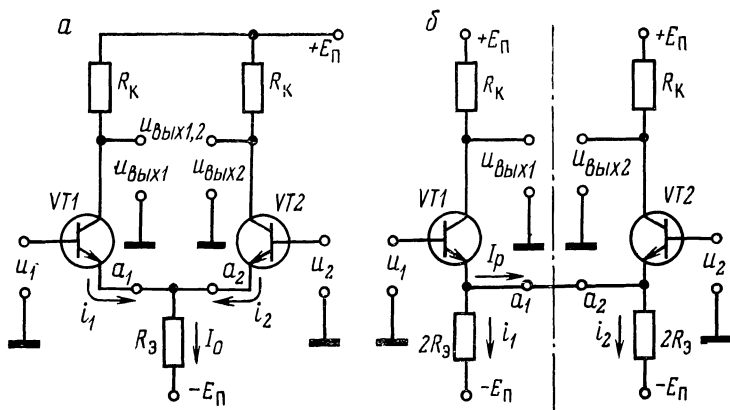


Рис. 5.15. Принципиальная схема простейшего дифференциального усилительного каскада (а) и ее ось симметрии (б)

Если на входы этой схемы поданы одинаковые напряжения $u_1 = u_2 = u_c$ (*синфазный сигнал*), то напряжения в симметричных точках полусхем будут изменяться одинаково. Потенциал точки a_1 неизменно равен потенциалу точки a_2 , и ток I_p в линии, соединяющей эти точки, равен нулю. Следовательно, при подаче синфазного сигнала u_c на вход схемы соединительная линия $a_1 - a_2$ может быть разомкнута без нарушения работы усилителя. Отсюда вытекает эквивалентная полусхема для синфазного сигнала (рис. 5.16, а), которая представляет собой усилитель с последовательной отрицательной обратной связью по току с коэффициентом обратной связи

$$\beta = \frac{\Delta u_{\beta}}{\Delta u_{\text{ВВХ}}} = \frac{\Delta i_1 \cdot 2R_3}{-\Delta i_1 \cdot R_K} = -\frac{2R_3}{R_K}. \quad (5.55)$$

Коэффициент усиления полусхемы для синфазного сигнала равен

$$K_c = \frac{K_0}{1 - \beta K_0} = \frac{-SR_K}{1 + SR_K \cdot 2R_3/R_K} = -\frac{R_K}{1/S + 2R_3}, \quad (5.56)$$

где S — крутизна характеристики транзистора VT1.

Если на выход схемы на рис. 5.15, б подать антисимметричный («дифференциальный») сигнал $u_1 = -u_2 = u_d$, то токи и напряжения в каждой из полусхем изменятся

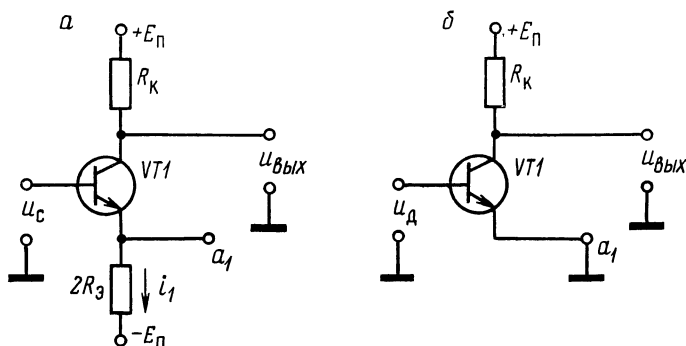


Рис. 5.16. Эквивалентные полусхемы дифференциального усилителя для синфазного сигнала (а) и дифференциального антисимметричного сигнала (б)

в противоположных направлениях. Потенциал соединительной линии a_1 — a_2 останется при этом неизменным, и для сигнала эта линия оказывается как бы «заземленной». Следовательно, для малого дифференциального антисимметричного сигнала эквивалентная полусхема дифференциального усилителя принимает вид, показанный на рис. 5.16, б. Эта полусхема представляет собой обычный каскад с общим эмиттером, коэффициент усиления которого согласно (5.11) равен

$$K = -SR_K. \quad (5.57)$$

Из сравнения (5.56) и (5.57) видно, что усилительные свойства дифференциального каскада существенно различны для синфазного и дифференциального сигналов. Заметим, что синфазными сигналами являются обычно

помехи. Способность схемы усиливать дифференциальные сигналы и ослаблять синфазные помехи характеризуется коэффициентом ослабления синфазного сигнала, определяемым как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала (помехи):

$$K_{\text{ос сф}} = \frac{K}{K_c} = 1 + 2SR_3. \quad (5.58)$$

Для обеспечения большого коэффициента ослабления синфазного сигнала в схеме дифференциального усилителя вместо резистора R_3 применяют генератор тока, например, по схеме рис. 5.14, а. До сих пор анализ схемы дифференциального усилителя проводился, основываясь на рассмотрении *симметричного* ($u_1 = u_2 = u_c$) или *антисимметричного* ($u_1 = -u_2 = u_d$) *входного* напряжения. Такой же подход можно применить для любых произвольных входных напряжений u_1 и u_2 путем разделения их на *синфазную* и *дифференциальную составляющие*, равные соответственно

$$u_c = \frac{1}{2} \cdot (u_1 + u_2); \quad (5.59)$$

$$u_d = \frac{1}{2} (u_1 - u_2). \quad (5.60)$$

Если, например, сигнал подается на один вход дифференциального усилителя ($u_1 \neq 0$; $u_2 = 0$), то согласно (5.60) это соответствует подаче дифференциального сигнала, равного

$$u_d = u_1/2,$$

причем именно к этому сигналу относится коэффициент усиления, определяемый (5.57).

В реальных схемах дифференциальных каскадов напряжения источников питания ($+E$ и $-E$) выбирают с таким расчетом, чтобы при отсутствии входного сигнала ($u_1 = u_2 = 0$) напряжение на выходах каскада также равнялось нулю ($u_{\text{вых1}} = u_{\text{вых2}} = 0$). Это позволяет использовать дифференциальные каскады для построения усилителей постоянного тока с большими коэффициентами усиления путем непосредственного каскадного соединения нескольких дифференциальных усилителей. Дифференциальный усилитель является основной базовой схемой для построения операционных усилителей.

§ 5.11. Операционные усилители (ОУ)

Операционным усилителем (ОУ) называют высококачественный дифференциальный усилитель напряжения с большим коэффициентом усиления, предназначенный для самых разнообразных применений. Обычно это интегральная схема, которая после подключения к ней указанных в паспорте уровней напряжения питания (а иногда и некоторых элементов для коррекции частотной характеристики) становится усилителем со следующими

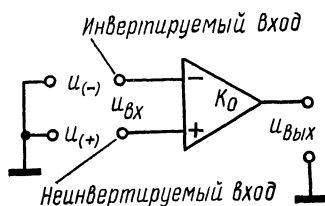


Рис. 5.17. Обозначение операционного усилителя с дифференциальным входом

характеристиками: полоса от нуля до f_B ; большое входное сопротивление; большой коэффициент усиления (до $10^4 \div 10^5$ и даже более); большой коэффициент ослабления синфазных помех (до $10^3 \div 10^4$); малый шум; малый сдвиг нулевого уровня на постоянном токе; малые изменения характеристик в зависимости от температуры и времени; низкое выходное сопротивление; сравнительно большой размах выходного напряжения во всем диапазоне усиливаемых частот. Естественно, что каждое из перечисленных достоинств проявляется в различной степени у ОУ разных марок.

Сигнал на выходе операционного усилителя с дифференциальным входом (рис. 5.17)

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ} K_0 = (u_{(+)} - u_{(-)}) K_0, \quad (5.61)$$

где K_0 — коэффициент усиления ОУ; напряжения отсчитываются от общего (нулевого) уровня.

С целью упрощения анализа схем с ОУ последние часто идеализируют. *Идеальный ОУ* обладает следующими параметрами: коэффициент усиления $K_0 = \infty$; входное сопротивление $R_{ВХ} = \infty$; выходное сопротивление $R_{ВЫХ} = 0$; полоса пропускания от нуля до бесконечности. Из (5.61) следует очень важное свойство идеального ОУ: $u_{ВХ} =$

$= u_{(+)} - u_{(-)} = \frac{u_{\text{вых}}}{K_0}$, т. е. напряжение на дифференциальном входе ОУ равно в линейном режиме практически нулю при любом выходном напряжении.

Рассмотрим некоторые простые устройства с ОУ.

Инвертирующий усилитель (рис. 5.18, а). В соответ-

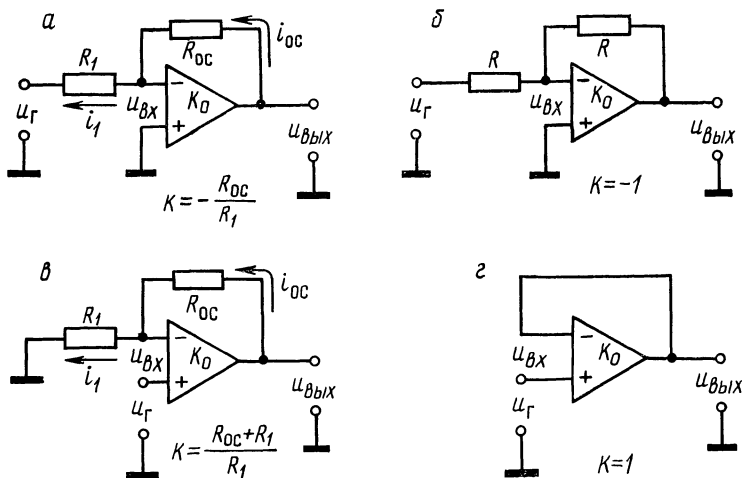


Рис. 5.18. Инвертирующее (а, б) и неинвертирующее (в, г) включения операционных усилителей

ствии с обозначениями на рисунке через сопротивление обратной связи \$R_{oc}\$ протекает ток

$$i_{oc} = \frac{u_{\text{вых}} - u_{(-)}}{R_{oc}}; \quad (5.62)$$

через \$R_1\$ — ток

$$i_1 = \frac{u_{(-)} - u_{\Gamma}}{R_1}. \quad (5.63)$$

В случае идеального ОУ \$i_{oc} = i_1\$, следовательно,

$$\frac{u_{\text{вых}} - u_{(-)}}{R_{oc}} = \frac{u_{(-)} - u_{\Gamma}}{R_1}. \quad (5.64)$$

Напряжение на неинвертируемом входе равно нулю, поэтому $u_{(-)} = u_{\text{вх}} = 0$ и из (5.64) получаем

$$u_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} u_{\Gamma}. \quad (5.65)$$

Неинвертирующий усилитель (рис. 5.18, в). Согласно обозначениям на рисунке

$$i_{\text{ос}} = \frac{u_{\text{вых}} - u_{(-)}}{R_{\text{ос}}}; \quad i_1 = \frac{u_{(-)}}{R_1}. \quad (5.66)$$

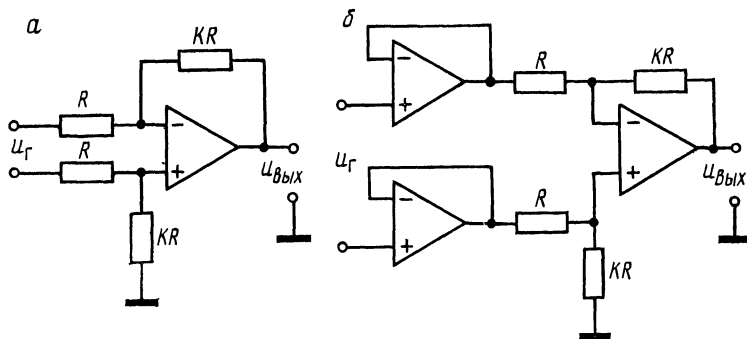


Рис. 5.19. Дифференциальные усилители на базе ОУ: простейший (а), с большим входным сопротивлением (б)

Для идеального ОУ $i_{\text{ос}} = i_1$ и (5.66) дает

$$u_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{ос}} + R_1}{R_1} u_{(-)} \Big|_{u_{\text{вх}}=0} = \frac{R_{\text{ос}} + R_1}{R_1} u_{\Gamma}. \quad (5.67)$$

Выражения (5.65) и (5.67) показывают, что на основе ОУ выбором сопротивлений R_1 и $R_{\text{ос}}$ можно простым способом реализовать инвертирующий или неинвертирующий усилитель напряжения с требуемым коэффициентом усиления, в частности аналоговый инвертор (рис. 5.18, б) и повторитель напряжения (рис. 5.18, з).

На рис. 5.19, а показан простой **дифференциальный усилитель** на ОУ. Если на каждом из его входов разместить повторитель на ОУ (рис. 5.19, б), то входные сопротивления схемы возрастут. Усилитель такого типа называют **потенциометрическим дифференциальным усилителем**. При принятых на рис. 5.19 обозначениях коэффициенты усиления обеих схем по инвертируемому и неинвертируемому входам равны соответственно K и $-K$.

§ 5.12. ОУ как элемент для выполнения математических операций

Для осуществления операции *интегрирования* сигнала по времени применяется схема, изображенная на рис. 5.20, а. Действительно, в предположении, что входным током усилителя можно пренебречь, запишем и приравняем друг к другу значения токов через емкость C и сопротивление R :

$$C \frac{d(u_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}})}{dt} = \frac{u_{\text{ВХ}} - u_{\Gamma}}{R}. \quad (5.68)$$

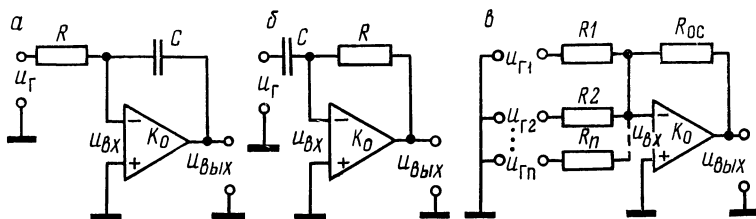


Рис. 5.20. Интегратор (а), дифференциатор (б) и сумматор (в) на напряжениях на основе ОУ

Идеализируя ОУ по коэффициенту усиления, с большой степенью точности можно считать $u_{\text{ВХ}} \approx 0$. Поэтому из (5.68) имеем

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx - \frac{1}{RC} \int u_{\Gamma} dt. \quad (5.69)$$

Проводя аналогичные рассуждения для схемы, приведенной на рис. 5.20, б, можем записать условие равенства токов через R и C :

$$\frac{u_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВХ}}}{R} = C \frac{d(u_{\text{ВХ}} - u_{\Gamma})}{dt}, \quad (5.70)$$

откуда

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx -RC \frac{du_{\Gamma}}{dt}, \quad (5.71)$$

т. е. напряжение на выходе пропорционально *производной по времени* от напряжения источника сигнала.

Отметим, что с помощью таких схем (рис. 5.20, а, б) интегрирование и дифференцирование сигналов осуще-

ствляется с погрешностью, приблизительно в K_0 раз меньшей, чем с помощью обычных RC -цепей с такими же R и C .

Наряду с временными преобразованиями сигналов типа интегрирования и дифференцирования различной кратности, на основе ОУ могут быть построены схемы для алгебраического преобразования. На рис. 5.20, в ток через R_{oc} равен сумме токов через сопротивления R_1, R_2, \dots, R_n :

$$\frac{u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}}{R_{oc}} = \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma 1}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma 2}}{R_2} + \dots + \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma n}}{R_n} \quad (5.72)$$

или с учетом сделанных выше замечаний

$$u_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_{oc}}{R_1} u_{\Gamma 1} + \frac{R_{oc}}{R_2} u_{\Gamma 2} + \dots + \frac{R_{oc}}{R_n} u_{\Gamma n} \right). \quad (5.73)$$

Отношения R_{oc}/R_i называют масштабными коэффициентами и обозначают μ_i , поэтому

$$u_{\text{вых}} = - \sum_{i=1}^n \mu_i u_{\Gamma i}, \quad (5.74)$$

т. е. напряжение на выходе равно сумме (с обратным знаком) напряжений на входах, умноженных на свои масштабные коэффициенты. Иными словами, при $R_1 = R_2 = \dots = R_n$ схема является сумматором напряжений на нескольких входах. Если знак суммы не должен быть обратным, на выходе ставят аналоговый инвертор, показанный на рис. 5.18, б.

ОУ с включенными во входную цепь и цепь обратной связи элементами с различной зависимостью i от u (сопротивления, варисторы, диоды и т. п.) применяются для функционального преобразования входных напряжений: логарифмирования, умножения, возведения в степень и т. п.

Пусть напряжение u_A на элементе A как функция тока (рис. 5.21) определяется оператором $a \langle \rangle$:

$$u_A = a \langle i \rangle, \quad (5.75)$$

а напряжение на элементе в цепи обратной связи — оператором $b \langle \rangle$:

$$u_B = b \langle i \rangle. \quad (5.76)$$

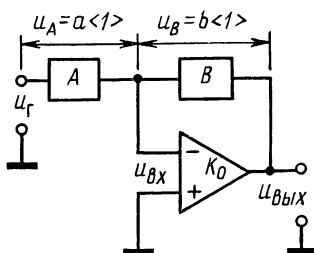
Так как токи через эти элементы равны, то

$$a^{-1} \langle u_A \rangle = b^{-1} \langle u_B \rangle \quad (5.77)$$

или в соответствии с обозначениями на рис. 5.21

$$a^{-1} \langle u_{\text{вх}} - u_{\Gamma} \rangle = b^{-1} \langle u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}} \rangle. \quad (5.78)$$

Рис. 5.21. ОУ как функциональный преобразователь



Пренебрегая, как и ранее $u_{\text{вх}}$, получаем

$$u_{\text{вых}} = -b \{ a^{-1} \langle u_{\Gamma} \rangle \}. \quad (5.79)$$

Если A и B — сопротивления, то (5.79) превращается в (5.65) и имеет место простой инвертирующий усилитель.

Если B — сопротивление, а операция a — возведение в квадрат (например, квадратичная характеристика диода), выходной сигнал пропорционален корню квадратному из u_{Γ} . Так как радиоэлектроника располагает сейчас элементами с различными вольтамперными характеристиками, то на схемах подобного типа и их комбинациях можно с хорошим приближением получить преобразование напряжений практически по любому закону.

§ 5.13. Усилители мощности

Мощность, потребляемая малосигнальными каскадами от источников питания, невелика, поэтому коэффициент полезного действия η каскада играет второстепенную роль. Когда отдаваемая в нагрузку мощность полезного сигнала становится соизмеримой с потребляемой усилителем мощностью, возникает вопрос экономии энергии питания. Для этого прежде всего следует уменьшить мощность, выделяющуюся в схеме самого каскада. Режим работы апериодического каскада, при котором рабочая точка выбирается в середине линейного участка

динамической вольтамперной характеристики (рис. 5.22), обеспечивает минимальные нелинейные искажения, но является неэкономичным. В отсутствие сигнала в таком каскаде выделяется мощность $U_{20}I_{20}$ и максимально возможный к. п. д. может приближаться лишь к 50%. Такой линейный режим активного элемента называется режимом класса *A*.

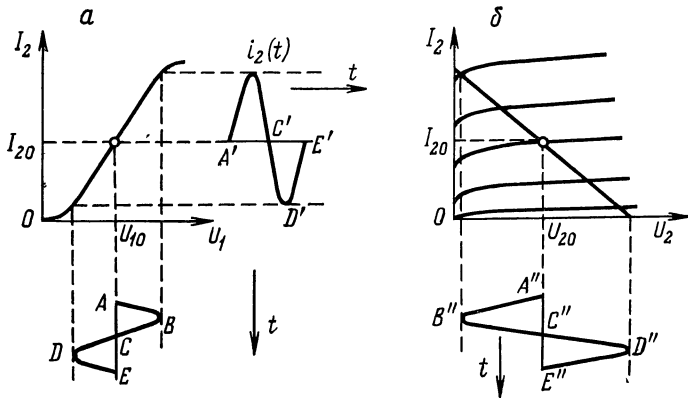


Рис. 5.22. Режим класса *A*: положение рабочей точки на динамической переходной вольтамперной характеристике активного элемента (*a*) и выходных статических характеристиках биполярного транзистора (*б*)

Каскад становится существенно более экономичным, если начальную рабочую точку расположить в самом начале динамической вольтамперной характеристики усиления (рис. 5.23). Это так называемый режим класса *B*.

Мощность, выделяемая в каскаде, работающем в режиме класса *B*, при отсутствии сигнала мала. Однако в этом случае каскад способен усилить сигналы только одной полярности или только одну полуволну гармонического сигнала. Чтобы усилить сигнал полностью, применяют *двухтактные* схемы, в которых положительные составляющие сигнала усиливаются одним активным элементом, а отрицательные — другим. В нагрузке R_n эти усиленные компоненты складываются таким образом, что восстанавливается первоначальная форма сигнала.

Весьма удобно использовать для построения двухтактных каскадов транзисторы с различной структурой $n-p-n$ и $p-n-p$, но со сходными характеристика-

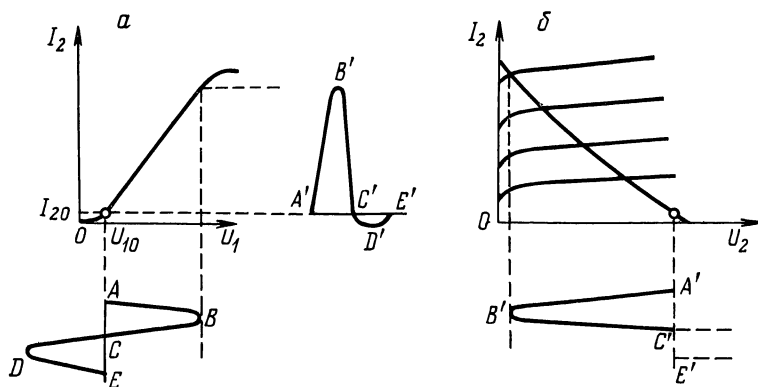


Рис. 5.23. Режим класса В: положение рабочей точки на динамической переходной вольтамперной характеристике активного элемента (а) и выходных статических характеристиках биполярного транзистора (б)

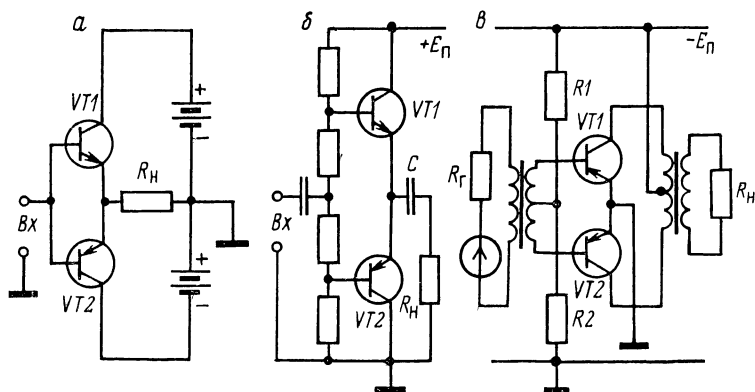


Рис. 5.24. Двухтактные каскады на транзисторах с различной (а, б) и одинаковой (в) структурами

ми (рис. 5.24, а, б). Если двухтактный каскад построен на транзисторах с одинаковой структурой, то сигнал на их базы подается с противофазных выходов фазоинвертора. В схеме мощного каскада на рис. 5.24, в фазоин-

вертором служит трансформатор с выводом от средней точки. В случаях, когда нелинейные искажения несущественны (например, в мощных выходных каскадах генераторов для высокочастотного нагрева диэлектрических порошков при прессовании пластмасс и т. п.), применяют резонансные одноктактные усилители в режиме класса В.

Глава 6. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ

Под генерированием электрических колебаний понимают преобразование энергии источников питания в энергию электрических колебаний. В табл. В.1 указаны некоторые способы получения электрических (электромагнитных) колебаний в радиодиапазоне. На низких радиочастотах колебания возбуждаются в системах с сосредоточенными параметрами. В дециметровом и более высокочастотных диапазонах для возбуждения колебаний необходимы системы с распределенными параметрами, поэтому здесь уместен термин «электромагнитные колебания». Существуют два основных способа получения электрических колебаний: преобразование с помощью активных электронных элементов энергии источников постоянного тока или преобразование одних электрических колебаний в другие с требуемой частотой (параметрические и квантовые генераторы).

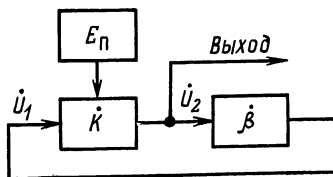
§ 6.1. Автоколебательная система

Автоколебательной называется система, в которой в отсутствие переменного внешнего воздействия возбуждаются незатухающие колебания, причем амплитуда и частота колебаний определяются свойствами самой системы. Примерами автоколебаний являются колебания маятника часов, струн или столбов воздуха в музыкальных инструментах, колебания тока и напряжения в электронных генераторах. Чтобы колебания были незатухающими, в автоколебательную систему должна поступать энергия, компенсирующая потери в ней. Для поддержания стационарной амплитуды колебаний поступление энергии должно изменяться в зависимости от величины потерь, поэтому в автоколебательной системе необходимо наличие цепи обратной связи и нелинейного элемен-

та. В каждой автоколебательной системе можно выделить три основных элемента: 1) собственно колебательную систему (в часах — маятник или баланс); 2) источник энергии (пружинный или гиревый механизм); 3) устройство, регулирующее поступление энергии в колебательную систему (анкерный механизм).

Характер автоколебаний определяется главным образом свойствами собственно колебательной системы. Если добротность системы велика, то для поддержания

Рис. 6.1. Структурная схема автогенератора



автоколебаний за период в нее должно поступать малое количество энергии (по сравнению с полной энергией колебательной системы). Период и форма автоколебаний при этом почти не отличаются от периода и формы собственных колебаний системы. Если за один период тратится много энергии, но колебания возникают, то они сильно отличаются от гармонических и называются *релаксационными*. Можно, однако, создать условия, когда при отсутствии колебательных контуров в электрических системах генерируются почти гармонические автоколебания.

Автогенератор электрических колебаний состоит из источника питания, усилителя и цепи обратной связи; его структурная схема не отличается от структурной схемы усилителя с обратной связью (рис. 6.1). При замкнутой петле обратной связи и отсутствии на входе усилителя внешнего сигнала *стационарный сигнал* на его выходе (\dot{U}_2) возможен при условии

$$\dot{U}_1 = \beta \dot{U}_2 = \dot{\beta} \dot{K} \dot{U}_1, \quad (6.1)$$

откуда

$$\dot{\beta} \dot{K} = 1. \quad (6.2)$$

Условие генерирования автогенератором стационарного сигнала (6.2) распадается на два: условие баланса амплитуд

$$\beta K = 1 \quad (6.3)$$

и условие баланса фаз

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi, \quad n=0; 1; 2; \dots \quad (6.4)$$

Автогенератор с резонансным контуром (рис. 6.2, а) представляет собой резонансный усилительный каскад с цепью обратной связи, созданной взаимной индукцией M катушек $L1$ и $L2$.

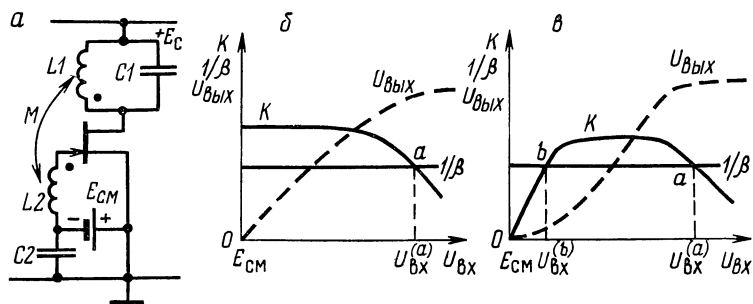


Рис. 6.2. Принципиальная схема LC -генератора (а), графики, поясняющие мягкий (а) и жесткий (б) режимы работы

Пусть исходное смещение E_{CM} выбрано таким, что начальная рабочая точка находится на линейном участке характеристики. Тогда амплитудная характеристика усилителя $U_{ВЫХ}(U_{ВХ})$ и зависимость $K(U_{ВХ})$ имеют вид, показанный на рис. 6.2, б. При включении питания в катушке $L1$ возникает ток, возбуждающий в контуре $L1C1$ свободные колебания. Напряжение обратной связи \dot{U}_β в рассматриваемой схеме является входным напряжением $\dot{U}_{ВХ}$ и определяется выражением

$$\dot{U}_\beta = j\omega M I_1, \quad (6.5)$$

где M — коэффициент взаимной индукции катушек $L1$ и $L2$, а I_1 — ток в резонансном контуре, равный

$$I_1 = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{j\omega L_1}. \quad (6.6)$$

Следовательно,

$$\dot{U}_{ВХ} = \dot{U}_\beta = \frac{M}{L_1} \dot{U}_{ВЫХ} = \dot{\beta} \dot{U}_{ВЫХ} = \dot{\beta} \dot{K} \dot{U}_{ВХ}. \quad (6.7)$$

Значение β для данной схемы постоянно. Знак β изменяется при взаимной перемене мест подключения выводов катушки L_2 , что позволяет выполнить условие баланса фаз (6.4). Баланс амплитуд (6.3) обеспечивается нелинейностью амплитудной характеристики усилителя $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ или зависимостью его коэффициента усиления от амплитуды входного сигнала. При $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}}^{(a)}$ (рис. 6.2, б) произведение $\beta K > 1$ и амплитуда свободных колебаний в системе нарастает до тех пор, пока не наступит равенство $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(a)}$. Если амплитуда свободных колебаний увеличится настолько, что $U_{\text{вх}}$ превысит $U_{\text{вх}}^{(a)}$, то произведение βK становится меньшим единицы и амплитуда свободных колебаний уменьшается.

Таким образом, благодаря нелинейности амплитудной характеристики усилительного элемента амплитуда колебаний автоматически стабилизируется на уровне, соответствующем

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(a)}, \quad (6.8)$$

а любые возмущения приводят к процессам, восстанавливающим это равенство.

Характерная особенность рассмотренного режима работы состоит в том, что условие самовозбуждения $\beta K \geq 1$ выполняется для любых сколь угодно малых начальных значений амплитуды колебаний в системе. Это значит, что колебания в ней могут возникнуть от любых флуктуационных возмущений. Такой режим генерации называют *мягким*. Если смещение $E_{\text{см}}$ выбрано таким, что при отсутствии сигнала на входе ток через активный элемент равен нулю, то зависимость $K(U_{\text{вх}})$ имеет вид, показанный на рис. 6.2, в. Кривая K пересекается с прямой $1/\beta$ в двух точках. Здесь точка a практически ничем не отличается от точки a для мягкого режима. В точке b режим неустойчив, так как уменьшение амплитуды $U_{\text{вх}}$ способствует дальнейшему уменьшению амплитуды колебаний до нуля, а увеличение — нарастанию, ведущему к точке a . Генератор в этом режиме не может возбудиться от флуктуационных возмущений. Для его возбуждения необходимо создать начальное колебание с амплитудой на входе, превышающей $U_{\text{вх}}^{(b)}$. Такой режим работы генератора называют *жестким*.

Как в мягком, так и жестком режиме установление

стационарной амплитуды колебаний происходит вследствие нелинейности амплитудной характеристики активного элемента, а частота колебаний равна частоте свободных колебаний в колебательном контуре.

Условия поддержания стационарных колебаний в LC -контуре создаются путем компенсации потерь в нем. Это эквивалентно тому, что к сопротивлению потерь реаль-

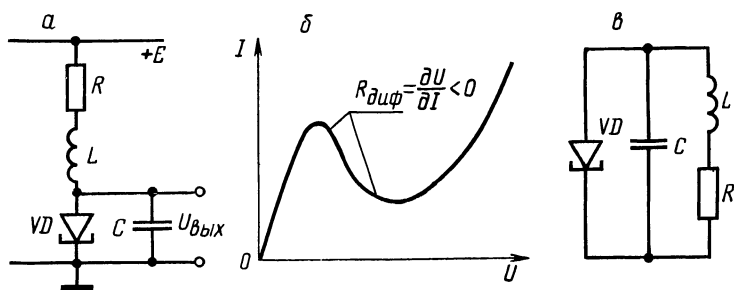


Рис. 6.3. Генератор на туннельном диоде: принципиальная схема (а), рабочий участок вольтамперной характеристики (б), эквивалентная схема для анализа потерь (в)

ного контура (R) добавляется отрицательное сопротивление $-R$ (вносятся «отрицательные потери»). Эффект внесения в контур отрицательного сопротивления возникает благодаря усилительным свойствам активных электронных элементов за счет положительной обратной связи.

Аналогичный эффект можно получить с помощью приборов, имеющих в некоторой области значений напряжений и токов участки с отрицательным дифференциальным сопротивлением:

$$R_{\text{диф}} = \frac{\partial U}{\partial I} < 0. \quad (6.9)$$

В схеме генератора на туннельном диоде (рис. 6.3, а) положение рабочей точки выбрано на «падающем» участке вольтамперной характеристики (рис. 6.3, б). Средний наклон рабочего участка характеристики должен обеспечивать полную компенсацию потерь в активном сопротивлении контура, включая нагрузку генератора.

Генераторы на туннельных диодах работают на очень высоких частотах, обеспечивая мощности порядка единиц милливольт в дециметровом и сантиметровом диапазонах и единиц микроватт в диапазоне $40 \div 100$ ГГц.

§ 6.2. Низкочастотные генераторы

Автогенераторы с применением резонансного контура хорошо работают на высоких частотах. Для низких частот трудно создать колебательный контур с высокой добротностью и приемлемыми габаритами. Поэтому реальные LC -автогенераторы имеют минимальную частоту генерации порядка десятков килогерц. Генерирование более низких частот осуществляется с помощью генераторов на биениях или генераторов с RC -фильтрами в цепи обратной связи.

В генераторах на биениях заданная частота получается как разностная частота двух высокочастотных колебаний, создаваемых маломощными LC -автогенераторами. Один из них работает на фиксированной частоте f_1 , а частота f_2 другого может перестраиваться в небольших пределах (от f_1 до $f_1 - F_{\max}$, где F_{\max} — максимальная частота выходного низкочастотного сигнала). На выходе преобразователя с помощью фильтра низких частот выделяется полезный низкочастотный сигнал $F = f_1 - f_2$. Частоты f_1 и f_2 могут быть существенно большими, чем F , поэтому относительно небольшое изменение частоты f_2 изменяет частоту F в широких пределах, благодаря чему в низкочастотных генераторах на биениях легко получить широкий диапазон перестройки без коммутации элементов колебательных контуров высокочастотных генераторов. Форма выходного низкочастотного напряжения близка к гармонической. Основным недостатком таких генераторов — невысокая стабильность частоты F .

Значительно более простые и удобные RC -генераторы низкочастотных гармонических колебаний. Рассмотрим схему RC -генератора с мостом Вина (рис. 6.4). Если внешний сигнал отсутствует, то напряжение на входе усилителя полностью совпадает с напряжением обратной связи ($U_{\text{вх}} = U_{\text{в}}$). На средних частотах для данного усилителя коэффициент усиления K представляет собой действительную величину.

Коэффициент обратной связи

$$\beta = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_2}{R_2 + (1 + j\omega R_2 C_2)(R_1 + 1/j\omega C_1)} =$$

$$= \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega C_2 R_1 - 1/\omega C_1 R_2) \right]^{-1}, \quad (6.10)$$

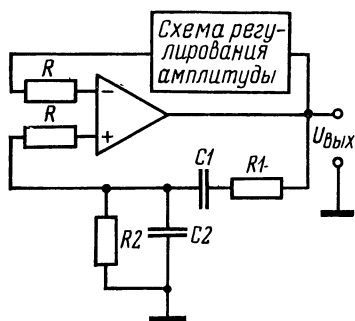


Рис. 6.4. Схема генератора с мостом Вина

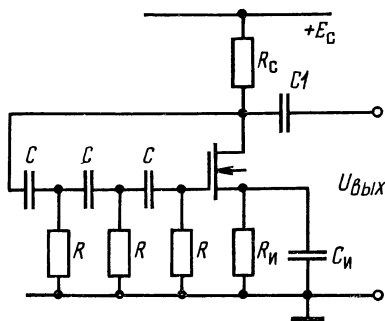


Рис. 6.5. Схема генератора с фазосдвигающей цепочкой

и условие самовозбуждения (6.2) приобретает вид

$$\dot{\beta}K = K \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) \right]^{-1} = 1 \quad (6.11)$$

или

$$1 - K + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) = 0. \quad (6.12)$$

Для выполнения равенства (6.12) и вещественная и мнимая части должны быть равны нулю, т. е.

$$\left. \begin{aligned} 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - K &= 0; \\ \omega C_2 R_1 - 1/\omega C_1 R_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6.13)$$

Отсюда следует, что в рассматриваемой схеме возможны колебания с частотой

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (6.14)$$

причем коэффициент усиления схемы должен удовлетворять условию

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \quad (6.15)$$

В частном случае, если $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, то

$$\omega_0 = 1/RC; K=3. \quad (6.16)$$

Так как колебания в схеме возможны только на одной частоте ω_0 , то они будут почти гармоническими, если условие амплитуд выполняется при небольшом отклонении от линейности амплитудной характеристики усилителя.

При соответствующем подборе элементов схемы на рис. 6.4 RC -генератор с мостом Вина позволяет генерировать колебания в широком диапазоне частот — от единиц герц до сотен килогерц. Перестройка частоты осуществляется с помощью одновременного изменения либо C_1 и C_2 , либо R_1 и R_2 . При этом стабильность частоты и амплитуды выходных колебаний удовлетворительна для многих применений.

Другая распространенная схема RC -генератора — схема с *фазосдвигающей цепочкой* (рис. 6.5). Емкости C и сопротивления R образуют трехзвенную цепь обратной связи, которая для инвертирующего усилителя положительна только на частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6}RC. \quad (6.17)$$

При этом модуль коэффициента обратной связи

$$\beta = 1/29. \quad (6.18)$$

Из равенства (6.18) следует, что для выполнения условия автогенерации коэффициент усиления каскада (K) должен быть не меньше 29.

Отсутствие в схеме RC -генератора избирательных элементов, способных выделить из искаженного сигнала основное гармоническое колебание, требует работы активного элемента (усилителя) в *линейном режиме*. Поэтому в схемах RC -генераторов стабилизация стационарной амплитуды обычно осуществляется не за счет криволинейности амплитудной характеристики, как это имеет место в LC -генераторах, а с помощью специальных схем регулирования амплитуды.

§ 6.3. Релаксационные генераторы

Если пассивные электрические цепи генератора не обладают колебательными свойствами, то в течение периода генерируемых им колебаний теряется и пополняется вновь значительная часть всей колебательной энергии. Период колебаний при этом определяется не собственной частотой колебательной системы генератора (такой си-

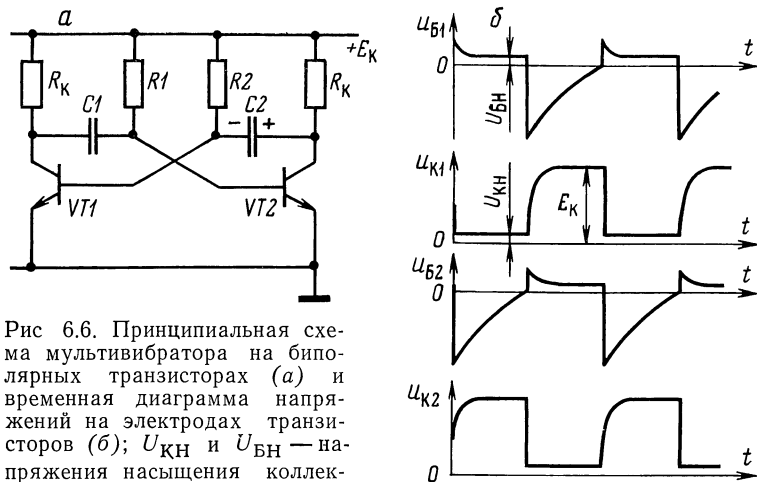


Рис 6.6. Принципиальная схема мультивибратора на биполярных транзисторах (а) и временная диаграмма напряжений на электродах транзисторов (б); U_{KH} и U_{BH} — напряжения насыщения коллектора и базы соответственно

стемы может и не быть вообще), а временем релаксации или временем установления равновесия в цепи. Форма колебаний релаксационных генераторов весьма разнообразна: от скачкообразных до близких к гармоническим. Последний случай был рассмотрен в предыдущем параграфе.

В качестве примера генератора скачкообразных колебаний рассмотрим мультивибратор.

В *мультивибраторе* (рис. 6.6, а) попеременно заряжаются и разряжаются емкости $C1$ и $C2$. Схема симметрична, и логично допустить, что в некоторый момент времени коллекторные напряжения и токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ одинаковы (рис. 6.6, б). Предположим далее, что из-за флуктуаций ток транзистора $VT1$ несколько увеличился, вследствие чего напряжение на его коллекторе уменьшилось. Схема в целом представляет в этом случае

двухкаскадный усилитель, охваченный сильной положительной обратной связью. Процесс увеличения тока транзистора VT1 и уменьшения тока транзистора VT2 ускоряется положительной обратной связью, и транзистор VT1 быстро входит в режим насыщения. При этом заряд емкости C1 не успевает заметно измениться, поэтому на базе транзистора VT2 потенциал резко становится отрицательным — VT2 запирается и разрывает цепь обратной связи. Схема на некоторое время входит в первое квазиустойчивое состояние (VT1 открыт, VT2 закрыт). После этого емкость C2 заряжается с постоянной времени $\tau_2 \approx R_R C_2$, а емкость C1 разряжается с постоянной времени $\tau_1 \approx R_1 C_1$ (обычно $\tau_1 \gg \tau_2$). Вследствие разряда емкости C1 в какой-то момент времени напряжение на базе транзистора VT2 достигает уровня открывания транзистора VT2. В схеме снова замыкается цепь положительной обратной связи, происходит быстрое открывание VT2 и запирание VT1. Обратная связь разрывается запертым транзистором VT1 — наступает второе квазиустойчивое состояние. После этого начинается заряд емкости C1 с постоянной времени $\tau'_2 \approx R_R C_1$ и разряд емкости C2 с постоянной времени $\tau'_1 \approx R_2 C_2$ (если $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$, то $\tau'_1 = \tau_1$ и $\tau'_2 = \tau_2$). Когда емкость C2 разрядится настолько, что потенциал базы транзистора VT1 достигнет уровня его открывания, в схеме снова замкнется цепь положительной обратной связи, в результате чего VT1 перейдет в насыщение, а VT2 закроется. Процесс периодически повторяется с периодом, пропорциональным сумме постоянных времени $R_1 C_1 + R_2 C_2$.

Для устойчивой генерации необходимо, чтобы постоянные времени $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$ были больше длительности переходных процессов в обоих каскадах.

Наряду с автогенерирующими, широко распространены ждущие мультивибраторы: бистабильные (с двумя устойчивыми состояниями) и моностабильные (с одним устойчивым состоянием). *Ждущий бистабильный мультивибратор* (рис. 6.7, а) построен на операционном усилителе А.

Напряжение на неинвертируемом входе операционного усилителя

$$u_{(+)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{\text{вых}}. \quad (6.19)$$

В отсутствие сигнала u_c схема устойчива и операционный усилитель может быть только в насыщенном состоянии: его выходное напряжение равно либо $+U_{max}$,

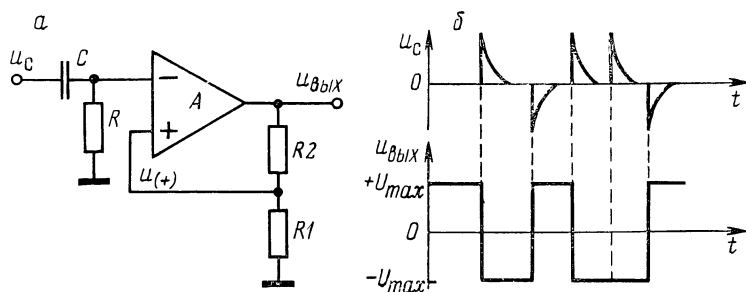


Рис. 6.7. Принципиальная схема ждущего бистабильного мультивибратора (а) и временная диаграмма его работы (б)

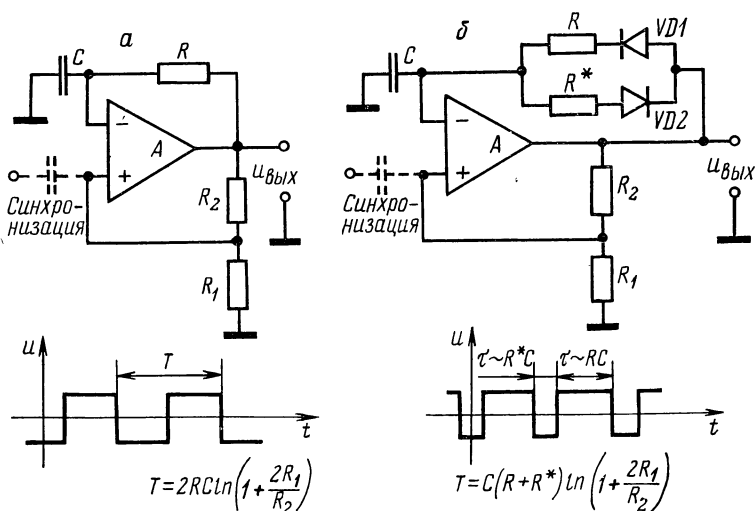


Рис. 6.8. Принципиальные схемы релаксационных генераторов на основе ждущего бистабильного мультивибратора симметричных (а) и несимметричных (б) колебаний

либо $-U_{max}$ (рис. 6.7, б). Если входной импульс имеет такую же полярность, как и выходное напряжение $u_{вых}$, а его амплитуда достигает (по абсолютной величине) значения $u_{(+)}$, то в схеме возникает положительная об-

ратная связь, что приводит к быстрому изменению полярности выходного напряжения.

На основе рассмотренного ждущего бистабильного мультивибратора легко построить *симметричный* (рис. 6.8, а) или *несимметричный* (рис. 6.8, б) *мультивибратор-автогенератор*. Оба генератора, как и мультивибраторы вообще, могут быть *синхронизированы* внешним генератором на частоте, близкой к частоте собственных релаксационных колебаний. Подключение синхронизирующего сигнала, если это требуется, производят через показанные пунктиром емкости.

§ 6.4. Генераторы СВЧ, клистрон

В диапазоне СВЧ время пролета электронов в электровакуумном приборе или время прохождения неосновных носителей заряда через базу транзистора становится соизмеримым с периодом колебаний, поэтому понятия «активный элемент» и «электрическая цепь» в определенной степени теряют смысл, так как эти элементы трудно выделить, и генераторы СВЧ в целом представляют собой системы с распределенными параметрами. Во многих из них (например, в клистронах) используется принцип динамического управления электронным потоком, а перестройка по частоте осуществляется механическим изменением размеров колебательной системы.

Схематически устройство *отражательного клистрона* показано на рис. 6.9. Его колебательной системой является объемный *резонатор*, в некоторой мере напоминающий контур с сосредоточенными постоянными: емкость контура образуют сетки, а индуктивность — один «виток» тороида вращения. Колебания возбуждаются и поддерживаются в резонаторе *электронным потоком*, испускаемым раскаленным катодом и ускоряемым и формируемым в пучок электродами, присоединенными к источнику питания. Пройдя через сетки, электронный поток попадает в зону действия *отражателя*. Из-за отрицательного потенциала на отражателе по отношению к сеткам резонатора электроны не достигают отражателя, а меняют направление своего движения на обратное («отражаются») и снова пролетают через сетки резонатора, но уже в обратном направлении.

Предположим, что по какой-то причине, например из-за скачка тока электронов при включении питания, в резонаторе возбудились электрические колебания. Скорость электронов в потоке, прошедшем через сетки резонатора, окажется вследствие этого различной. Одни электроны будут ускорены высокочастотным полем резонатора, другие, наоборот, замедлены, так как они оказались

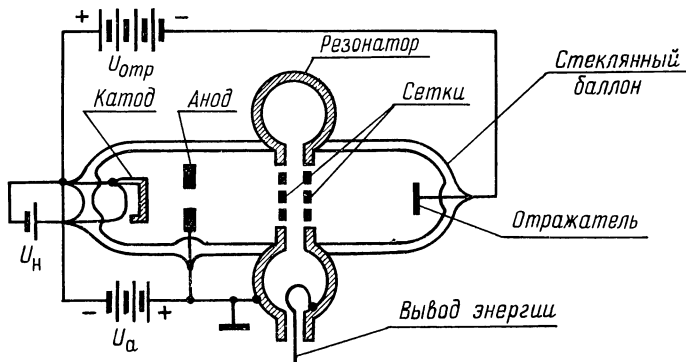


Рис. 6.9. К принципу действия отражательного клистрона

между сетками резонатора в полупериод высокочастотных колебаний резонатора, когда его поле оказывает тормозящее действие на электроны. Ускоренные электроны получают энергию от поля резонатора, замедленные — отдают энергию резонатору. Если пучок электронов однороден, то в среднем за целое число периодов колебаний резонатора нет отдачи энергии потока электронов высокочастотному полю резонатора.

В пространстве между резонатором и отражателем промодулированные по скоростям электроны группируются по плотности, и явно неоднородный поток электронов, состоящий из чередования «сгустков» с повышенной плотностью электронов и «разрежений», снова проходит через сетки резонатора. Если время нахождения электронов в пространстве между отражателем и резонатором таково, что «сгустки» электронов тормозятся высокочастотным полем резонатора, а «разрежения» ускоряются, то происходит передача энергии электронного потока полю резонатора. Таким образом, за счет обра-

зовавших электронный поток источников постоянного напряжения происходит генерация колебаний СВЧ. Энергия высокочастотных колебаний из резонатора выводится с помощью связанной с коаксиальной линией *петли*, которую пронизывают магнитные силовые линии высокочастотного поля резонатора.

Мощность отражательных клистронов — от единиц милливатт в миллиметровом диапазоне до долей и единиц ватт в сантиметровом диапазоне. В экспериментальной физике такие клистроны широко применяются в качестве источников высокочастотной энергии в спектрометрах электронного парамагнитного резонанса. Небольшая перестройка частоты генерации отражательного клистронов производится изменением напряжения на отражателе.

Более высокие уровни высокочастотной мощности получают при помощи *пролетных клистронов*, в которых поток электронов модулируется по скоростям одним резонатором, «сгустки» и «разрежения» образуются в этом потоке на пути его движения к другому резонатору, которому он отдает часть своей энергии. Резонаторы электрически связаны между собой коаксиальной линией или каким-нибудь иным способом. Для пролетных клистронов требуются более высокие по сравнению с отражательными клистронами уровни питающих напряжений и взаимная подстройка резонаторов. В физических исследованиях они применяются в качестве источников высокочастотного напряжения для линейных ускорителей заряженных частиц.

§ 6.5. Магнетрон

Магнетрон является двухэлектродной лампой, в которой электроны движутся под действием электрического и перпендикулярного к нему магнитного полей. Анод магнетрона изготавливается в виде цилиндрической полости. На ее оси расположен катод (рис. 6.10, *а*). В отсутствие магнитного поля электроны перемещаются от катода к аноду по радиусам. Магнитное поле, приложенное вдоль оси цилиндрического катода (перпендикулярно к плоскости чертежа на рис. 6.10, *б*), искривляет траектории электронов. При некотором значении магнитного поля $B = B_{кр}$ электроны пролетают по касатель-

ной к аноду, а при $V > V_{кр}$ анодный ток становится равным нулю, так как электроны, закручиваясь, не достигают анода.

Для того чтобы магнетрон стал генератором колебаний СВЧ, в теле анода делают симметрично расположенные отверстия и прорезы, как это показано на рис. 6.10, в, в результате чего анод превращается в несколько идентичных, связанных между собой резонато-

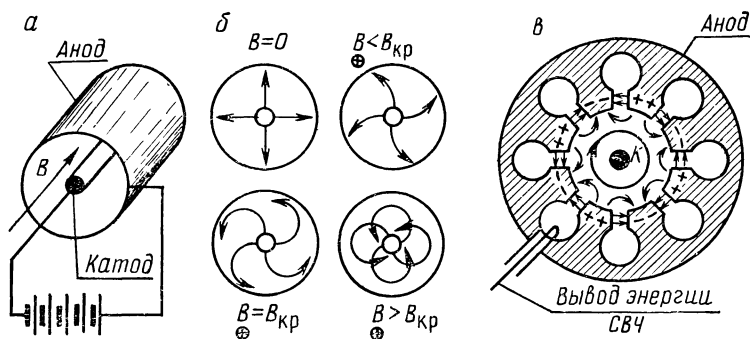


Рис. 6.10. К принципу действия магнетрона: схематическое изображение двухэлектродной электровакуумной лампы в магнитном поле (а), траектории электронов при различных магнитных полях (б), разрез многорезонаторного магнетрона (в)

ров СВЧ. Возбуждение колебаний в одном из резонаторов приводит к возникновению колебаний в остальных. Создаваемое резонаторами высокочастотное электрическое поле проникает в пространство анод — катод и воздействует на круговой поток электронов. Если в результате этого взаимодействия кинетическая энергия электронов (которую они приобрели в электрическом поле анод — катод) в среднем уменьшается, то происходит передача энергии электронного потока высокочастотному полю. Иными словами, если при определенных значениях магнитного поля и напряжения на аноде круговой поток электронов тормозится, то происходит генерация. Вывод энергии генерируемых колебаний производят при помощи петли, пронизываемой магнитными силовыми линиями одного из резонаторов. Толчком для первоначального возникновения колебаний может явиться скачок тока при включении питания.

§ 6.6. Твердотельные генераторы СВЧ

Уже упоминалось, что генератор на туннельном диоде способен генерировать колебания с частотой до 100 ГГц. Несколько более высокие уровни мощности можно получить на диодах Ганна: 50÷200 и более милливатт в непрерывном режиме в диапазоне до 10 ГГц.

В 1963 г. Дж. Ганн обнаружил, что при некоторых условиях ток, проходящий через полупроводники (арсе-

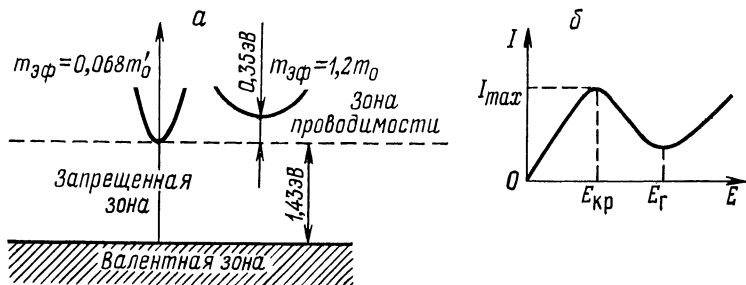


Рис. 6.11. К эффекту Ганна в кристалле арсенида галлия

нид галлия и фосфид индия) с электронной проводимостью, испытывает периодические колебания. Колебания возникают тогда, когда приложенное к бруску полупроводникового материала напряжение U создает в нем электрическое поле, превышающее величину $E_{кр}$:

$$U/l > E_{кр}, \quad (6.20)$$

где l — длина бруска. Частота f_0 колебаний тока при этом связана простой зависимостью со скоростью дрейфа $v_{др}$ электронов от катода к аноду:

$$f_0 = v_{др}/l. \quad (6.21)$$

В арсениде галлия $v_{др} = 10^7$ см/с, поэтому при $l \sim 100 \div 10$ мкм f_0 составляет $1 \div 10$ ГГц.

Экспериментально Дж. Ганн установил, что генерация обусловлена объемным эффектом. При $U/l > E_{кр}$ у катода возникает область сильного электрического поля — домен, который со скоростью $v_{др}$ движется к аноду и исчезает на нем. Вслед за этим зарождается новый

домен и процесс повторяется. Колебания тока возбуждаются из-за того, что в момент возникновения домена ток уменьшается, а при исчезновении — увеличивается.

Эффект Ганна связан с наличием у некоторых полупроводников «двойной» зоны проводимости. В частности, у арсенида галлия подзоны проводимости разделены промежутком $\Delta E = 0,35$ эВ (рис. 6.11, а). В каждой из них электрон имеет различные значения эффективной массы $m_{\text{эф}}$ и подвижности μ :

$$m_{\text{эф}}^{(1)} = 0,068m_0; \quad m_{\text{эф}}^{(2)} = 1,2 m_0;$$

$$\mu_1 = 8000 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}; \quad \mu_2 = 100 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}.$$

В слабых полях практически все электроны находятся в нижней подзоне (долине), в сильных полях они переходят в верхнюю долину (становятся «более тяжелыми»). С ростом поля $E = U/l$ при $E = E_{\text{кр}}$ достигается максимальное значение плотности тока через полупроводник. Дальнейшее увеличение E ведет к увеличению доли электронов в верхней долине или к их «утяжелению» и уменьшению вследствие этого плотности тока (рис. 6.11, б). Обусловленный этими процессами ниспадающий участок вольтамперной характеристики (диапазон напряжений $E_{\text{кр}} \div E_{\text{T}}$) является областью неустойчивого значения тока, или областью генерации.

Промышленность изготавливает диоды Ганна, которые могут быть установлены в волноводной или коаксиальной линии. В паспорте диода указывается значение напряжения на нем, при котором плотность тока соответствует участку ($E_{\text{кр}} \div E_{\text{T}}$) вольтамперной характеристики. Частота возникающих электрических колебаний подвержена значительным флуктуациям. Если волноводная или коаксиальная секция с диодом Ганна соединена с высокодобротной резонансной системой, то при рациональном выборе связи между ними удастся получить генерацию с высокой стабильностью частоты.

Глава 7. НЕЛИНЕЙНЫЕ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

§ 7.1. Аппроксимация вольтамперных характеристик нелинейных элементов

Цепь является нелинейной, если содержит элемент, сопротивление которого зависит от протекающего через него тока. Вольтамперные характеристики нелинейных элементов $i=f(u)$ сложны и обычно представляются графически. Ограниченная область вольтамперной характеристики, используемая в конкретной схеме, может быть аппроксимирована аналитическими функциями. Характеристики диодов, транзисторов и электронных ламп чаще всего аппроксимируют следующим образом.

Если при работе радиоэлектронного устройства используется начальный участок вольтамперной характеристики нелинейного элемента, то применяют аппроксимацию *степенным полиномом*

$$i = \sum_{k=0}^n a_k u^k, \quad k = 0; 1; 2; \dots; n. \quad (7.1)$$

Многие нелинейные элементы имеют *квадратичный участок* вольтамперной характеристики, описываемый полиномом второй степени

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (7.1a)$$

Если в схеме действуют большие сигналы, вольтамперную характеристику нелинейного элемента аппроксимируют *ломаной линией*

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u < U_0; \\ Su & \text{при } U_0 < u < U_{\text{нас}}; \\ I_{\text{нас}} & \text{при } u \geq U_{\text{нас}}. \end{cases} \quad (7.2)$$

Здесь S — крутизна характеристики.

Анализ нелинейных радиоэлектронных устройств при аппроксимации степенным полиномом проводят, пользуясь тригонометрическими функциями суммы и разности аргументов и кратного аргумента. При линейно-ломаной аппроксимации (7.2) схемы анализируют методом угла отсечки (см. § 7.2). В обоих случаях находят спектральный состав тока, обусловленного воздействием на нелинейную цепь гармонических напряжений. Заключитель-

ный этап анализа — выделение нужных спектральных составляющих выходного напряжения. Необходимо иметь в виду, что при нелинейных преобразованиях не применим принцип суперпозиции.

§ 7.2. Прохождение гармонического сигнала через нелинейную цепь. Умножение частоты

Рассмотрим работу схемы на рис. 7.1, а с нелинейным элементом VT1 при больших сигналах. В этой схеме напряжением смещения $E_{см}$ транзистор поставлен в режим отсечки.

Углом отсечки Θ называется значение аргумента, отсчитанное от момента достижения коллекторным током максимального значения до момента, когда ток стано-

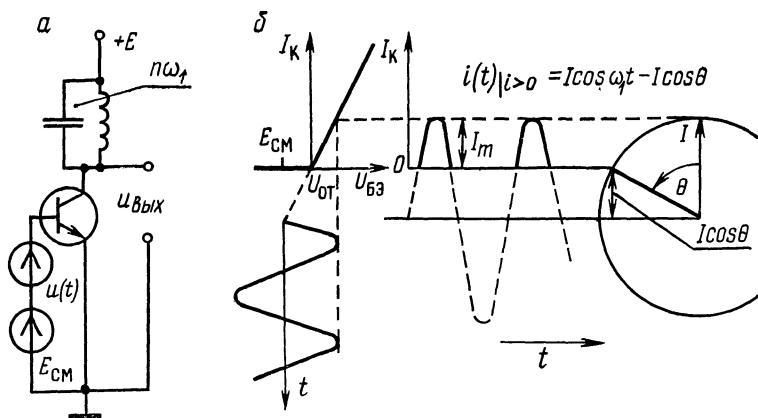


Рис. 7.1. Схема умножения частоты (а) и пояснение процесса отсечки при аппроксимации характеристики транзистора ломаной линией (б)

вится равным нулю («отсекается»). В соответствии с обозначениями на рис. 7.1, б коллекторный ток для $i > 0$

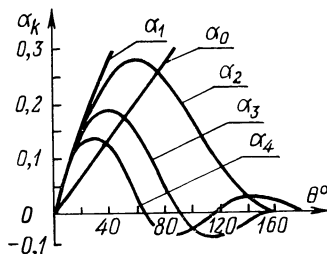
$$i(t) = I (\cos \omega_1 t - \cos \Theta) = \frac{I_m}{1 - \cos \Theta} (\cos \omega_1 t - \cos \Theta). \quad (7.3)$$

Разложение (7.3) в ряд Фурье позволяет найти постоянную составляющую I_0 и амплитуды всех гармоник коллекторного тока:

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cos k\omega_1 t, \quad k = 1; 2; \dots \quad (7.4)$$

На рис. 7.2 показаны графики зависимости амплитуд гармоник I_k от Θ (приводятся безразмерные относительные коэффициенты гармоник $\alpha_k = I_k/I_m$). Из графиков видно, что амплитуда второй гармоники максимальна при $\Theta = 60^\circ$, третьей — при $\Theta = 40^\circ$ и т. д.

Рис. 7.2. Зависимость коэффициентов гармоник от угла отсечки



Настройкой колебательного контура, включенного в стоковую цепь транзистора (рис. 7.1, а), можно выделить нужную гармонику исходного сигнала, т. е. осуществить *умножение частоты*. Таким методом обычно получают коэффициент умножения частоты $n \leq 4$.

Применяя многократное умножение частоты, можно на базе одного высокостабильного генератора получить набор частот с практически такой же относительной стабильностью, как и у основного генератора. Для достижения больших коэффициентов умножения ($n > 4$) синхронизируют релаксационный генератор, например мульти-вibrator, и выделяют фильтрами гармоники его основной частоты или ограничивают исходный сигнал снизу и сверху, придавая ему форму, близкую к прямоугольной.

Умножение частоты в диапазоне СВЧ можно осуществить, формируя гармоники клистронного генератора с помощью кристаллического диода. Такой метод нередко применяется в радиоспектроскопии.

§ 7.3. Параметрические преобразования сигналов

Умножение частоты является примером *нелинейного преобразования* исходного гармонического сигнала. Однако нелинейные элементы чаще используются для *квазилинейного управления* тем или иным параметром исходного сигнала. Например, при модуляции модулирующий

сигнал (напряжение или ток) линейно связан с модулируемым параметром сигнала несущей частоты, так как при модуляции спектр видеосигнала должен без искажения переноситься в радиочастотную область. Преобразованием частоты осуществляется линейный перенос спектра видеосигнала из радиочастотной области в область промежуточной частоты. Частный, но очень важный случай преобразования частоты — синхронное детектирование, которое по отношению к видеосигналу также является линейным процессом выделения его первоначального спектра.

Все эти преобразования сигналов можно осуществить с использованием квадратичного участка вольтамперной характеристики нелинейного элемента цепи (7.1, а), для которого крутизна характеристики

$$S = \frac{di}{du} = a_1 + 2a_2u \quad (7.5)$$

линейно зависит от напряжения.

Амплитуду преобразуемого сигнала (U_c) берут настолько малой, что зависимостью $S(u_c)$ можно пренебречь, т. е. по отношению к u_c нелинейность не проявляется. Тогда крутизна характеристики зависит только от напряжения начального смещения ($E_{см}$) и напряжения управляющего сигнала ($u_{упр}$). На практике легко выполняется условие

$$U_{упр} \gg U_c, \quad (7.6)$$

где $U_{упр}$ и U_c — соответственно амплитуды управляющего и преобразуемого сигналов.

Независимость крутизны вольтамперной характеристики от напряжения преобразуемого сигнала (u_c) позволяет действие этого сигнала на цепь описывать линейными уравнениями. Однако коэффициенты в этих уравнениях не постоянны, а зависят от управляющего напряжения $u_{упр}$. Такие цепи и происходящие в них процессы называют *параметрическими*. Упрощенная эквивалентная схема параметрического преобразователя показана на рис. 7.3.

Рассмотрим наиболее простой случай, когда управляющий и преобразуемый сигналы являются косинусоидами:

$$u_{упр} = U_{упр} \cos \omega_{упр}t; \quad u_c = U_c \cos (\omega_c t + \varphi). \quad (7.7)$$

При выполнении условия (7.6) крутизна квадратичного участка вольтамперной характеристики нелинейного элемента будет изменяться по закону (рис. 7.4)

$$S(u_{\text{упр}}) = S(t) = S_0 + S_m \cos \omega_{\text{упр}} t. \quad (7.8)$$

Напряжение на выходе преобразователя равно

$$u_{\text{вых}} = Z_{\text{н}} S(t) u_{\text{с}}, \quad (7.9)$$

где $Z_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

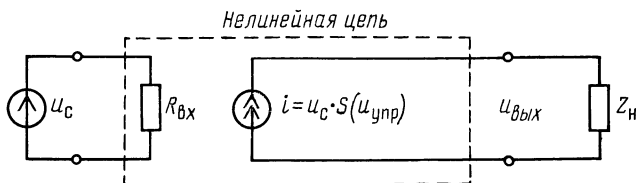
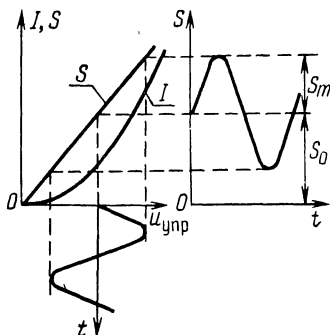


Рис. 7.3. Упрощенная эквивалентная схема параметрического преобразователя

Рис. 7.4. Изменение крутизны характеристики нелинейного элемента управляющим напряжением $u_{\text{упр}} = U_{\text{упр}} \times \cos \omega_{\text{упр}} t$



Подставим (7.7) и (7.8) в (7.9):

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= Z_{\text{н}} (S_0 + S_m \cos \omega_{\text{упр}} t) U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) = \\ &= Z_{\text{н}} S_0 U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) + Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{упр}} t \cdot \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) = \\ &= Z_{\text{н}} S_0 U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) + \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos[(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{упр}}) t + \varphi] + \\ &\quad + \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos[(\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{упр}}) t + \varphi]. \end{aligned} \quad (7.10)$$

Вид преобразования сигнала (7.10) зависит от соотношения частот ω_c и $\omega_{\text{упр}}$ и частотной характеристики сопротивления нагрузки.

Амплитудная модуляция. Если $u_{\text{упр}}$ — модулирующее напряжение низкой частоты $\omega_{\text{упр}} = \Omega$, а u_c — напряжение несущей частоты $\omega_c = \omega_0$ с постоянной амплитудой $U_c = U_0$, то выполняется условие $\omega_{\text{упр}} \ll \omega_c$. Сопротивление нагрузки Z_H представляет собой сопротивление фильтра, настроенного на частоту ω_0 и имеющего полосу пропускания $\omega_0 \pm \Omega$. В этом случае выходное напряжение содержит все спектральные составляющие, имеющиеся в выражении (7.10) (несущую частоту ω_0 , нижнюю боковую частоту $\omega_0 - \Omega$ и верхнюю боковую частоту $\omega_0 + \Omega$)*, и может быть переписано в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = Z_H S_0 U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (7.11)$$

где $m = S_m/S_0$; Z_H , S_0 и U_0 — постоянные величины. Величина m зависит от амплитуды модулирующего напряжения (рис. 7.4), и согласно (7.11) амплитуда высокочастотного колебания несущей частоты ω_0 изменяется по закону низкочастотного модулирующего напряжения. Такой вид преобразования называется амплитудной модуляцией, а величина m — коэффициентом амплитудной модуляции, или глубиной модуляции.

Особый вид модуляции получается, когда начальная крутизна вольтамперной характеристики равна нулю ($S_0 = 0$). Если при этом S можно изменять симметрично в положительном и отрицательном направлениях, то согласно (7.10) модулированный сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = Z_H S_m U_c \cos \Omega t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (7.12)$$

содержит только нижнюю и верхнюю боковые частоты, несущая же частота ω_0 отсутствует. Такой вид модуляции называется балансной модуляцией. Изменение знака S имеет физический смысл изменения направления тока в сопротивлении нагрузки Z_H , что соответствует изменению фазы несущей модулированного сигнала на π при изменении знака модулирующего напряжения.

* При модуляции сложным видеосигналом спектр модулированного радиосигнала содержит несущую частоту ω_0 и частоты $\omega_0 \pm n\Omega$, где $n\Omega$ — гармоники видеосигнала.

Преобразование частоты. В случае преобразования частоты $u_{\text{упр}}$ — напряжение вспомогательного генератора, называемого *гетеродином*, и $\omega_{\text{упр}} = \omega_{\text{Г}}$. Сопротивление нагрузки Z_{H} является сопротивлением фильтра, настроенного на *разностную частоту*, и согласно (7.10) выделяется напряжение *промежуточной частоты*

$$\begin{aligned} u_{\text{п}}(t) &= \frac{1}{2} Z_{\text{H}} S_m U_{\text{с}} \cos [(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{Г}}) t + \varphi] = \\ &= K_{\text{п}} U_{\text{с}} \cos [(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{Г}}) t + \varphi]. \end{aligned} \quad (7.13)$$

Здесь $K_{\text{п}} = \frac{1}{2} Z_{\text{H}} S_m$ — коэффициент преобразования. Остальные составляющие выражения (7.10) в выходном напряжении отсутствуют, так как сопротивление настроенного на разностную частоту ($\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{с}} - \omega_{\text{Г}}$ или $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{Г}} - \omega_{\text{с}}$) фильтра на частотах $\omega_{\text{с}}$ и $\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{Г}}$ очень мало ($Z_{\text{H}} \approx 0$). Из (7.13) видно, что при преобразовании частоты амплитуда сигнала передается линейно, если Z_{H} и S_m неизменны. Очевидно, что при одной и той же частоте гетеродина одна и та же промежуточная частота получается от двух сигналов с частотами $\omega_{\text{с}} = \omega_{\text{Г}} + \omega_{\text{п}}$ и $\omega'_{\text{с}} = \omega_{\text{Г}} - \omega_{\text{п}}$. Поэтому в тракт промежуточной частоты одновременно поступают сигналы *прямого* ($\omega_{\text{с}}$) и *зеркального* ($\omega'_{\text{с}}$) каналов. На практике мешающий сигнал зеркального канала ослабляют до преобразования частоты.

Из рис. 7.4 видно, что S_m зависит от амплитуды управляющего напряжения. Следовательно, для предотвращения возникновения в процессе преобразования частоты паразитной амплитудной модуляции необходимо обеспечить высокую стабильность амплитуды напряжения гетеродина. Частота напряжения гетеродина также должна быть стабильной.

Достоинство радиоприемника с гетеродинным генератором состоит в том, что при приеме различных радиостанций не требуется перестройка *усилителя промежуточной частоты* (УПЧ), а перестраиваются лишь частота гетеродина и резонансный контур на входе радиоприемника. Обычно эта настройка производится одной ручкой, на оси которой закреплены пластины двух конденсаторов переменной емкости. Так как УПЧ не перестраивается, то сравнительно легко могут быть обеспечены его высокая избирательность, а также требуемые полоса пропускания и коэффициент усиления.

Гетеродинный метод регистрации широко распространен в технике физического эксперимента. В качестве примера рассмотрим

упрощенную блок-схему супергетеродинного спектрометра электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) (рис. 7.5). Мощность СВЧ, поглощаемая в исследуемом образце, зависит от свойств образца и напряженности магнитного поля. Регистрация такого (в ряде случаев чрезвычайно малого) поглощения основывается на периодическом изменении (модуляции) магнитного поля с частотой Ω , вследствие чего после прохождения исследуемого образца СВЧ-сигнал оказывается модулированным по амплитуде. Глубина модуляции

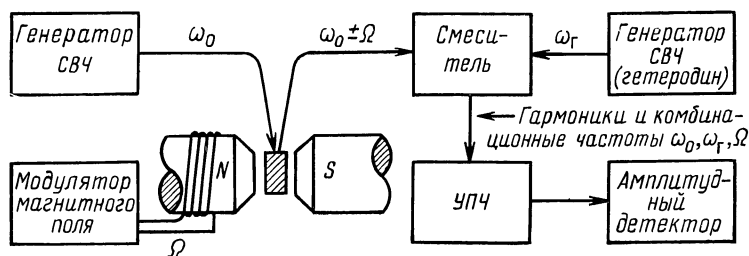


Рис. 7.5. Упрощенная блок-схема супергетеродинного спектрометра ЭПР

пропорциональна степени поглощения. В простейшем случае сигнал модуляции может быть выделен при помощи детектирования и последующего усиления отклика на низкой частоте Ω . Но для получения большей чувствительности предпочтительнее выделять огибающую амплитудно-модулированного сигнала после его усиления на более высокой частоте, так как собственные шумы детектора особенно велики в области низких частот. С этой целью к кристаллическому диоду (смесителю) подводят дополнительную мощность от гетеродина и усиливают сигнал разностной (промежуточной) частоты, который детектируется далее обычным амплитудным детектором. Частоты генераторов СВЧ спектрометров ЭПР находятся в диапазоне $10 \div 38$ ГГц (длина волны 3 и 0,8 см), типичное значение промежуточной частоты — 30 мГц, частоты модуляции магнитного поля $30 \div 70$ Гц

Синхронное детектирование. Если частота гетеродина равна частоте сигнала ($\omega_r = \omega_c$), то выражение (7.13) принимает вид

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} Z_H S_m U_c \cos \varphi, \quad (7.14)$$

если при этом разность фаз равна нулю ($\varphi = 0$), то

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} Z_H S_m U_c. \quad (7.15)$$

При постоянной амплитуде управляющего напряжения

амплитуда изменения крутизны также постоянна ($S_m = \text{const}$) и выходное напряжение линейно зависит от амплитуды сигнала U_c . Таким образом, при $\omega_r = \omega_c$, $\varphi = 0$ и $S_m = \text{const}$ осуществляется *амплитудное детектирование*. Естественно, что частотная характеристика сопротивления нагрузки Z_H в этом случае должна быть такой, чтобы на нем выделялись все спектральные составляющие видеосигнала. Обычно нагрузкой в синхронном детекторе служит RC -фильтр нижних частот (интегрирующая RC -цепь) с частотой среза много меньшей несущей частоты детектируемого сигнала и много большей высшей частоты спектра видеосигнала.

Такой метод детектирования называется *синхронным детектированием*, а преобразователь — *синхронным детектором*. Гетеродин в схеме синхронного детектора называют *опорным генератором*.

В формуле (7.14) величина

$$\frac{1}{2} Z_H S_m \cos \varphi = K_d \quad (7.16)$$

имеет смысл коэффициента передачи синхронного детектора. Очевидно, что K_d принимает максимальное значение при $\varphi = 0$ и $K_d = 0$ при $\varphi = \pi/2$. Зависимость $K_d(\varphi)$ позволяет использовать синхронный детектор также для измерения разности фаз двух гармонических сигналов.

Из зависимости $K_d(\varphi)$ вытекает еще одно важное свойство синхронного детектора — способность *детектировать слабые сигналы в присутствии сильных помех*. Действительно, для сигнала всегда обеспечивают $\varphi = 0$. Фаза помех относительно опорного сигнала — случайная величина и условие $\varphi = 0$ не выполняется, вследствие чего для помех K_d очень мал.

Так как коэффициент передачи K_d синхронного детектора (7.16) зависит от амплитуды изменения крутизны S_m , то нестабильность S_m порождает ошибку детектирования. Стабилизацию K_d на практике обеспечивают тем, что крутизну характеристики нелинейного элемента изменяют не по косинусоидальному закону, а *скачкообразно* от некоторой стабильной величины S_1 (первая половина периода) до другой стабильной величины S_2 (вторая половина периода). При этом S_1 и S_2 не зависят от амплитуды опорного напряжения и скачкообразное изменение S имеет вид *меандра*.

Заметим, что выражение (7.16) для коэффициента передачи синхронного детектора получено при условии косинусоидального изменения крутизны вольтамперной характеристики нелинейного элемента напряжением управляющего (опорного) сигнала согласно (7.8). Если крутизну S изменять одновременно несколькими опорными косинусоидальными сигналами, то вследствие линейности выражения (7.9) каждый из них независимо обеспечит детектирование синхронного себе входного сигнала, создавая соответствующую компоненту выходного напряжения. Полный же сигнал на выходе синхронного детектора получится в результате суперпозиции этих компонент.

На практике всегда одним синхронным детектором детектируют одновременно сигналы только с одной несущей частотой. Однако при скачкообразном изменении крутизны характеристики S нелинейного элемента синхронного детектора с периодом T меандр согласно (1.21) разлагается в ряд Фурье:

$$S = \frac{2(S_1 - S_2)}{\pi} \left(\sin \omega_{\text{оп}} t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_{\text{оп}} t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{\text{оп}} t + \dots \right), \quad (7.17)$$

где $\omega_{\text{оп}} = 2\pi/T$. Это означает, что скачкообразное изменение крутизны S эквивалентно одновременному наличию набора синусоидальных опорных сигналов с основной частотой $\omega_{\text{оп}}$ и с частотами нечетных гармоник. При этом детектируется не только полезный сигнал с несущей частотой $\omega_{\text{оп}}$, но и помехи с несущими частотами, равными нечетным гармоникам основной несущей частоты ($3\omega_{\text{оп}}$, $5\omega_{\text{оп}}$ и т. д.).

Для подавления этих помех перед синхронным детектором, работающим в режиме скачкообразного изменения коэффициента передачи, включают избирательную цепь, сильно ослабляющую нечетные гармоники $\omega_{\text{оп}}$.

Преобразование частоты осуществляется, как правило, в режиме синусоидального изменения крутизны S нелинейного элемента. Однако если в преобразователе частоты напряжением гетеродина изменять S скачкообразно с периодом T , то согласно (7.17) и (7.13) напряжение промежуточной частоты $\omega_{\text{п}}$ будет выработано сигнала-

ми с частотами $\omega_{c1} = \omega_r \pm \omega_p$; $\omega_{c3} = 3\omega_r \pm \omega_p$; $\omega_{c5} = 5\omega_r \pm \omega_p$; ... ($\omega_r = 2\pi/T$). При этом коэффициент преобразования n -й гармоники

$$K_{np} = \frac{1}{n} K_{п1},$$

где $K_{п1}$ — коэффициент преобразования основной частоты ω_{c1} .

Рассмотренные в данном параграфе три вида параметрического преобразования сигналов хорошо иллюстрируют, как один и тот же нелинейный элемент при неизменном начальном режиме по постоянному току позволяет решать различные задачи. Причем вид преобразования, как уже указывалось, определяется соотношением частот преобразуемого (ω_c) и управляющего ($\omega_{упр}$) сигналов и частотной характеристикой сопротивления нагрузки.

Если выполняется условие (7.6), то коэффициент преобразования не зависит от амплитуды напряжения преобразуемого сигнала. Поэтому на основании принципа суперпозиции можно сделать вывод, что в результате преобразования частоты модулированного радиосигнала спектр модулирующего видеосигнала переносится в область промежуточной частоты линейно.

§ 7.4. Модуляция

Модуляцией называется изменение во времени по заданному закону каких-либо параметров, характеризующих периодические колебания, причем за период колебания это изменение мало. Например, изменяемыми параметрами могут быть *амплитуда, частота* или *фаза* синусоидальных колебаний. Соответствующие им виды модуляции называются *амплитудной, частотной* или *фазовой* (рис. 7.6, а). В случае оптического излучения могут быть промодулированы интенсивность, частота, фаза или поляризация световых колебаний.

Модуляция осуществляет перенос спектра видеосигнала в область радио- или оптических частот, благодаря чему он может быть передан на расстояние посредством излучения.

Модулирующий видеосигнал должен мало изменяться за период модулируемых колебаний, иначе его нельзя

будет впоследствии восстановить без значительных искажений.

При амплитудной модуляции (АМ) высокочастотного сигнала $u_c = U_c \cos(\omega_0 t + \varphi)$ низкочастотным сигналом $u_m = U_m \cos \Omega t$ (рис. 7.6, б) модулированное колебание согласно (7.11) имеет вид

$$u = U(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (7.18)$$

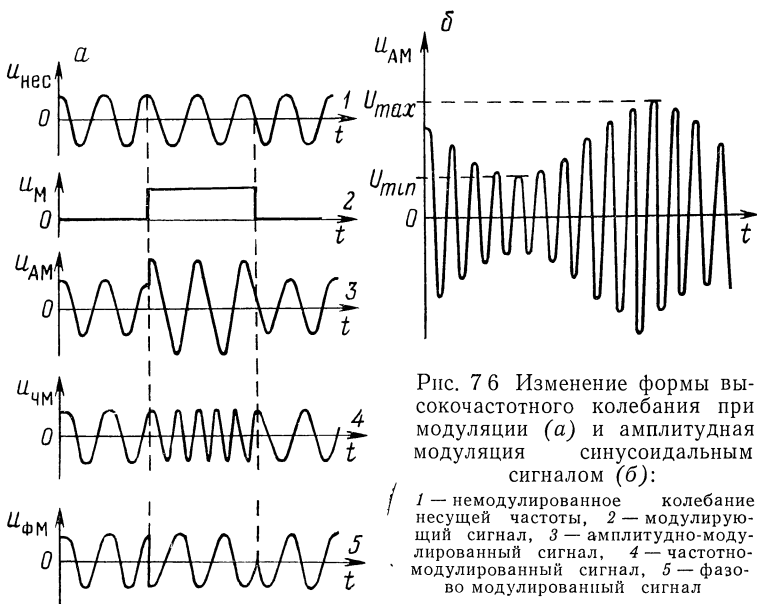


Рис. 7.6 Изменение формы высокочастотного колебания при модуляции (а) и амплитудная модуляция синусоидальным сигналом (б):

1 — немодулированное колебание несущей частоты, 2 — модулирующий сигнал, 3 — амплитудно-модулированный сигнал, 4 — частотно-модулированный сигнал, 5 — фазово-модулированный сигнал

Коэффициент m характеризует степень изменения амплитуды высокочастотного (модулированного) колебания и называется глубиной модуляции. Максимальное и минимальное значения амплитуды модулируемого колебания равны соответственно

$$\left. \begin{aligned} U_{max} &= U(1 + m); \\ U_{min} &= U(1 - m); \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

откуда получается формула для вычисления m :

$$m = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}. \quad (7.20)$$

Спектральный состав АМ-сигнала рассмотрен в § 7.3. Так как АМ-сигнал имеет полосу частот $\omega_0 \pm \Omega_B$ (Ω_B — верхняя граничная частота спектра модулирующего сигнала), то радиостанции, работающие по принципу амплитудной модуляции несущей, занимают в эфире полосу $2\Omega_B$. Поэтому соседние по частоте радиостанции во избежание взаимных помех должны иметь несущие частоты, различающиеся не менее чем на сумму их боковых.

При частотной модуляции (ЧМ) косинусоидальным сигналом несущая частота ω_0 изменяется по закону

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (7.21)$$

где $\Delta\omega$ — *девиация частоты*. Полоса частот, занимаемая таким колебанием, зависит от *индекса частотной модуляции*

$$\beta = \Delta\omega / \Omega. \quad (7.22)$$

Если $\beta \ll 1$, то спектр частотно-модулированного сигнала такой же, как и в случае амплитудной модуляции. При больших индексах модуляции ($\beta > 3$) спектр существенно расширяется. С приемлемой для практических целей точностью считают, что полоса, занимаемая частотно-модулированным сигналом, равна

$$2\Delta\omega + 2\Omega_B, \quad (7.23)$$

где $\Delta\omega$ — девиация частоты; Ω_B — верхняя граничная частота модулирующего видеосигнала. При фазовой модуляции (ФМ) гармоническим сигналом результирующее колебание имеет вид

$$u = U \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t). \quad (7.24)$$

Форма и спектр колебания совпадают с формой и спектром колебаний при частотной модуляции. Однако при негармоническом модулирующем сигнале их различия существенны (рис. 7.6, а, кривые 4, 5).

§ 7.5. Модуляторы

Один из способов осуществления амплитудной модуляции — подача на *управляющий электрод* нелинейного элемента суммы высокочастотного и модулирующего напряжений. Если напряжением смещения $E_{см}$ рабочая

точка активного элемента выбрана на квадратичном участке его вольтамперной характеристики, то согласно (7.10) на выходе будет амплитудно-модулированный сигнал, который легко выделить при помощи резонансной нагрузки (рис. 7.7, а).

В мощных модуляторах на ламповых триодах (рис. 7.7, б) источник модулирующего напряжения

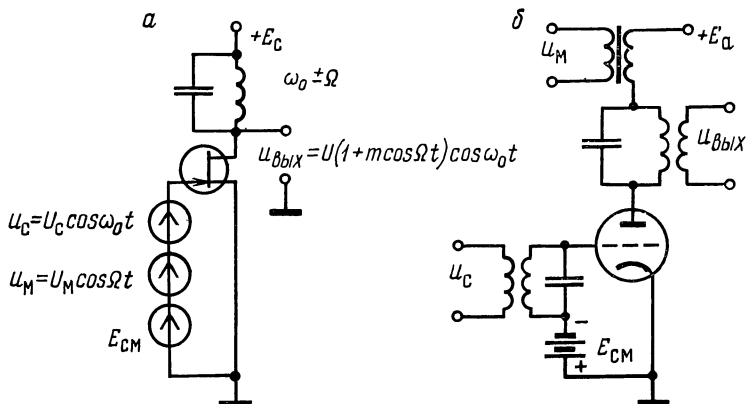


Рис. 7.7. Принцип осуществления амплитудной модуляции на квадратичном участке переходной вольтамперной характеристики транзистора (а) и схема анодного модулятора на вакуумном триоде (б)

включается последовательно с источником *анодного* питания. Благодаря сильной зависимости тока триода от напряжения анод — катод, поданные на сетку триода высокочастотные колебания оказываются амплитудно-модулированными на аноде. Такие анодные модуляторы характеризуются высоким к. п. д. и малыми искажениями. Их недостаток состоит в том, что для управления анодным током необходим достаточно мощный модулирующий сигнал.

Наиболее простой способ осуществления частотной и фазовой модуляций — включение *варикапа* в контур задающего высокочастотного генератора. Модулирующее напряжение подается в цепь смещения варикапа (рис. 7.8, а). Емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ достаточно велики, и их сопротивлением на частоте несущей можно пренебречь. Нелинейность вольтамперной характери-

ки варикапа (рис. 7.8, б) ограничивает возможности получения большой девиации частоты $\Delta\omega$. Обычно $\Delta\omega$ не превышает десятых долей процента несущей частоты ω_0 .

Балансными модуляторами чаще всего служат дифференциальные датчики физических величин, например, включенные по мостовой схеме тензорезисторы при изме-

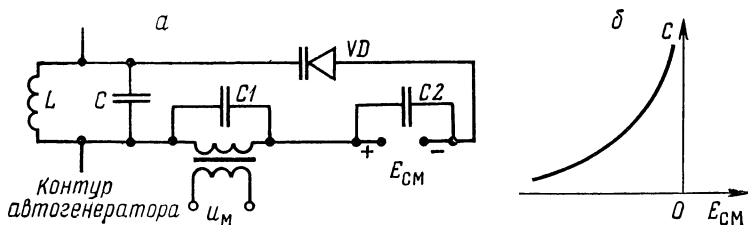


Рис. 7.8. Принцип построения частотного модулятора с варикапом (а) и вольт-фардовая характеристика варикапа (б)

рении действующей силы или деформации, датчики смещения на основе дифференциального конденсатора и др. Питание таких датчиков осуществляется током несущей частоты. Из балансно-модулированного сигнала датчика электрический эквивалент измеряемой величины выделяется с помощью синхронного детектора.

§ 7.6. Детектирование

Выделение модулирующего сигнала из модулированного высокочастотного колебания называется детектированием.

Устройства, осуществляющие детектирование, применяются и в случаях, когда высокочастотные колебания не являются модулированными, поэтому в более широком смысле под детектированием понимают регистрацию и измерение параметров высокочастотного колебания.

Схема простейшего *амплитудного детектора* показана на рис. 7.9. При большом уровне модулированного сигнала ток через диод представляет собой косинусоидальные импульсы высокой частоты с огибающей, воспроизводящей форму огибающей модулированного сигнала. Эта огибающая восстанавливается при помощи RC -

фильтра с постоянной времени $\tau = RC$, удовлетворяющей условию

$$\frac{1}{\omega_0} < \tau < \frac{1}{\Omega_B}, \quad (7.25)$$

где Ω_B — высшая частота в спектре модулирующего сигнала.

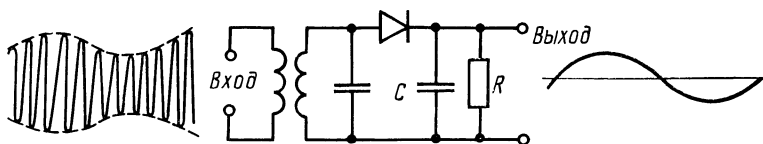


Рис. 7.9. Простейший детектор амплитудно-модулированного сигнала

При больших уровнях выходного сигнала нелинейность характеристики диода мало влияет на точность восстановления модулирующего сигнала. Такое детектирование называется линейным, чем подчеркивается пропорциональность выходного сигнала огибающей высокочастотного входного сигнала.

Для детектирования слабых сигналов используется нелинейность характеристики диода вблизи начала, где ток диода пропорционален квадрату приложенного напряжения. Поэтому такой детектор называют *квадратичным*. Квадратичная зависимость тока от напряжения при детектировании АМ-сигнала, модулированного гармоническим сигналом с частотой Ω , порождает на выходе комбинационные частоты и гармоники модулированного сигнала: Ω ; 2Ω ; $\omega_0 - \Omega$; ω_0 ; $\omega_0 + \Omega$; $2\omega_0 - \Omega$; $2\omega_0 + \Omega$ и т. д. Сравнительно легко отфильтровать все составляющие, кроме 2Ω , которая искажает исходный видеосигнал, и ее вклад незначителен лишь при малой глубине модуляции. Поэтому в смысле искажений всегда, когда это возможно, предпочтительно линейное детектирование.

§ 7.7. Детекторы ЧМ-колебаний

Детектирование частотно-модулированных (ЧМ) колебаний производится в два этапа: сначала они преобразуются в АМ-колебания, а затем детектируются амплитудным детектором. При этом все изменения амплитуды

ЧМ-сигнала детектируются наряду с полезным сигналом. Поэтому перед детектором ЧМ-колебаний ставят амплитудный ограничитель.

В наиболее простом случае преобразование ЧМ в АМ осуществляется колебательным контуром, расстроенным относительно несущей частоты ЧМ-колебаний (ω_0) таким образом, что ω_0 соответствует наиболее крутому участку ската резонансной кривой (рис. 7.10).

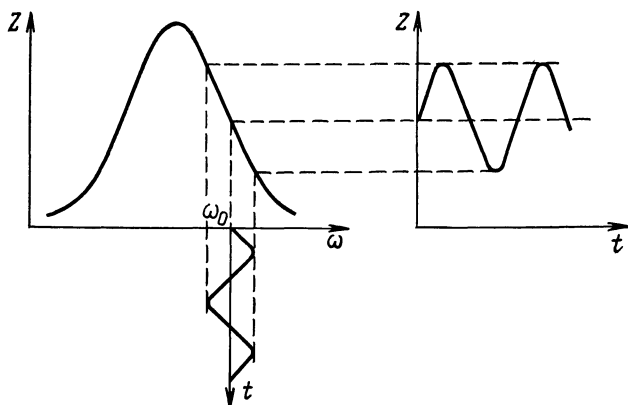


Рис 7.10. К принципу преобразования частотной модуляции в амплитудную: зависимость сопротивления Z параллельного колебательного контура от мгновенной частоты ω детектируемого сигнала

Чаще применяется симметричная схема частотного детектора (рис. 7.11, а), называемая *дискриминатором*. Два контура настраиваются на крайние значения частоты подлежащего детектированию ЧМ-сигнала (рис. 7.11, б). Каждый из контуров преобразует ЧМ в АМ, как и в случае с одиночным контуром. АМ-колебания детектируются диодами $VD1$ и $VD2$ и фильтруются цепями R_1C_1 и R_2C_2 . Низкочастотные напряжения u_1 и u_2 выделяются на сопротивлениях R_1 и R_2 . Выходной видеосигнал равен $u = u_1 - u_2$. Недостаток этой схемы — необходимость предварительного ограничения амплитуды детектируемого сигнала. Схема так называемого *дробного детектора* (рис. 7.12) свободна от этого недостатка. Диоды $VD1$ и $VD2$ выпрямляют приложенные к ним напря-

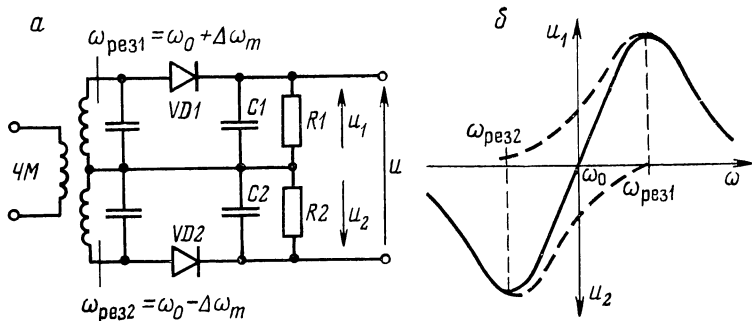


Рис. 7.11. Принципиальная схема частотного дискриминатора (а) и его характеристика (б)

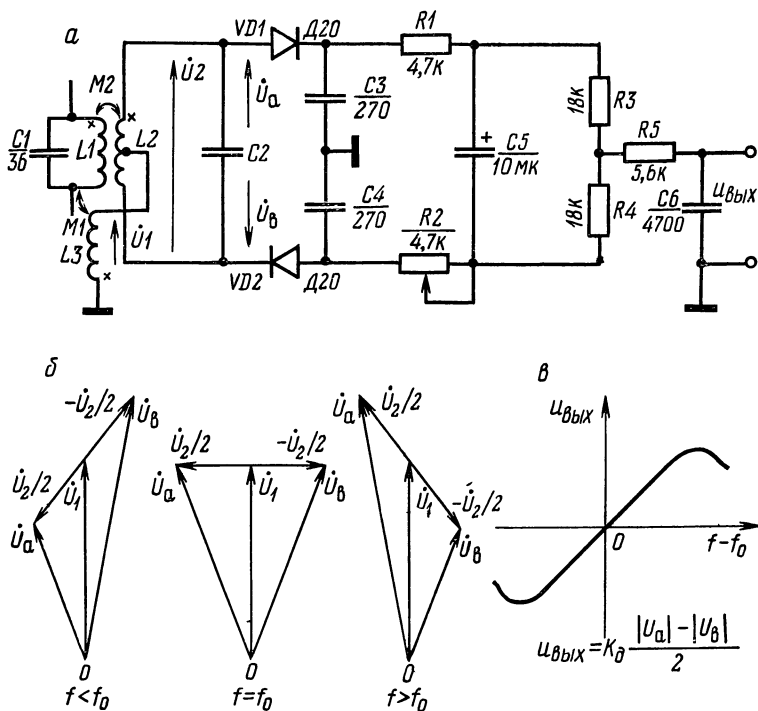


Рис. 7.12. Принципиальная схема дробного детектора (а), векторные диаграммы действующих в ней напряжений (б) и зависимость выходного напряжения от отклонения частоты от несущей f_0 (в)

жения \dot{U}_a и \dot{U}_b , в результате чего по цепочке сопротивлений $R_1-R_3-R_4-R_2$ протекает ток, создающий на выходе напряжение

$$u_{\text{вых}} = K_d \frac{|\dot{U}_a| - |\dot{U}_b|}{2}, \quad (7.26)$$

где K_d — коэффициент передачи амплитудного детектора (VD1, VD2).

Контуры L_1C_1 и L_2C_2 настроены в резонанс с несущей частотой f_0 и связаны между собой слабой связью (M_2); катушка индуктивности L_3 связана с катушкой контура L_1 очень сильной связью M_1 , поэтому напряжение на L_1 и L_3 всегда находится в фазе (\dot{U}_1). При резонансе ($f=f_0$) напряжение \dot{U}_2 на контуре L_2C_2 сдвинуто по фазе на $\pi/2$ относительно напряжения \dot{U}_1 на контуре L_1C_1 . Это легко доказать: ток в катушке индуктивности отстает на $\pi/2$ от напряжения \dot{U}_1 :

$$I_{L_1} = \dot{U}_1 / j\omega L_1,$$

создаваемый этим током магнитный поток возбуждает в катушке опережающую его на $\pi/2$ э. д. с.

$$\dot{E}_{L_2} = j\omega M_2 I_1 = \frac{M_2}{L_1} \dot{U}_1,$$

которая вызывает в контуре L_2C_2 ток

$$I_{C_2} = j\omega C_2 \dot{E}_{L_2}$$

и напряжение на контуре L_2C_2 равно

$$\dot{U}_2 = \rho I_{C_2} = j\omega C_2 \frac{M_2}{L_2} \rho \dot{U}_1,$$

т. е. \dot{U}_2 сдвинуто по фазе на $\pi/2$ относительно \dot{U}_1 .

Отклонение частоты f сигнала от f_0 приводит к изменениям фазовых соотношений между \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , а следовательно, и напряжений \dot{U}_a и \dot{U}_b на диодах VD1 и VD2 (рис. 7.12, б). Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ пропорционально отклонению частоты f от несущей f_0 (рис. 7.12, в), а это означает, что осуществляется частотное детектирование.

Важной особенностью дробного детектора является то, что при его использовании отпадает необходимость в ограничителе амплитуды ЧМ-сигнала. Ток диодов за-

ряжает конденсатор большой емкости (C_5), который дает с $R_3 + R_4$ постоянную времени $\tau \approx 0,36$ с. При такой постоянной времени подавляется даже очень низкочастотная амплитудная модуляция.

§ 7.8. Принцип параметрического усиления

В параметрическом усилителе увеличение мощности полезного сигнала достигается за счет энергии источника, периодически изменяющего реактивный параметр си-

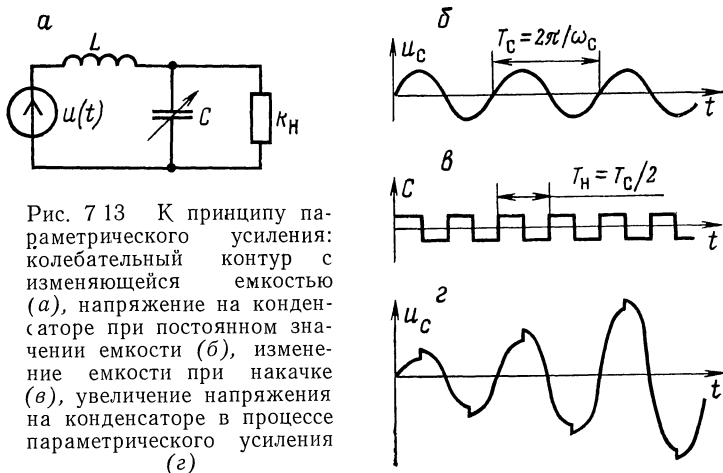


Рис. 7.13 К принципу параметрического усиления: колебательный контур с изменяющейся емкостью (а), напряжение на конденсаторе при постоянном значении емкости (б), изменение емкости при накачке (в), увеличение напряжения на конденсаторе в процессе параметрического усиления (г)

стемы — емкость или индуктивность. Поясним принцип параметрического усиления на примере колебательного контура с изменяющейся емкостью (рис. 7.13). Пусть в контур поступает слабый сигнал

$$u(t) = U \cos \omega_c t. \quad (7.27)$$

При резонансе ($\omega_c = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$) ток в контуре

$$i(t) = \frac{U}{R} \cos \omega_c t. \quad (7.28)$$

где R — эквивалентное сопротивление потерь. Заряд емкости C

$$\begin{aligned} q(t) &= \int idt = \frac{U}{\omega_0 R} \sin \omega_c t \Big|_{\rho} = \frac{1}{\omega_0 C}; Q = \frac{\rho}{R} = \\ &= CQU \sin \omega_c t. \end{aligned} \quad (7.29)$$

Энергия, запасенная на конденсаторе,

$$\begin{aligned} W &= \frac{Cu^2}{2} = \frac{q^2}{2C} \Big|_{(7.29)} = \frac{1}{2} CQ^2U^2 \sin^2 \omega_c t = \\ &= \frac{1}{4} CQ^2U^2 (1 - \cos 2\omega_c t) \Big|_{q_0 = cQU} = \\ &= \frac{q_0^2}{4C} (1 - \cos 2\omega_c t). \end{aligned} \quad (7.30)$$

Выражение (7.30) показывает, что энергия, запасенная конденсатором, изменяется с удвоенной частотой сигнала. Если вследствие внешнего воздействия емкость конденсатора скачком изменится на небольшую величину ΔC , а заряд q при этом останется неизменным, то согласно (7.30)

$$\frac{\partial W}{\partial C} = -\frac{q^2}{2C^2} = -\frac{W}{C}$$

или для малых конечных приращений

$$\Delta W = -W \frac{\Delta C}{C}. \quad (7.31)$$

Из формулы (7.31) следует, что с уменьшением емкости при максимальном значении W сильно увеличивается запасенная энергия, а с возвратом емкости к прежнему значению при $W=0$ энергия системы вообще не изменяется.

Таким образом, если существует возможность уменьшать величину C при максимальном значении заряда и увеличивать при $q=0$, то система способна увеличивать мощность входного сигнала, т. е. усиливать его. Принцип параметрического усиления поясняется рис. 7.13.

Можно показать, что при модуляции емкости по закону

$$C = C_0 [1 + m \cos(\omega_H t + \varphi_H)]^{-1}, \quad (7.32)$$

где ω_H — частота; φ_H — фаза сигнала накачки, и при выполнении условий

$$\omega_H = 2\omega_c = 2\omega_0; \quad \varphi_H = \pi/2; \quad Q \gg 1; \quad m \ll 1$$

отношение мощности, выделяемой на сопротивлении потерь R , к мощности, поступающей в контур от воздействия сигнала $u(t)$ (или коэффициент параметрического усиления), равно

$$K_P = P_R / P_{\text{вх}} = (1 - mQ/2)^{-1}. \quad (7.33)$$

Это означает, что рассмотренная система является параметрическим усилителем при $mQ/2 < 1$ и параметрическим генератором при $mQ/2 \geq 1$.

Физически просто уяснить процесс передачи энергии накачки полезному сигналу, представив уменьшение емкости как механическое увеличение расстояния между пластинами конденсатора в момент времени, когда заряд конденсатора достиг максимальной величины. Независимо от полярности напряжения на конденсаторе на это нужно затратить энергию, так как перемещению препятствуют силы электрического притяжения. Возврат пластин в прежнее положение при отсутствии заряда не связан с затратой энергии на преодоление электрических сил взаимодействия между пластинами.

Параметрические усилители используются преимущественно в диапазоне СВЧ. В простейшем параметрическом усилителе емкость изменяется из-за воздействия гармонического напряжения накачки на параметрический полупроводниковый диод, емкость которого зависит от величины приложенного напряжения. Параметрический диод размещают на пересечении волноводов накачки и полезного сигнала. Такой усилитель называется одноконтурным и обладает существенным недостатком — зависимостью усиления от соотношения фаз основного сигнала и сигнала накачки.

Разработаны и применяются в диапазоне СВЧ параметрические усилители, лишенные этого недостатка: двухконтурный и усилитель «бегущей волны».

Глава 8. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

§ 8.1. Цифровая электроника и булева алгебра

Цифровая электроника оперирует электрическими эквивалентами цифр. При этом числа чаще всего представляются в двоичной системе, в которой существуют только два знака: единица и нуль, им соответствуют сигналы «логическая единица» и «логический нуль», которые для краткости будем обозначать просто 1 и 0.

В XIX в. ирландским математиком Булем с целью перевода логических доказательств на язык математики были разработаны основы алгебры логики, названной

Таблица 8.1

Функция	Значение функций при переменной, равной		Логическое обозначение	Название функции
	0	1		
$f_0(x)$	0	0	$Y = 0$	Константа нуль
$f_1(x)$	0	1	$Y = X$	Переменная X
$f_2(x)$	1	0	$Y = \bar{X}$	Отрицание (инверсия)
$f_3(x)$	1	1	$Y = 1$	Константа единица

впоследствии булевой алгеброй. Основное понятие булевой алгебры — переключательная (булева) функция. Ее аргументы (переменные) и она сама могут принимать только два значения: 0 и 1. Оказалось, что с помощью булевых функций можно описать действие целого класса схем цифровой электроники, а также правила функционирования сочетаний этих схем. Такого рода схемы называются комбинационными, так как сигнал на их выходе (1 или 0) определяется комбинацией сигналов на их входах (единиц и нулей).

Простейшими булевыми функциями являются функции одной переменной. Их может быть только 4 (табл. 8.1). Эта таблица описывает функционирование одноходовых цифровых схем. Функция $f_0(X)$ и $f_3(X)$ описывают схемы, выходы которых постоянно присоединены к уровням логического нуля и логической единицы соответственно, функция $f_1(X)$ — схему, выход которой постоянно соединен с входом. Функция $f_2(X)$ описывает инвертор, или схему отрицания (кратко — схема «НЕ»).

Булевы функции двух переменных (их всего 16) сведены в табл. 8.2. Все функции имеют свои названия и обозначения, но в таблице приведены названия лишь тех функций, которые необходимы для дальнейшего изложения.

В булевой алгебре доказана теорема: функция любого количества переменных может быть получена методом

Таблица 8.2

Функция	Значение функции на наборах переменных				Логическое обозначение	Название функции и описываемой ею электронной схемы
	$X_1 X_2$	$X_1 X_2$	$X_1 X_2$	$X_1 X_2$		
	0 0	0 1	1 0	1 1		
$f_0(X_1, X_2)$	0	0	0	0	$Y = 0$	
$f_1(X_1, X_2)$	0	0	0	1	$Y = X_1 \cdot X_2$	Конъюнкция («И»)
$f_2(X_1, X_2)$	0	0	1	0		
$f_3(X_1, X_2)$	0	0	1	1	$Y = X_1$	
$f_4(X_1, X_2)$	0	1	0	0		
$f_5(X_1, X_2)$	0	1	0	1	$Y = X_2$	
$f_6(X_1, X_2)$	0	1	1	0		
$f_7(X_1, X_2)$	0	1	1	1	$Y = X_1 + X_2$	Дизъюнкция («ИЛИ»)
$f_8(X_1, X_2)$	1	0	0	0	$Y = \overline{X_1 + X_2}$	Отрицание дизъюнкции («ИЛИ—НЕ»)
$f_9(X_1, X_2)$	1	0	0	1		
$f_{10}(X_1, X_2)$	1	0	1	0	$Y = \overline{X_2}$	Отрицание X_2 (инверсия) («НЕ»)
$f_{11}(X_1, X_2)$	1	0	0	1		
$f_{12}(X_1, X_2)$	1	1	0	0	$Y = \overline{X_1}$	Отрицание X_1 (инверсия) («НЕ»)
$f_{13}(X_1, X_2)$	1	1	0	1		
$f_{14}(X_1, X_2)$	1	1	1	0	$Y = \overline{X_1 \cdot X_2}$	Отрицание конъюнкции («И—НЕ»)
$f_{15}(X_1, X_2)$	1	1	1	1	$Y = 1$	

суперпозиции из функций двух переменных. Метод суперпозиции состоит в подстановке на место переменных других булевых функций или перенумерации переменных, т. е. в перестановке их местами. Теорема и пояснение сущности метода суперпозиции позволяют ограничиться рассмотрением булевых функций только двух переменных

и строить многовходовые комбинации схемы только из двухвходовых схем. При этом необходимо, чтобы выходы одних схем можно было подключать ко входам других.

Установлено, что любая булева функция двух переменных может быть получена из небольшого количества функций двух переменных. Набор функций двух переменных, из которого методом суперпозиции можно получить все остальные булевы функции двух переменных (а значит, и любые функции вообще!), называется функционально полным набором. Примерами таких наборов являются: 1) f_1 и f_{10} ; 2) f_1 и f_{12} ; 3) f_7 и f_{10} ; 4) f_7 и f_{12} . Функционально полный набор представляет даже одна отдельно взятая функция f_8 или одна функция f_{14} .

Таким образом, на базе электронных схем одного типа, работа которых описывается, например, булевой функцией $f_8(X_1, X_2)$, можно построить любую цифровую комбинационную схему при условии, что выходы таких схем можно подключить ко входам других таких же схем.

Набор исходных схем или логических элементов, реально используемых в цифровой электронике, соответствует избыточно полному функциональному набору булевых функций. Избыточность набора позволяет получить несколько вариантов одинаково функционирующих схем и выбрать те из них, которые лучше подходят для решения конкретных задач.

На рис. 8.1 приведены примеры электрических схем, реализующих наиболее употребительные в цифровой электронике булевы функции. Эти схемы, к сожалению, не удовлетворяют требованию возможности включения выходов одних на входы других, но они характерны своей наглядностью.

Реальные схемы цифровой электроники строятся на транзисторах, работающих в ключевом режиме: транзистор может находиться либо в состоянии насыщения, либо в запертом состоянии. При отрицательном относительно эмиттера напряжении на базе ($U_{вх} \leq 0$) транзистор типа $n - p - n$ закрыт и напряжение на его коллекторе равно E_k (рис. 8.2, а). При подаче на вход высокого уровня напряжения $U_{вх} \approx E_k$ транзистор переходит в состояние насыщения (рис. 8.2, б); оба $p - n$ -перехода такого транзистора смещены в прямом направлении. Широкое распространение получили схемы цифровой

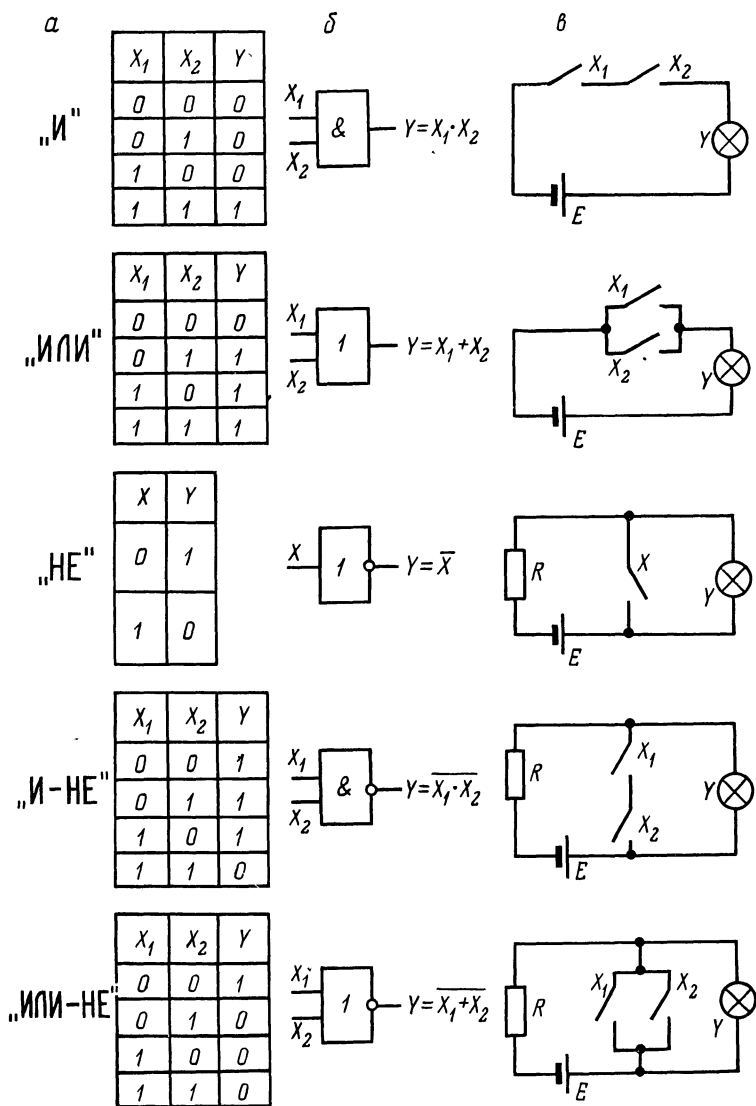


Рис. 8.1. Таблицы истинности (а), обозначения с записью правил функционирования в виде операций булевой алгебры (б) и примеры реализации (в) основных логических элементов

Разомкнутый контакт соответствует $X=0$, замкнутый — $X=1$; напряжение на лампочке равно нулю — $Y=0$, лампочка под напряжением — $Y=1$

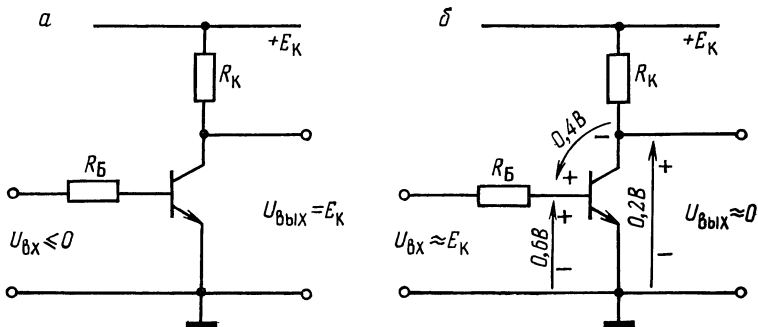


Рис. 8.2. Кремниевый транзистор в закрытом (а) и насыщенном (б) состояниях

Рис. 8.3. Уровни напряжений в элементах ТТЛ

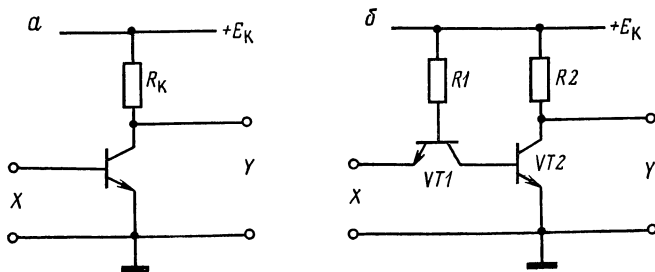
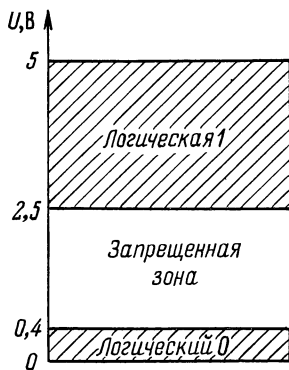


Рис. 8.4. Инвертор: простейшая схема (а) и упрощенная схема ТТЛ (б)

электроники, в которых логическому нулю соответствует диапазон напряжений, заведомо охватывающий напряжения на любых насыщенных транзисторах: от 0 до 0,4 В. Это схемы так называемой транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ). За логическую единицу в этих схемах приняты напряжения от 2,5 до 5 В. В устойчивом состоянии входные и выходные сигналы схем ТТЛ не могут принимать значения меньше 2,5 и больше 0,4 В (рис. 8.3).

На рис. 8.4, *а* изображена простейшая схема инвертора на биполярном транзисторе. В реальных схемах ТТЛ на входе размещают еще один транзистор VT1 (рис. 8.4, *б*), назначение которого будет пояснено при анализе двухвходовых схем.

§ 8.2. Базовые схемы ТТЛ

Основные схемы ТТЛ — «И — НЕ» и «ИЛИ — НЕ». Результат их действия можно рассматривать как последовательное действие соответственно схем «И» с «НЕ» и «ИЛИ» с «НЕ» или как реализацию устройств, описываемых булевыми функциями двух переменных $f_{14}(X_1, X_2)$ и $f_8(X_1, X_2)$, каждая из которых, как уже указывалось, является функционально полным набором.

Переходя к реальным схемам ТТЛ, отметим основные особенности, отличающие их от схем, поясняющих принцип действия (рис. 8.1): высокое быстродействие (время переключения от 70—80 до 3—6 нс); возможность подключения к выходу нескольких других схем подобного типа («коэффициент разветвления» от 4 до 16).

Наиболее распространенная ТТЛ-схема «И — НЕ», нередко называемая двухвходовым инвертором, показана на рис. 8.5, *а*. Логическая операция «И» (конъюнкция) реализуется в ней на двухэмиттерном транзисторе. Создание многоэмиттерного транзистора является обычной процедурой в технологии производства интегральных схем, а с точки зрения принципа действия такой транзистор можно представить как два транзистора, базы и коллекторы которых попарно объединены.

Если хотя бы на один из входов (X_1 или X_2) подан логический нуль, т. е. хотя бы один из этих электродов находится под низким (0—0,4 В) потенциалом, то транзистор VT1 насыщен и на его коллекторе низкий потен-

циал. Поэтому транзистор VT2 закрыт. В базу транзистора VT3 через R2 течет ток, и VT3 открыт. База транзистора VT4, благодаря сопротивлению R3, находится под потенциалом общего электрода, поэтому VT4 закрыт. В нагрузку R_н (которой является вход схем такого же типа) через R4, VT3 и VD от шины питания +5 В течет ток, т. е. на выходе Y — высокий потенциал или логическая единица.

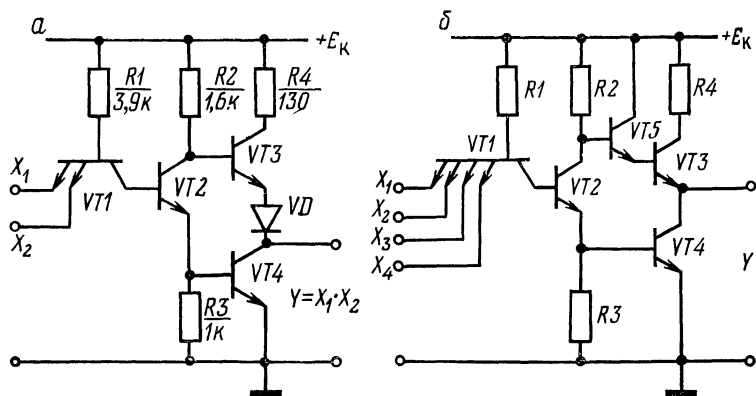


Рис 8.5. Двухвходовая (а) и четырехвходовая (б) ТТЛ-схемы «И—НЕ»

При логической единице на X_1 и X_2 коллекторный переход транзистора VT1 смещен в прямом направлении и в базу транзистора VT2 течет открывающий его ток; через открытый транзистор VT2 и сопротивление R2 база транзистора VT4 подключается к источнику питания и VT4 входит в состояние насыщения. Из-за большого падения напряжения на R2 потенциал базы VT3 низкий. Надежному запираению транзистора VT3 способствует диод VD, повышающий в этом состоянии потенциал эмиттера. Открытый VT4 и закрытый VT3 обуславливают на выходе логический ноль.

В базовой схеме «И — НЕ» можно увеличить число входов путем создания в транзисторе VT1 дополнительных эмиттеров (при необходимости их может быть 4 и даже 8). Очевидно, что если хотя бы на одном входе (эмиттере) логический ноль, на выходе — логическая единица. В качестве примера на рис. 8.5, б показана че-

тырехходовая схема «И — НЕ», выходной каскад которой обеспечивает более высокий, чем в предыдущем случае, коэффициент размножения по выходу.

§ 8.3. Триггеры

Триггер является элементом для запоминания и хранения одного бита информации — «0» или «1». В общем случае у триггера имеется два типа входов: для подачи подлежащей запоминанию информации (информационные) и занесения этой информации в триггер (исполни-

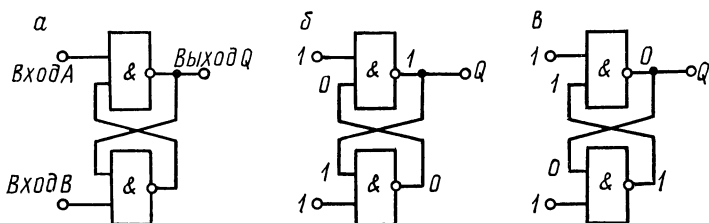


Рис. 8.6. Триггер (а) и его устойчивые состояния: единица (б) и нуль (в)

тельные или синхронизирующие). Простейший триггер (рис. 8.6, а) представляет собой соединение двух инверторов, выход каждого из которых подан на вход другого. Это так называемый собственно триггер. Он служит основой для построения и более сложных триггеров. Если на входах A и B этого триггера — логические единицы, то триггер хранит либо состояние «единица» ($Q=1$, рис. 8.6, б), либо состояние «нуль» ($Q=0$, рис. 8.6, в). Каждое из этих состояний триггера устойчиво и может сохраняться сколь угодно долго, что легко проверить по таблице истинности двухвходовой схемы «И — НЕ» (рис. 8.1). Так как в устойчивом состоянии триггера сигнал на выходе нижнего инвертора всегда противоположный (инверсный) по отношению к Q , то соединенный с ним вывод называют инверсным выходом \bar{Q} триггера (рис. 8.7, а, б).

Рассматриваемый триггер называется $\bar{R}\bar{S}$ -триггером (от английского set — установить, reset — переустановить) и имеет только информационные инвертируемые

входы S и R . Состояние, в которое он установлен сигналами на этих входах, сохраняется (запоминается), если после установочных сигналов на входы поступят логические единицы. Подобно таблице истинности для комбинационных схем таблица переходов триггера (рис. 8.7, в) показывает, в какое состояние перейдет триггер после подачи на его входы любой возможной комбинации сигналов. Так как новое состояние триггера Q_{t+1} зависит не только от входных сигналов, но и от того, в каком со-

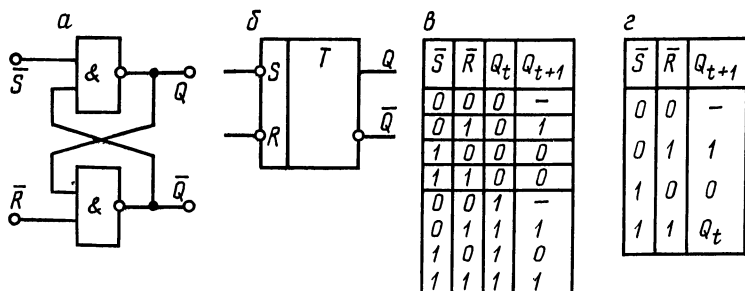


Рис. 8.7. Структура (а), обозначение (б), полная (в) и сокращенная (г) таблицы переходов $\bar{R}\bar{S}$ -триггера

стоянии находился триггер при поступлении этих сигналов, то в полной таблице переходов на правах входного сигнала фигурирует исходное состояние Q_t . Анализ таблицы, приведенной на рис. 8.7, в, показывает, что без потери каких-нибудь сведений полная таблица может быть заменена сокращенной (рис. 8.7, г). В обеих таблицах прочерки указывают на то, что при построении схем нельзя допускать возможности содержащихся в этих строках комбинаций, так как неизвестно, в каком состоянии окажется триггер после $\bar{S}=\bar{R}=0$. Итак, $\bar{R}\bar{S}$ -триггер обладает следующими свойствами: 1) сохраняет состояние при $\bar{S}=\bar{R}=1$; 2) устанавливается в «1» при $\bar{S}=0$, $\bar{R}=1$; 3) устанавливается в «0» при $\bar{S}=1$, $\bar{R}=0$; 4) комбинация $\bar{S}=\bar{R}=0$ запрещена.

Простейший $\bar{R}\bar{S}$ -триггер имеет некоторые самостоятельные применения. Одно из них, нередко используемое в электронике и экспериментальной физике,— получение на его основе одиночных «безребезговых» перепадов напряжения и импульсов. Простые механические

ключи для этой цели не пригодны, так как реальный процесс замыкания и размыкания состоит из большого количества чередующихся состояний соединения и разъединения контактов — «дребезга». Схема, приведенная на рис. 8.8, свободна от этого недостатка, и при переключении ключа Кл на выходе триггера происходит скачок напряжения. Дребезг переключателя Кл не оказывает

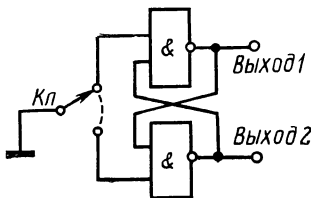


Рис. 8.8. «Бездребезговый» генератор одиночных перепадов напряжений

на этот скачок влияния: триггер опрокидывается при первом качании, а в дальнейшем разрывы контактов эквивалентны поступлению на вход логической единицы или режиму хранения нового установившегося состояния.

§ 8.4. Синхронизируемые триггеры

На рис. 8.9, а показана схема синхронизируемого RS -триггера. Обычно на вход синхронизации поступает логический ноль, поэтому на выходах левых элементов «И — НЕ», соединенных с входами обведенного пунктиром \overline{RS} -триггера, наблюдаются логические единицы и \overline{RS} -триггер сохраняет свое состояние независимо от того, какие сигналы на входах R и S и изменяются ли они. Переключение триггера (или подтверждение предыдущего состоя-

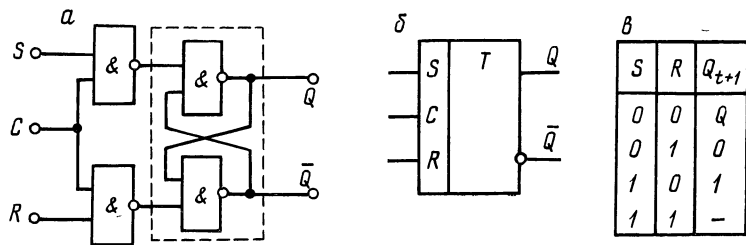


Рис. 8.9. Структура (а), обозначение (б) и таблица переходов (в) синхронизируемого RS -триггера

ния) происходит в момент появления на C -входе логической единицы. Обычно сигнал «логическая 1» подается на C -вход на небольшой промежуток времени в виде так называемого C -импульса. Таблица переходов RS -триггера (рис. 8.9, в) составляется по таблице переходов $\bar{R}\bar{S}$ -триггера. В нее заносятся состояния триггера после C -импульса: при $S=R=0$ триггер сохраняет свое предыдущее состояние; при $S=0, R=1$ — устанавливается в

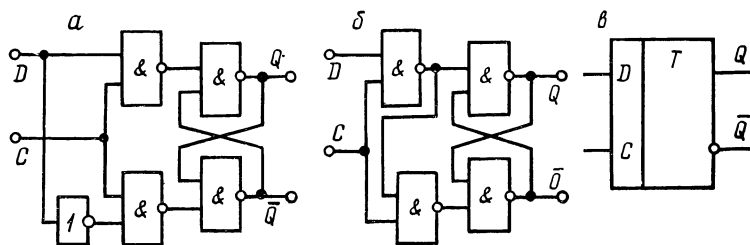


Рис. 8.10. Структура (а, б) и обозначение (в) D -триггеров

нуль; при $S=1, R=0$ — устанавливается в единицу; $S=R=1$ — запрещенная комбинация. На практике в момент C -импульса последнее сочетание сигналов не должно иметь места.

На основе RS -триггера можно построить D -триггер (от английского delay — задержка). D -вход такого триггера эквивалентен S -входу RS -триггера, а на второй вход (бывший R) тот же сигнал подается через инвертор (рис. 8.10, а). Отсюда легко определить свойства D -триггера: триггер запоминает и хранит на выходе Q сигнал, который был на входе D в момент импульса C .

На рис. 8.10, б показана структура D -триггера, в которой инвертирование S -сигнала производится без дополнительного инвертора. Характеристики этого триггера такие же, как и D -триггера на рис. 8.10, а.

§ 8.5. Триггеры с двухступенчатым запоминанием

При обработке информации в вычислительных устройствах один и тот же сигнал синхронизации (C -импульс) нередко подается на C -входы нескольких триггеров. Состояния, в которые должны установиться эти триггеры,

определяются уровнями на их информационных входах, причем некоторые из этих уровней могут поступать от триггеров, подлежащих переключению тем же импульсом синхронизации. Разброс параметров триггеров по быстродействию и другие причины не гарантируют при таком подходе точного выполнения необходимых переключений. Для таких, а также для целого ряда иных применений разработаны триггеры с двухступенчатым запоминанием,

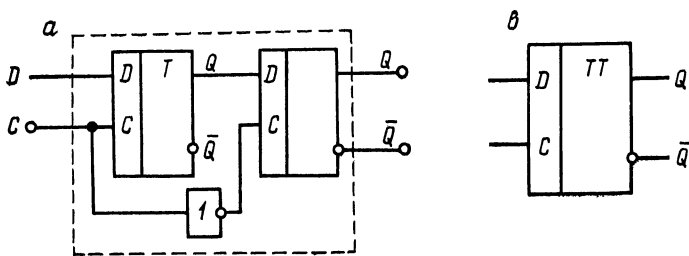


Рис. 8.11. Структура (а) и обозначение (б) D -триггера с двухступенчатым запоминанием

в которых по фронту C -импульса происходит лишь внутреннее переключение, а уровни на выходах остаются неизменными. После окончания C -импульса, точнее, по его спаду, происходит необходимое изменение сигнала на выходах.

Триггеры с двухступенчатым запоминанием имеют такие же, как и у одноступенчатых триггеров, обозначения входов и выходов, а таблицы переходов одноступенчатых и двухступенчатых триггеров полностью совпадают.

В качестве примера рассмотрим D -триггер с двухступенчатым запоминанием (рис. 8.11, а). Информация с D -входа заносится в такой триггер в два этапа. Сначала по фронту C -импульса первый D -триггер устанавливается в положение, соответствующее уровню на входе D . Переключение второго D -триггера в это время невозможно, так как его C -вход соединен через инвертор с C -входом первого триггера и разрешение на срабатывание первого триггера эквивалентно запрещению срабатывания второго. Когда C -импульс заканчивается, появляется разрешение на переключение второго триггера

и он устанавливается в то же положение, в которое фронтом C -импульса установился первый триггер.

Аналогичным образом организуется двухступенчатый RS -триггер (рис. 8.12).

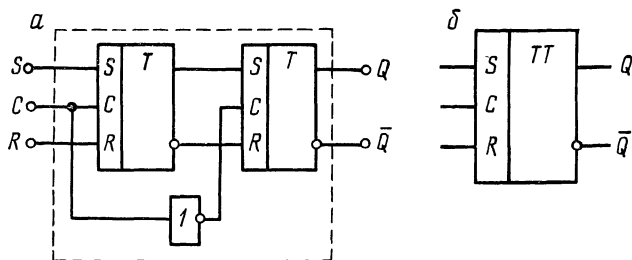


Рис. 8.12. Структура (а) и обозначение (б) двухступенчатого RS -триггера

§ 8.6. Триггеры с T -входом

Каждый импульс на T -входе переключает триггер в противоположное состояние. Вход T (счетный вход) может быть легко организован в триггерах с двухступенчатым запоминанием. Так как переключение такого триггера происходит после окончания C -импульса, то уровни на его собственных выходах могут служить в качестве управляющих сигналов для его же переключения. Если

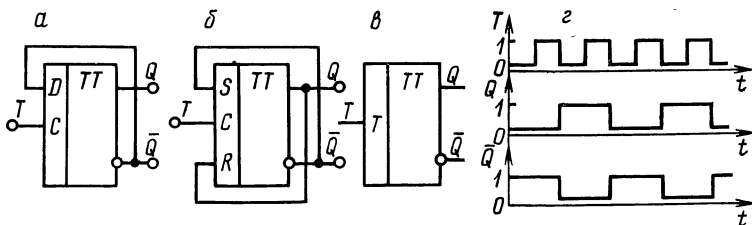


Рис. 8.13. Организация T -входа в D -триггере (а), RS -триггере (б), обозначение T -триггера (в) и временная диаграмма его работы (г)

подключить инверсный выход \bar{Q} двухступенчатого D -триггера к его же информационному входу (рис. 8.13, а), то после каждого C -импульса этот триггер должен установиться в положение \bar{Q} , т. е. переключиться в противо-

положительное состояние. В двухступенчатом RS -триггере для достижения такой цели необходимо ввести две дополнительные обратные связи: между \bar{Q} и S , а также между Q и R (рис. 8.13, б).

Триггеры с T -входом находят широкое применение. С их помощью легко осуществить счет импульсов, деление частоты и другие операции.

Рассмотренные триггеры имеют статическое управление и переключаются независимо от длительности управляющих импульсов. Их схемы не содержат конденсаторов и хорошо согласуются с технологией производства интегральных схем, поэтому они получили в настоящее время наибольшее распространение. Такие триггеры выпускаются промышленностью в виде отдельных микросхем и содержатся в микросхемах более высокой степени интеграции в качестве отдельных составляющих, причем их число в больших интегральных схемах исчисляется нередко сотнями штук.

Глава 9. ШУМЫ

§ 9.1. Шумы пассивных элементов

Из-за теплового движения носителей заряда в элементах объема проводника возникают случайные изменения плотности электрического заряда, а на концах любого проводника — хаотическая разность потенциалов. Такого рода электрические флуктуации называются тепловыми шумами. Они были предсказаны в 1907 г. А. Эйнштейном и рассчитаны в 1928 г. Х. Найквистом.

Эффективный метод рассмотрения флуктуирующих величин — гармонический анализ, в частности, нахождение спектральной плотности напряжения шума $S_U(f)$ или спектральной плотности шумового тока $S_I(f)$. Если эти величины известны, то э. д. с. шума в небольшом интервале частот Δf можно представить в виде $U_{\text{ш}} = \sqrt{S_U(f) \Delta f}$, а величину шумового тока как $I_{\text{ш}} = \sqrt{S_I(f) \Delta f}$.

Определим величину и спектральный состав теплового шума сопротивлений в небольшом интервале частот при помощи модели, показанной на рис. 9.1, а. Она представляет собой два одинаковых резистора R , находящихся при абсолютной температуре T и соединенных

длинной линией без потерь. Волновое сопротивление линии $\rho=R$, длина l . Электрическая энергия, генерируемая тепловым движением зарядов одного резистора, распространяется по линии и поглощается другим резистором. В соответствии со вторым началом термодинамики мощности, передаваемые по линии от одного резистора к другому, равны. Представим шумящие резисторы при помощи последовательного соединения идеального нешумя-

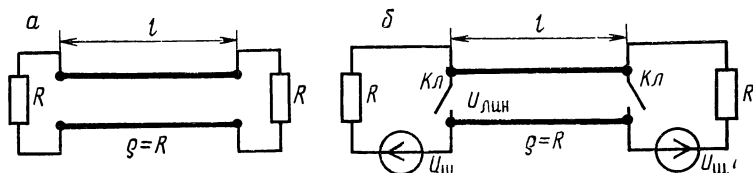


Рис. 9.1. К определению э. д. с. тепловых шумов

щего сопротивления и генератора напряжения шума $U_{ш}$ (рис. 9.1, б).

Левый генератор на рис. 9.1, б отдает в линию мощность

$$P_{\text{лин}}^{\text{лев}} = U_{\text{лин}} I_{\text{лин}} = \frac{U_{\text{ш}}}{2} \frac{U_{\text{ш}}}{R + \rho} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{4R}. \quad (9.1)$$

Здесь U и I — действующие значения напряжения и тока.

Эта мощность, умноженная на время ее действия в линии $t=l/v$, представляет собой среднюю энергию, переданную линии левым генератором:

$$\bar{W}_{\text{лин}}^{\text{лев}} = P_{\text{лин}}^{\text{лев}} \frac{l}{v} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{4R} \frac{l}{v}. \quad (9.2)$$

Такая же энергия передается линии правым генератором, поэтому средняя запасенная линией энергия

$$\bar{W}_{\text{лин}} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{2R} \frac{l}{v}. \quad (9.3)$$

Если теперь ключами Кл одновременно замкнуты оба конца линии, то эта энергия распределится между собственными колебаниями линии в рассматриваемой области частот

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}. \quad (9.4)$$

Частоты собственных колебаний линии

$$f_0 = n \frac{v}{2l}, \quad n = 1; 2; 3; \dots, \quad (9.5)$$

откуда

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = (n_{\text{в}} - n_{\text{н}}) \frac{v}{2l}, \quad (9.6)$$

или число собственных колебаний в узком частотном диапазоне равно

$$n^* = n_{\text{в}} - n_{\text{н}} = \frac{2l}{v} \Delta f. \quad (9.7)$$

Согласно квантовой теории гармонического осциллятора средняя энергия, приходящаяся на каждый тип колебаний:

$$\bar{W} = \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \quad (9.8)$$

и запасенная в линии энергия

$$W_{\text{лин}} = n^* \bar{W} = \frac{2l}{v} \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \Delta f. \quad (9.9)$$

Сравнивая (9.9) и (9.3), получаем

$$\bar{U}_{\text{ш}}^2 = 4R \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \Delta f. \quad (9.10)$$

Для всего радиодиапазона, включая субмиллиметровые волны, при комнатных и более высоких температурах

$$hf \ll kT, \quad (9.11)$$

поэтому на радио и более низких частотах

$$e^{hf/kT} \approx 1 + \frac{hf}{kT}$$

и (9.10) принимает вид известной в радиоэлектронике формулы Найквиста

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kTR \Delta f. \quad (9.12)$$

Эта формула описывает тепловые шумы активных сопротивлений при любых температурах, исключая температуру жидкого гелия, до которой в специальных случаях охлаждаются устройства СВЧ.

Формула Найквиста (9.12) показывает, что спектр шума, обусловленный тепловым движением электронов, равномерен вплоть до очень высоких частот. Такой шум иногда называют белым. На рис. 9.2, *а* показана общая зависимость мощности шумов от частоты, соответствующая выражению (9.10). На очень высоких частотах или при низких температурах мощность теплового шума меньше $kT\Delta f$. На рис. 9.2, *б* изображена зависимость

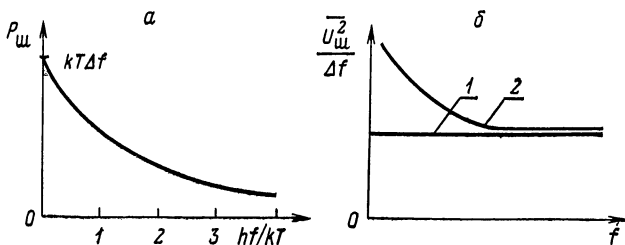


Рис. 9.2. Частотные характеристики шумов: *а* — согласно (9.10); *б* — белого шума (1) и шума вида $1/f$ (2)

спектральной плотности теплового шума от частоты в радиодиапазоне (или белого шума).

При протекании тока через неметаллические проводники возникает специфический шум, обусловленный неравномерным распределением тока по всей массе материала, изменением свойств контактов между отдельными проводящими областями и многими другими явлениями. Спектральная плотность такого шума увеличивается с понижением частоты, в связи с чем его называют шумом вида $1/f$ (рис. 9.2, *б*).

Источники шумов в полупроводниковых пассивных элементах, например термосопротивлениях, — флуктуации скорости генерации, рекомбинации и захвата дырок и электронов, что ведет к спонтанным изменениям плотности свободных носителей. Это так называемый генерационно-рекомбинационный шум. Вторая составляющая шума в полупроводниках обусловлена вероятностным характером столкновений носителей тока с кристаллической решеткой (диффузионный шум).

Наряду с рассмотренными естественными шумами в пассивных электрических цепях наблюдаются технические шумы, обусловленные случайными изменениями

параметров электрических цепей: нестабильностью утечек тока в схемах, изменением макропараметров схем вследствие толчков, вибраций и т. п.

Отметим, что шумы возникают только в активных сопротивлениях. Реактивные элементы цепи — емкости и индуктивности — лишь изменяют спектральное распределение шумов. Тепловой шум учитывается путем включения в схему последовательно с сопротивлением эквива-

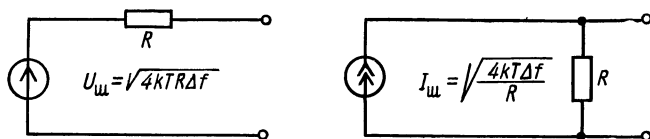


Рис. 9.3 Эквивалентные схемы представления теплового шума сопротивления при помощи генератора напряжения (а) и генератора тока (б)

лентного генератора действующего напряжения шума $U_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ или параллельно с сопротивлением эквивалентного генератора действующего тока $I_{ш} = \sqrt{4kT\Delta f/R}$ (рис. 9.3). Обе схемы взаимно эквивалентны и приводят к одним и тем же результатам. Легко убедиться, что мощность шума, отдаваемая таким генератором в согласованную нагрузку, не зависит от величины R и равна $kT\Delta f$.

§ 9.2. Шумы активных элементов

В полупроводниковых приборах с $p-n$ -переходами пролет отдельных носителей заряда через потенциальные барьеры происходит в случайные моменты времени. Такую же последовательность случайных событий представляют собой акты вылета электронов из нагретого катода. Эти и подобные им процессы описываются величинами, усредненными за какие-то промежутки времени: средним током через $p-n$ -переход, средним током электровакуумного прибора и т. п. Если измерить средние значения токов за одинаковые малые промежутки времени, то они оказываются различными, флуктуирующими вблизи своего истинного среднего значения. Порожденный этим эффектом шум называется дробовым, потому

что звук громкоговорителя, подключенного к усилителю низкой частоты с таким шумом, напоминает шум сыплющихся дробинок.

Шум насыщенного вакуумного диода (диода, ток которого ограничен температурой катода) теоретически предсказан в 1918 г. немецким физиком В. Шотки.

Если средний ток такого диода равен I_d , то в малом частотном интервале Δf его шум можно представить параллельным диоду генератором шумового тока

$$I_{ш} = \sqrt{2qI_d\Delta f}, \quad (9.13)$$

где q — заряд электрона.

Зависимость (9.13) позволяет использовать насыщенный вакуумный диод в качестве калиброванного источника дробового шума. Более того, легко установить связь между тепловым шумом и I_d и использовать вакуумный диод в качестве калиброванного источника теплового шума.

Теория насыщенного вакуумного диода применима для любого тока, представляющего последовательность независимых случайных импульсов, несущих одинаковые заряды, т. е. для токов p — n -переходов полупроводниковых диодов и биполярных транзисторов, а также для потоков одинаковых заряженных или нейтральных частиц: фотоэлектронной и вторичной электронной эмиссий, молекулярных пучков, фотонов от раскаленных тел и т. п.

Начиная с частоты порядка нескольких сот герц, шум диода возрастает с понижением частоты. В отличие от пропорционального току дробового шума этот низкочастотный шум пропорционален квадрату тока. Его называют шумом мерцания катода, или фликкер-шумом. Фликкер-шум имеет спектр $1/f$ и является результатом испарения атомов вещества катода, диффузий глубинных атомов к поверхности катода, бомбардировки катода положительными ионами и других причин, порождающих неоднородности катода. Фликкер-шум ограничивает применение вакуумных диодов в качестве источников калиброванного белого шума в низкочастотной области.

§ 9.3. Характеристики шумов

При описании шумов пользуются средними значениями различных величин. Основные из них — среднее

арифметическое \bar{X} , среднее значение квадрата $\overline{X^2}$ и средний квадрат отклонения, или дисперсия

$$\sigma^2 = \overline{(X - \bar{X})^2} = \overline{X^2} - \bar{X}^2. \quad (9.14)$$

Если средние значения напряжения (тока) шума не зависят от времени, шум является стационарным. Шум считается аддитивным, если анализируемый сигнал представляет собой сумму полезного сигнала и шума. Все рассматриваемые здесь шумы аддитивны.

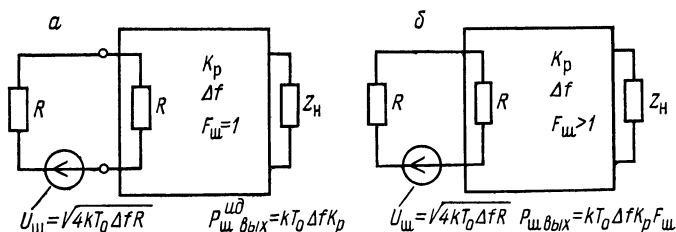


Рис. 9.4. К определению коэффициента шума: цепь с идеальным усилителем (а) и цепь с шумящим усилителем (б)

Весьма распространенное понятие в физическом эксперименте и радиоэлектронике — отношение сигнал/шум, которое определяется как отношение среднего значения измеряемой (регистрируемой, наблюдаемой) величины к σ , т. е. к корню квадратному из дисперсии. По отношению сигнал/шум определяется предельная чувствительность многих физических приборов. Для оценки собственных шумов усилителей, радиоприемников и других радиоэлектронных устройств служит коэффициент шума $F_{ш}$ (шум-фактор), показывающий, во сколько раз шумы данного усилителя превышают шум идеального усилителя, т. е. такого, в котором действует только тепловой шум согласованного со входом сопротивления.

Подключенный ко входу усилителя резистор R , находящийся при температуре T , представим в виде последовательного соединения эквивалентного генератора эффективного шумового напряжения $U_{ш} = \sqrt{4kT_0 R \Delta f}$ и нешумящего сопротивления R (рис. 9.4, а, б). Ток во входной

цепи будет при этом $I_{ш.вх} = U_{ш}/2R = \sqrt{kT_0\Delta f/R}$, а потребляемая входом усилителя мощность

$$P_{ш.вх} = RI_{ш.вх}^2 = kT_0\Delta f. \quad (9.15)$$

Мощность шумового сигнала на выходе составит

$$P_{ш.вых}^{ид} = kT_0\Delta fK_p, \quad (9.16)$$

так как никаких других источников шума в усилителе нет. Такое же включение реального усилителя приведет к появлению на выходе мощности шумов $P_{ш.вых}$. Отношение этой величины к $P_{ш.вых}^{ид}$ и есть коэффициент шума]

$$F_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вых}^{ид}} = \frac{P_{ш.вых}}{kT_0\Delta fK_p}. \quad (9.17)$$

Легко убедиться, что данное ранее определение коэффициента шума (5.7) эквивалентно (9.17):

$$F_{ш} = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}} = \frac{P_{с.вх}/kT_0\Delta f}{P_{с.вх}K_p/P_{ш.вых}} = \frac{P_{ш.вых}}{kT_0\Delta fK_p}. \quad (9.18)$$

Обычно, не детализируя источники шума в тракте усилителя, пользуются мощностью шума, приведенной ко входу. В случае идеального усилителя ее значение равно $kT_0\Delta f$, в реальном усилителе она в $F_{ш}$ раз больше: $kT_0\Delta fF_{ш}$.

Последнюю приведенную ко входу мощность можно также представить в виде суммы мощностей теплового шума $kT_0\Delta f$ и дополнительного источника $kT_{ш}\Delta f$:

$$P_{ш.вх} = kT_0\Delta f + kT_{ш}\Delta f. \quad (9.19)$$

Температура $T_{ш}$ называется шумовой температурой и может служить мерой мощности шума в радиоэлектронных устройствах. Очевидно, что

$$T_{ш} = (F_{ш} - 1)T_0. \quad (9.20)$$

Коэффициент шума радиовещательных приемников и телевизоров имеет величину от нескольких единиц до нескольких десятков. Наименьшими значениями $F_{ш}$ характеризуются квантовые и параметрические усилители ($F_{ш} \approx 1,1 \div 1,3$; $T_{ш} \approx 30 \div 100$ K).

§ 9.4. Выделение сигналов из шума

Сигналы, несущие информацию об исследуемом физическом процессе, обычно сопровождаются шумом, который порождается как рассмотренными выше случайными флуктуациями внутри физических систем, так и наводками искусственного и естественного происхождения: двигателями, переключателями, модуляторами, грозовыми разрядами и т. п. С точки зрения выделения сигналов шумом можно считать любой сигнал, создаваемый

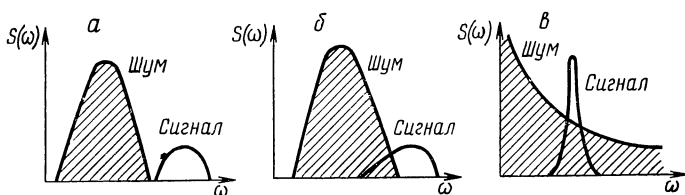


Рис. 9.5. Случаи, в которых сигнал может быть выделен из шума частотной фильтрацией

не источником полезного сигнала. По-прежнему полагая, что шум аддитивный, рассмотрим методы выделения полезного сигнала из тока или напряжения, представляющего собой сумму полезного сигнала и шума.

Наиболее распространен частотный метод выделения сигнала из шума, который заключается в различном усилении частот, соответствующих сигналу и шуму, с помощью селективного усилителя, в полосу пропускания которого попадает сигнал (или основные частотные составляющие сигнала) и не попадает (или частично не попадает) шум. Этот метод эффективен, когда спектр сигнала и спектр шума не перекрываются или перекрываются частично. При этом выделение возможно даже тогда, когда в некоторой области частот мощность шума значительно превосходит мощность сигнала (рис. 9.5, а, б). Если спектр сигнала полностью перекрыт спектром шума (строго говоря, это имеет место всегда!), то частотное выделение возможно лишь тогда, когда в каком-то частотном интервале мощность сигнала больше мощности шума (рис. 9.5, в).

Фактически любой радиоприемник осуществляет частотное разделение: из широкого спектра он выделяет

сигнал соответствующей радиостанции; сигналы всех остальных радиопередатчиков, атмосферные помехи, электрические и магнитные наводки любого происхождения выступают в роли шумов.

Частотный метод выделения полезных сигналов получил широкое распространение в экспериментальной физике, так как при регистрации, как правило, можно искусственно создать условия, когда спектр шума и спектр сигнала укладываются в рамки случаев, изображенных

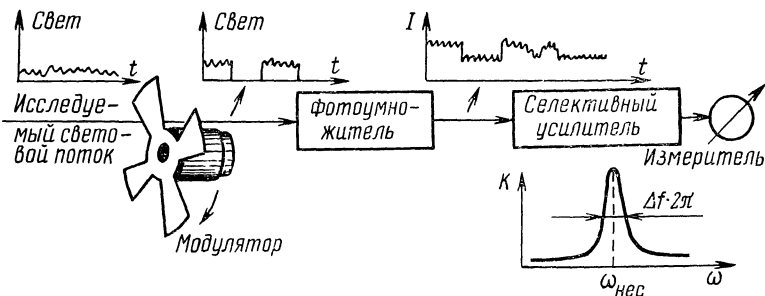


Рис. 9.6. Блок-схема регистрации непрерывного светового потока методом усиления сигнала фотоумножителя на частоте прерывания (метод переменного тока)

на рис. 9.5, а, б, в. Для этого регистрируемой физической величиной модулируют несущую частоту и производят далее усиление сигнала (и шума) на несущей частоте, например, периодически прерывают исследуемый световой поток (что не влияет на шум регистрирующего этот поток фотоумножителя) и усиливают выходной сигнал фотоумножителя селективным усилителем, настроенным на частоту прерывания сигнала (рис. 9.6). В результате напряжение на выходе селективного усилителя (амплитуда первой гармоники) пропорционально интенсивности светового потока.

Чувствительность таких методов регистрации определяется минимально обнаружимым сигналом (для схемы на рис. 9.6 — наименьшей интенсивностью светового потока, который может быть обнаружен). Чувствительность улучшается при уменьшении полосы пропускания усилителя Δf . Сужение полосы усилителя возможно и целесообразно только до определенного предела, так как при

очень малых значениях Δf начинает проявляться взаимная нестабильность несущей частоты $\omega_{\text{нес}}$ и центральной частоты полосы пропускания усилителя, в результате чего коэффициент усиления полезного сигнала хаотически изменяется, внося тем самым дополнительный шум и ухудшая характеристики регистратора в целом.

§ 9.5. Регистраторы с синхронным детектором

Реальную полосу пропускания регистрирующей системы в целом можно существенно уменьшить, применяя синхронное детектирование регистрируемого сигнала. При этом в качестве опорного сигнала используется сигнал несущей. На рис. 9.7 изображена блок-схема регист-

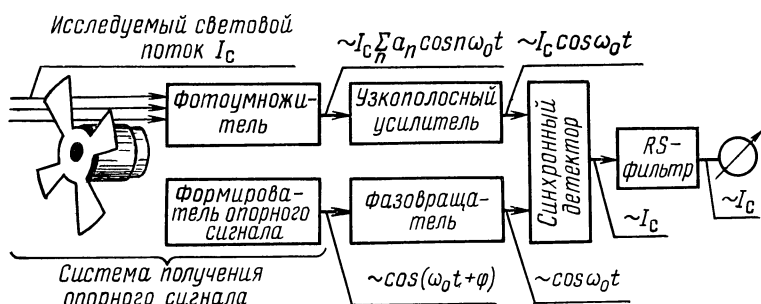


Рис. 9.7. Блок-схема регистратора световых потоков с синхронным детектором

ратора светового потока с синхронным детектором. Схема регистрации до узкополосного усилителя включительно совпадает со схемой на рис. 9.6. Тем не менее назначение узкополосного усилителя здесь иное: он должен главным образом ослабить до входа синхронного детектора нечетные гармоники несущей, промодулированные помехами, так как в режиме скачкообразного изменения коэффициента передачи синхронного детектора они детектируются наряду с полезным сигналом (см. § 7.3). Сигнал на выходе узкополосного усилителя

$$u = \eta I_c \cos \omega_0 t,$$

где I_c — подлежащая измерению интенсивность светового потока; постоянный коэффициент η учитывает кван-

товую эффективность фотокатода, усиление фотоумножителя, а также усиление самого усилителя.

Опорный сигнал для второго входа синхронного детектора может быть получен различными способами, например, изменением индуктивного сопротивления катушки под действием перемещающихся вблизи нее стальных (ферромагнитных) лопастей прерывателя. С помощью фазовращателя опорный сигнал подстраивают таким образом, чтобы он был в фазе с сигналом в канале регистрации ($\cos \varphi = 1$). Низкочастотная компонента сигнала на выходе синхронного детектора оказывается при этом пропорциональной интенсивности исследуемого светового потока. Полоса пропускания системы в целом определяется RC -фильтром на выходе синхронного детектора и может легко регулироваться переключением емкостей.

Регистратор с синхронным детектором позволяет получить очень узкую эффективную полосу пропускания Δf за счет увеличения постоянной времени RC -фильтра и тем самым существенно улучшить отношение сигнал/шум в физическом эксперименте. В случае чисто теплового шума, в принципе, отношение сигнал/шум может быть увеличено пропорционально корню квадратному из времени измерения до любого согласующегося с условиями эксперимента предела. Однако если шум имеет спектральную плотность вида $1/f$, то сильное сужение полосы пропускания не только не дает желаемого эффекта, но, наоборот, ухудшает реальную чувствительность. Это обусловлено тем, что синхронное детектирование, по существу, есть смещение равных частот несущей сигнала и гетеродина с выделением нулевой разностной частоты. Сужение полосы в сторону нулевых частот соответствует размещению полосы регистрации в области наибольшей спектральной плотности шумов вида $1/f$, поэтому, начиная с некоторого значения Δf , дальнейшее сужение полосы пропускания нецелесообразно.

Измерение уровня стационарных сигналов, т. е. таких, средние параметры которых не изменяются в процессе регистрации, встречается сравнительно редко. В действительности чаще всего приходится регистрировать сигналы, уровень которых хотя и медленно, но изменяется, причем целью измерения является нахождение закона этого изменения.

Интенсивность светового потока чаще всего измеряется на выходе спектрального прибора. Цель таких измерений — определить зависимость интенсивности света I_c от длины волны: $I_c = f(\lambda)$. На скорость развертки спектра (перестройки по длинам волн) накладываются при этом определенные ограничения: она должна быть достаточно медленной, чтобы исключить «сглаживание» полезного сигнала RC -фильтром после синхронного детектора. Другими словами, полезный сигнал должен укладываться в полосу пропускания Δf регистратора в целом.

§ 9.6. Когерентное суммирование

Если достоверно известно, что подлежащий регистрации сигнал должен появляться строго синхронно с каким-нибудь надежно регистрируемым периодическим сигналом, то такой сигнал может быть выделен из аддитивного шума методом когерентного суммирования, который одинаково эффективен как для выделения сигнала из белого шума, так и шума вида $1/f$.

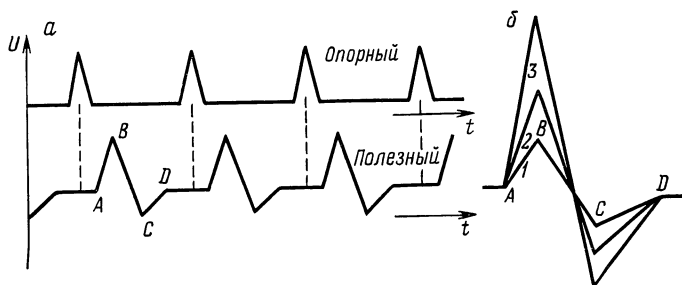


Рис. 9.8. Когерентное суммирование: опорный и синхронный с ним полезный сигнал (а) и алгебраическое сложение амплитуд (б)

Суть метода когерентного суммирования пояснена на рис. 9.8. Предположим сначала, что синхронный с опорным полезный сигнал поступает на вход регистратора без помех (рис. 9.8, а). Управляемый опорным сигналом когерентный сумматор осуществляет алгебраическое сложение (и запоминание суммы) значений, соответствующих одинаковым фазам повторяющегося полезного сиг-

нала. Очевидно, что N циклов сложения полезного сигнала эквивалентны усилению его в N раз (рис. 9.8, б).

Если полезный сигнал поступает совместно с шумом, имеет место существенно разный закон усреднения шума и сигнала. Жестко связанный по фазе с опорным напряжением полезный сигнал по-прежнему возрастает пропорционально числу циклов суммирования N . Амплитуда как белого шума, так и шума вида $1/f$ также возрастает, но так как фаза всплесков шума имеет случайный характер, его сумма растет пропорционально \sqrt{N} . Результирующее отношение сигнал/шум увеличивается ($N/\sqrt{N} = \sqrt{N}$).

Современные когерентные сумматоры реализуются на основе аналого-цифровых преобразователей и устройств цифровой электроники.

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Общие положения, методические замечания

В недалеком прошлом физик-экспериментатор должен был сам придумывать, конструировать, собирать и налаживать радиоэлектронные узлы исследовательских установок. В настоящее время для таких целей он располагает серийными промышленными приборами, ассортимент которых достаточно широк, и самостоятельная разработка радиотехнических компонентов для экспериментальных исследований, скорее, исключение, чем правило. Это прежде всего относится к тем простейшим устройствам, которые могут быть построены без углубленного изучения специальных разделов радиоэлектроники. Именно этим определяются основные задачи, решаемые в процессе выполнения лабораторного практикума: во-первых, усвоение материала теоретической части курса и, во-вторых, приобретение навыков работы с несложной радиоизмерительной аппаратурой и проведение радиоизмерений, а не приобретение опыта конструирования радиоэлектронных устройств.

Эффективность усвоения теоретического материала возрастает при последовательном выполнении лабораторных работ в порядке их усложнения, при соответствии сущности лабораторных упражнений содержанию теоретического курса и, наконец, при наличии хотя бы приблизительного синхронизма в изучении вопросов на лекциях и в лаборатории. Перечисленные задачи решаются только при фронтальном методе проведения лабораторных работ, т. е. при идентичном оборудовании всех рабочих мест в лаборатории, на каждом из которых могут быть последовательно выполнены все работы. Каждое такое рабочее место оснащено осциллографом, высокочастот-

ным генератором, звуковым генератором, ампервольт-омметром (мультиметром) и универсальным стендом (рис. П.1), представляющим собой наборное поле, на котором могут фиксироваться, подключаясь при этом к источнику питания, специально разработанные для целей практикума модули. Модули делятся на два класса. Одни из них являются упрощенными аналогами некоторых приборов или законченными функциональными элементами (генератор импульсов, генератор шума, триггер и т. п.), другие — подлежащими исследованию схемами или просто элементами, из которых при помощи перемычек со штеккерными наконечниками такие схемы могут быть собраны. Гнезда для подключения перемычек выведены на лицевую панель модулей, на которой изображена также принципиальная, логическая или блок-схема модуля (рис. П.2 — П.19). Почти все выведенные на панель гнезда дублируются, что позволяет соединить между собой любое количество таких точек и подключить к объединенной шине один или два измерительных прибора, например осциллограф и/или мультиметр. Значения параметров модулей одного и того же типа обычно несколько различаются, что исключает заимствование результатов при параллельном выполнении одинаковых работ. Для сокращения затрат времени на вычисления каждое рабочее место укомплектовано микрокалькулятором.

Заметим, что практикум может быть организован и на основе обычных плат, на которых по приводимым в приложении или по другим подобного рода принципиальным схемам полностью или частично смонтированы подлежащие изучению устройства.

Лабораторная работа № 1

Основные радиоэлектронные измерения и измерительные приборы

Изучаются: устройство радиоизмерительных приборов, их основные характеристики и правила эксплуатации.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; генератор сигналов высокочастотный; комбинированный прибор (тестер); универсальный лабораторный стенд; модуль № 6.

Все радиоэлектронные измерения можно разделить на два основных вида: 1) измерение параметров *сигналов*; 2) измерение характеристик и параметров *цепей*. Так как измерение характеристик и параметров цепей сводится к измерению испытательного сигнала на входе и выходе цепи с последующим сравнением результатов, то в общем случае для выполнения измерений в радиоэлектронных цепях необходимо иметь два вида приборов:

1) непосредственно *измерительные приборы*, предназначенные для измерения параметров сигналов;

2) *измерительные генераторы*, предназначенные для генерирования испытательных сигналов с известными характеристиками.

К первому виду приборов относятся: электронный осциллограф, приборы для измерения напряжения, тока, мощности; ко второму — генераторы гармонических и импульсных сигналов, калибровочные источники напряжения и тока. Существуют также комбинированные приборы, содержащие элементы и первого, и второго вида, например омметры.

Электронный осциллограф — один из наиболее универсальных измерительных приборов, предназначенный для наблюдения (реже — фотографирования) электрических сигналов и измерения их характеристик.

Любой электронный осциллограф состоит из электронно-лучевой трубки, канала X горизонтального отклонения луча и канала Y вертикального отклонения луча (рис. Л1.1). Для удобства работы осциллографы содержат ряд вспомогательных устройств, в частности, исправность осциллографа можно проверить включением на его вход напряжения известной частоты и амплитуды, вырабатываемого встроенным в осциллограф генератором калибровочного сигнала.

Анализируемые электрические сигналы через вход Y подаются в канал вертикального отклонения Y и наблюдаются на люминесцентном экране электронно-лучевой трубки. Развертка во времени по оси X осуществляется пилообразным напряжением генератора развертки, усиленным усилителем X . Нужная скорость развертки устанавливается соответствующим переключателем, шкала

которого оцифрована в единицах «время/см» (с/см, мс/см, мкс/см). Неподвижность изображения на экране обеспечивается синхронизатором, совмещающим начало развертки с определенным уровнем или фазой исследуемого процесса.

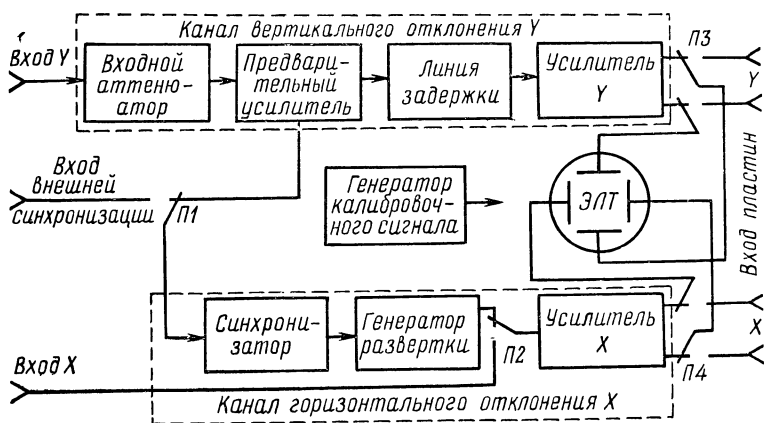


Рис. Л1.1. Структурная схема осциллографа

В большинстве осциллографов предусмотрены переключатели (ПЗ, П4 на рис. Л1.1), позволяющие подавать на пластины X и Y два произвольных сигнала и наблюдать на экране траекторию луча, обусловленную их совместным действием, например, фигуры Лиссажу, характеристикиограммы и т. п. Наблюдать функциональную взаимосвязь между сигналами можно также, подавая один из них на вход Y, а второй на вход X. При этом переключателем П2 вход X подключается к усилителю X.

Канал вертикального отклонения Y обеспечивает согласование уровня исследуемого сигнала с чувствительностью пластин вертикального отклонения луча ЭЛТ. При постоянном калиброванном коэффициенте усиления усилителя (предварительный усилитель и усилитель Y) это достигается выбором степени ослабления входного аттенюатора, шкала которого оцифрована в единицах «В/см». Линия задержки компенсирует время запаздывания начала развертки при запуске развертки исследуемым сигналом. В низкочастотных осциллографах ли-

ния задержки отсутствует, поэтому, строго говоря, с помощью такого осциллографа нельзя наблюдать начальную фазу процесса при запуске развертки самим процессом. Это ни в коей мере не ограничивает возможности осциллографа при анализе периодически повторяющихся сигналов, так как на экране может быть получено изображение двух или более периодов. Режим внешней синхронизации открывает широкие возможности для анализа временной взаимосвязи и фазовых соотношений различных сигналов. При этом отсчет времени произво-

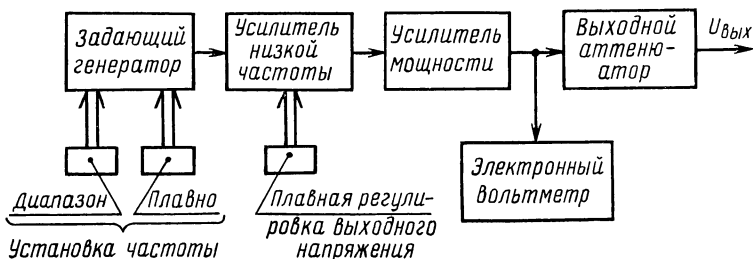


Рис. Л1.2. Структурная схема генератора низкой частоты

дится от той характерной точки (фазы) основного сигнала, которая совпадает с моментом начала развертки.

Измерительные генераторы звуковых и ультразвуковых частот генерируют синусоидальное напряжение с частотой, перестраиваемой в пределах от 20 Гц до 200 кГц. Они применяются при настройке и испытании низкочастотных радиоэлектронных устройств, поэтому их часто называют генераторами низкой частоты. Перестройка частоты задающего генератора осуществляется с помощью ступенчатого переключателя диапазонов и плавного регулятора, изменяющего частоту в пределах каждого диапазона (рис. Л1.2). Это напряжение поступает на усилитель с плавной регулировкой коэффициента усиления, а затем на аттенюатор. Напряжение на входе аттенюатора контролируется электронным вольтметром. Входное и выходное сопротивления аттенюатора не зависят от степени ослабления. Последнее особенно важно, так как постоянное во всем диапазоне частот и амплитуд выходное сопротивление генератора упрощает расчеты и сопоставление результатов измерений.

Измерительные генераторы высокой частоты, у которых частота и напряжение выходного сигнала устанавливаются с высокой точностью, называются генераторами стандартных сигналов (ГСС). Кроме чисто гармонического напряжения высокой частоты такие генераторы являются источниками колебаний, модулированных по амплитуде, а некоторые и по частоте (рис. Л1.3). Частота

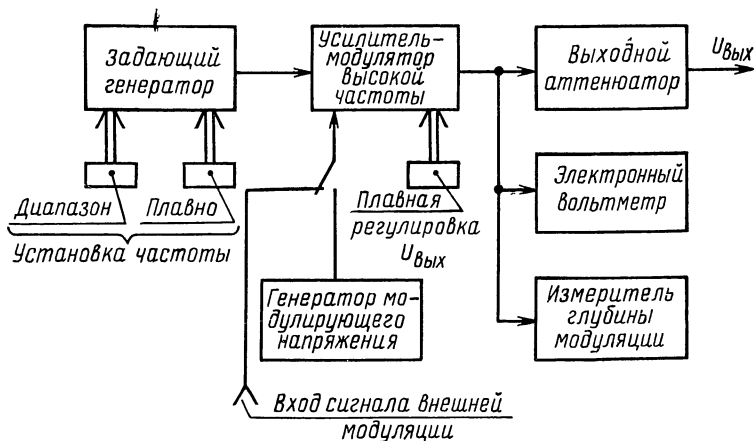


Рис. Л1.3 Структурная схема генератора стандартных сигналов

та задающего генератора перестраивается переключением контурных катушек индуктивности (диапазоны) и плавным изменением емкости конденсатора контура (плавное изменение частоты в пределах каждого диапазона). Усилитель-модулятор представляет собой пере-страиваемый по частоте одновременно с задающим генератором резонансный усилитель. Коэффициент усиления этого усилителя может изменяться сигналом собственно-го генератора модулирующего напряжения звуковой частоты или напряжением, подаваемым на вход внешней модуляции. В первом случае осуществляется внутренняя, а во втором — внешняя амплитудная модуляция. Если модулирующее напряжение на усилитель-модулятор не поступает, высокочастотные колебания на его выходе остаются немодулированными. Измерение напряжения сигнала и глубины модуляции осуществляется на выходе усилителя, к которому подключен выходной ат-

тенюатор. Коэффициент деления аттенюатора определяет уровень сигнала на выходе ГСС. Обычно он регулируется в пределах от 1В до долей микровольта.

Выходной аттенюатор состоит из нескольких ступеней ослабления. Для удобства пользования его шкалы градуируются так, что если показание выходного вольтметра соответствует определенному уровню (например, «1» для ГСС-6 или «К» для Г4-18), то выходное напряжение в микровольтах равно произведению показаний шкал всех ступеней аттенюатора.

Комбинированный прибор предназначен для измерения тока, напряжения, сопротивления, а также усилительных параметров транзисторов. Такие приборы часто называют тестерами, или мультиметрами. Характеристики и правила пользования прибором помещены на стенке его корпуса.

Универсальный лабораторный стенд (рис. П.1) предназначается для размещения модулей, содержащих детали и узлы радиоэлектронных схем. Стандартная ячейка для включения модуля имеет 5 гнезд, к которым подведены стабилизированные уровни напряжения питания: +5 В; +12,6 В; -12,6 В; -25 В; 0 (корпус).

Модуль № 6 представляет собой генератор прямоугольных импульсов. Параметры генерируемых сигналов указаны на лицевой панели модуля. Принципиальная схема модуля приведена в приложении.

Задания и методические рекомендации

1. Руководствуясь прилагаемыми к приборам техническими описаниями и инструкциями, приведите все находящиеся на рабочем месте приборы в рабочее состояние.

2. С помощью осциллографа определите: а) частоту и амплитуду заданного сигнала на выходе генератора низкой частоты; б) параметры импульсов, генерируемых модулем № 6: длительность $t_{и}$, период следования T , напряжение $U_{и}$.

3. Используя осциллограф в режиме внешней синхронизации развертки, определите:

а) временную взаимосвязь между положительными и отрицательными импульсами модуля № 6.

б) сдвиг фаз между сигналами на парафазном выходе генератора низкой частоты.

4. Генератор высокой частоты поставьте в режим внутренней амплитудной модуляции (несущая частота $f_0=465$ кГц, частота модуляции $F=1000$ Гц, напряжение на выходе $U_f=10$ мВ, глубина модуляции $m=30\%$). Рассмотрите огибающую этого сигнала на экране осциллографа.

5. Осуществите режим внешней модуляции генератора высокой частоты при следующих условиях: $f_0=100$ кГц, $F=10$ кГц, $U_f=0,1$ В, $m=50\%$. Рассмотрите структуру модулированного сигнала на экране осциллографа.

6. С помощью тестера получите карту напряжений на гнездах ячейки универсального лабораторного стенда. Ту же карту получите с помощью осциллографа. Сопоставьте результаты.

Оформление результатов

Записи результатов измерений сделайте в рабочей тетради. Письменный отчет по данной лабораторной работе не оформляется. Выполнение задания контролируется преподавателем по ходу лабораторной работы, а также путем анализа ответов на контрольные вопросы и проверки умения выполнить контрольные упражнения.

Контрольные вопросы

1. Чем обеспечивается неподвижность изображения на экране осциллографа?

2. Как осуществляется калибровка осциллографа?

3. В чем состоят основные различия режимов внутренней и внешней синхронизации развертки осциллографа?

4. Почему в измерительных генераторах вольтметр подключают ко входу аттенуатора, а не непосредственно к выходным клеммам прибора?

Лабораторная работа № 2

Простейшие линейные цепи

Изучаются: изменения гармонических и импульсных сигналов при прохождении через дифференцирующие и интегрирующие цепи. Цель — умение правильно выбирать параметры линейных цепей в зависимости от их конкретного назначения при заданных параметрах воздействующих на них сигналов. На примере компенсированного делителя напряжения показывается взаимосвязь между временными и частотными характеристиками цепи.

Приборы и модули электронный осциллограф; генератор звуковых и ультразвуковых частот, импульсный генератор (модуль № 6); универсальный лабораторный стенд, модули № 1 и 2.

Сведения из теории

См. § 2.5—2.7.

Задания и методические рекомендации

1. Изучите частотные и переходную характеристики дифференцирующей RC -цепи ($R=100$ кОм; $C=1$ нФ).

1.1. Вычислите постоянную времени τ и граничную частоту $f_1=1/2\pi\tau$.

1.2. Вычислите модуль коэффициента передачи K и сдвиг фазы для частоты f_1 .

1.3. Пользуясь переключками, соберите из элементов модулей № 1 и 2 схему, показанную на рис. Л2.1.

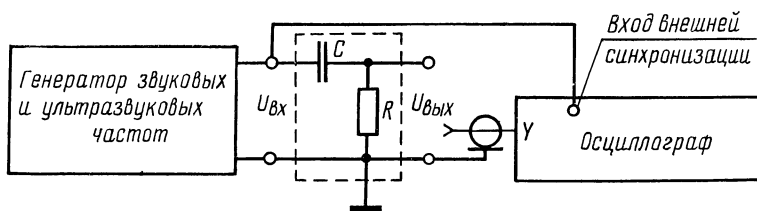


Рис. Л2.1. Схема измерения частотных и фазовых характеристик

1.4. При постоянной амплитуде напряжения $U_{вх}$ на входе RC -цепи, контролируемом по вольтметру и аттенюатору генератора низкой частоты, измерьте $U_{вых}$ для частот 1, 2, 4, 8 и 16 кГц. Вычислите для этих частот модуль коэффициента передачи цепи

$$K = U_{вых}/U_{вх}.$$

1.5. На этих же частотах измерьте сдвиг фаз φ между сигналами на входе и выходе RC -цепи по смещению изображения при внешней синхронизации. Для этого подключите вход $У$ осциллографа ко входу исследуемой цепи и установите длительность развертки такой, чтобы половина периода синусоиды занимала почти всю рабочую часть экрана (отрезок «а» на рис. Л2.2). Пользуясь

ручками «стабильность», «уровень» и « \leftrightarrow », совместите переход сигнала через нуль с вертикальной линией сетки на экране осциллографа, как показано на рис. Л2.2, и запомните положение этой вертикали. Переключите вход У осциллографа на выход исследуемой цепи и измерьте отрезок « b » между переходами через нуль первой и второй кривой, показанной на рис. Л2.2 пунктиром. Вычис-

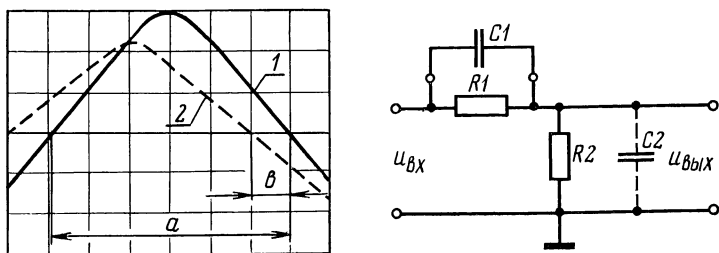


Рис. Л2.2. Примерный вид входного (1) и выходного (2) сигналов при снятии фазово-частотной характеристики

Рис. Л2.3. Компенсация интегрирующей емкости (C2) делителя напряжения

лите для всех случаев $\varphi = \frac{b}{a} \pi$, результаты измерений и вычислений занесите в таблицу по форме табл. Л2.1.

1.6. По данным таблицы постройте амплитудно-частотную и фазово-частотную характеристики. По каждой из них определите постоянную времени τ .

1.7. Для получения переходной характеристики воспользуйтесь перепадами напряжения на выходе импульсного генератора (модуль № 6) или калибратора осциллографа. Запуск развертки осциллографа осуществите входным сигналом. Из полученной переходной характеристики определите постоянную времени τ , равную интервалу времени, в течение которого выходное напряжение изменяется в e раз.

1.8. Сравните измеренные характеристики с вычисленными.

2. Такие же измерения проделайте для собранной из тех же элементов интегрирующей RC-цепи.

3. Изучите компенсированный делитель напряжения.

Таблица Л2.1

f , кГц	1	2	4	8	16
$U_{вх}$, В					
$U_{вых}$, В					
a , мм					
b , мм					
K					
φ , рад					

3.1. Соберите делитель напряжения (рис. Л2.3) из резисторов: $R1=120$ кОм; $R2=22$ кОм ($C1$ не подключайте). Емкость $C2$ на рис. Л2.3 обусловлена монтажом и входной цепью осциллографа, т. е. она является «паразитной» емкостью, а не емкостью какого-либо конденсатора.

3.2. Подавая на вход делителя импульсное напряжение с модуля № 6, убедитесь в том, что вследствие интегрирующего действия емкости $C2$ делитель искажает форму сигнала.

3.3. Параллельно резистору $R1$ включите компенсирующую емкость $C1$ (подстроечный конденсатор модуля № 2). Вращая отверткой ось подстроечного конденсатора, добейтесь неискаженной формы импульса на выходе делителя.

3.4. Измерьте модуль коэффициента передачи некомпенсированного делителя и того же делителя после включения компенсирующей емкости на частотах 1 кГц и 200 кГц, результаты запишите в виде таблицы.

3.5. На основании полученных данных сделайте вывод о связи между временными и частотными характеристиками цепи.

Оформление результатов

В отчет включите принципиальные схемы, расчетные формулы, таблицы измеренных данных и полученных результатов, графики и выводы.

Контрольные вопросы

1. Какие цепи называются линейными?
2. Сформулируйте условия правильного дифференцирования и интегрирования сигналов линейными цепями.
3. Прямоугольный импульс необходимо передать без постоянной составляющей. Какая цепь для этого пригодна? Какое значение постоянной времени τ должно быть у этой цепи, если длительность импульса $t_{\text{и}} = 10^{-6}$ с, а допустимый скол (спад) вершины импульса не более 10%?

Лабораторная работа № 3

Резонансный контур

Изучаются: основные свойства резонансного контура. Цель — умение экспериментально определять его параметры и выяснение требований к источникам сигнала при работе с параллельными и последовательными резонансными контурами.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов высокочастотный; универсальный лабораторный стенд, модули № 1, 2 и 6.

Сведения из теории

См. § 2.8—2.10.

Задания и методические рекомендации

1. Определите основные характеристики параллельного резонансного контура в режиме вынужденных колебаний.

1.1. Соберите параллельный контур из элементов $L1$ и $C = 270$ пФ модуля № 2 (рис. Л3.1). Выход ГСС подключите к контуру через большое последовательное сопротивление (переменный резистор 470 кОм модуля № 1 при максимальном значении сопротивления).

1.2. Контролируя напряжение на контуре с помощью осциллографа, найдите резонансную частоту (в пределах 100—500 кГц). Уровень входного сигнала и чувствительность осциллографа подберите такими, чтобы при резо-

f , кГц									
$U/U_{рез}$	0,1	0,5	0,7	0,9	1,0	0,9	0,7	0,5	0,1

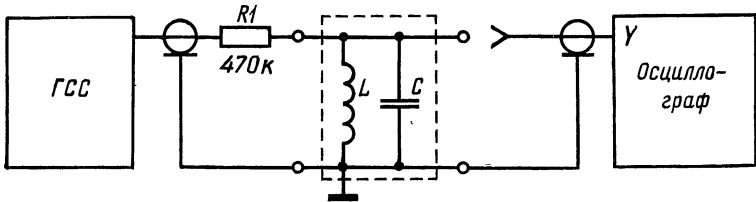


Рис. ЛЗ.1. Схема измерения параметров параллельного резонансного контура

нансе изображение сигнала занимало всю рабочую часть экрана по вертикали. Запомните установившуюся при этом амплитуду напряжения $U_{рез}$. Не изменяя уровня входного сигнала, найдите и запишите частоты, при которых отношение амплитуды напряжения на контуре (U) к $U_{рез}$ принимает значения, указанные в табл. ЛЗ.1.

1.3. По данным таблицы постройте резонансную кривую.

1.4. Пользуясь полученными и известными из принципиальной схемы контура данными, вычислите добротность контура Q , характеристическое сопротивление ρ , эквивалентное сопротивление потерь $R_{п}$, индуктивность катушки $L1$, эквивалентное сопротивление при резонансе $R_{э рез}$.

2. Определите основные характеристики параллельного контура в режиме свободных колебаний. Для этого в схеме на рис. ЛЗ.1 замените ГСС импульсным генератором модуля № 6. Свободные колебания устойчиво наблюдаются на экране осциллографа, если синхронизацию развертки осуществлять по внешнему входу выходным сигналом импульсного генератора. Определите частоту свободных колебаний, постоянную времени и добротность контура.

3. Соберите схему с последовательным резонансным контуром (рис. Л3.2), используя те же катушку индуктивности и конденсатор. Найдите резонансную частоту. Измерьте амплитуду напряжения при резонансе на выходе генератора и на катушке индуктивности; вычислите добротность контура.

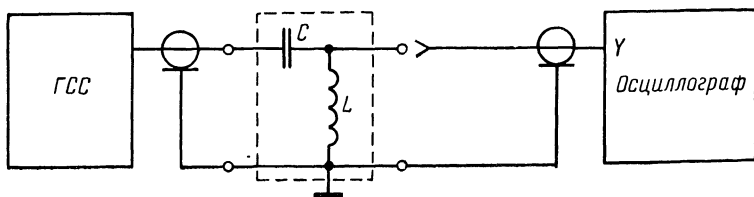


Рис. Л3.2. Схема измерения параметров последовательного резонансного контура

4. Составьте схему для получения свободных колебаний в последовательном контуре. В качестве возбуждающего напряжения воспользуйтесь положительными импульсами модуля № 6. По осциллограмме полученных свободных колебаний определите резонансную частоту и добротность контура.

5. Сравните параметры контура, полученные в различных режимах его использования.

Оформление результатов

Отчет должен содержать принципиальные схемы, расчетные формулы, таблицы измерений, результаты вычислений, графики и выводы.

Контрольные вопросы

1. Какова роль последовательного сопротивления R_1 в схеме рис. Л3.1? Как будет изменяться измеренная добротность при его уменьшении?

2. Какова добротность математического маятника?

3. Чему равна полоса пропускания резонатора, настроенного на частоту 10 ГГц при добротности 10 000?

4. Возбужденный атом имеет добротность 10^7 , возбужденное ядро $Fe^{53}—3 \cdot 10^{12}$. Можно ли утверждать, что полоса пропускания второй колебательной системы уже?

Лабораторная работа № 4

Основные статические характеристики и параметры нелинейных элементов

Изучается осциллографический метод получения статических характеристик двухполюсников и транзисторов; определяются основные параметры транзистора по его статическим характеристикам.

Приборы и модули: электронный осциллограф; тестер; низкочастотный генератор; модули № 3, 15, 15а, 16.

Сведения из теории

1. См. § 4.2—4.6.

2. Вольтамперные характеристики можно строить по точкам, измеряя постоянные напряжения и токи в цепях соответствующих электродов исследуемого элемента. Однако такой метод весьма трудоемкий. Кроме того, длительное протекание тока через транзистор ведет к изменению его параметров в процессе измерения. Особенно сильно это проявляется при больших, близких к предельно допустимым для данного элемента токах и напряжениях.

В работе применен свободный от этих недостатков осциллографический метод получения статических характеристик.

Прибор, позволяющий наблюдать на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) вольтамперные характеристики элементов, называется характериографом. Принцип действия простейшего характериографа поясняется блок-схемой на рис. Л4.1. К двухполюснику VD через

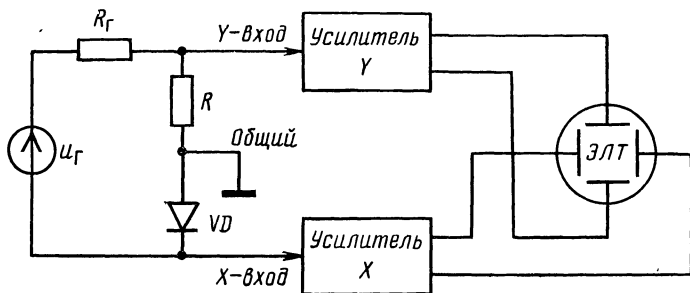


Рис. Л4.1. Схема осциллографирования вольтамперных характеристик двухполюсников

сопротивление R подводится переменное напряжение u_r от генератора с внутренним сопротивлением R_r . Напряжение, снимаемое с двухполюсника VD , поступает на X -вход осциллографа. Падение напряжения на сопротивлении R , пропорциональное току через двухполюсник VD , поступает на Y -вход осциллографа. Таким образом, отклонение электронного луча по оси X оказывается пропорциональным падению напряжения на двухполюснике, а по оси Y — току через него. Поэтому траектория луча

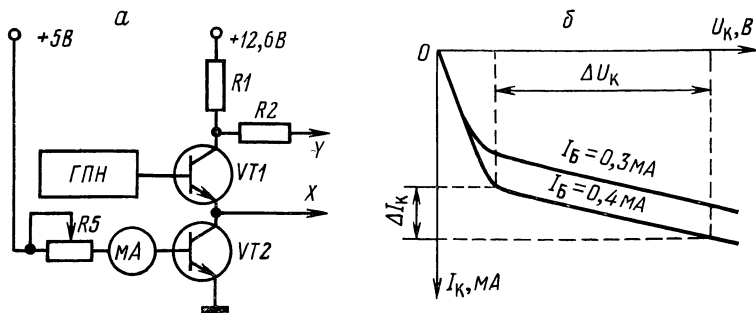


Рис. Л4.2. Схема получения (а) и осциллограммы (б) выходных статических характеристик транзистора

на экране ЭЛТ и есть вольтамперная характеристика двухполюсника. Искажения этой характеристики обусловлены двумя основными причинами: нелинейной зависимостью величины отклонения луча на экране от напряжения и неидеальностью (и неидентичностью) фазовых характеристик усилителей X - и Y -каналов. Первая неточность может быть уменьшена путем градуировки шкалы, или калибровки, вторая — выбором частоты колебаний генератора напряжения u_r .

Характеристики транзисторов определяются тремя величинами. Если одна из этих величин поддерживается постоянной, то при помощи характериографа можно получить соответствующую статическую вольтамперную характеристику транзистора. В характериографе на рис. Л4.1 применен генератор, не имеющий контакта с корпусом. На практике, особенно когда в качестве переменного напряжения используется напряжение пилообразной формы, один из выходов генератора чаще всего

соединен с общим нулевым проводом — корпусом прибора (заземлен). На рис. Л4.2 показано, как может быть снята вольтамперная характеристика транзистора VT2 при фиксированном и контролируемом миллиамперметром значении тока базы I_B , если генератор пилообразного напряжения (ГПН) имеет выход, соединенный с корпусом. По оси X отклонение луча пропорционально напряжению на элементе VT2 (коллекторному напряжению U_K), по оси Y — пропорционально току коллектора (I_K),

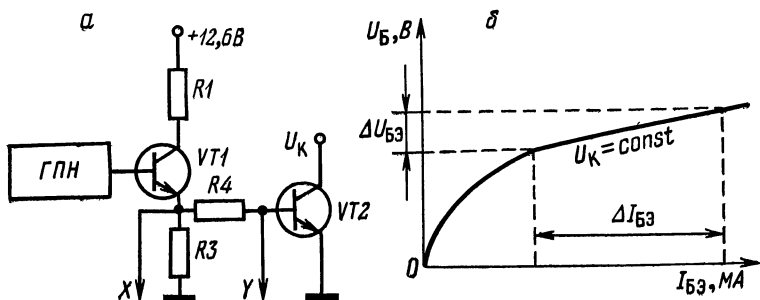


Рис. Л4.3. Схема получения (а) и осциллограмма (б) входной статической характеристики транзистора

так как напряжение источника питания строго постоянно и эквивалентно по переменному току нулевому уровню. Таким образом, на экране осциллографа наблюдается вольтамперная характеристика в координатах (U_K , I_K) при $I_B = \text{const}$.

Характеристику, очень мало отличающуюся от входной характеристики транзистора VT2, можно получить на экране осциллографа по схеме на рис. Л4.3. Истинное значение тока базы (I_B) в этом случае равно

$$I_B = \frac{U_X - U_Y}{R_4}.$$

Задания и методические рекомендации

1. Соберите схему характериографа (рис. Л4.1). Получите и зарисуйте вольтамперные характеристики всех элементов модуля № 15, привязав их к осям координат, пересекающимся в точке ($U=0$, $I=0$). Нанесите на оси

координат значения напряжений и токов в крайних и характерных точках полученных кривых. Выберите метод определения значений тока и напряжения, реализуемый при помощи имеющихся приборов и обладающий наименьшей погрешностью. Если выход генератора привязан к «земле», включайте его через трансформатор (модуль № 15а).

2. Снимите осциллографическим методом выходные характеристики транзистора VT2 (МП113) модуля № 3.

2.1. Включите осциллограф и подготовьте его к работе (прокалибруйте канал Y и определите чувствительность по входу X).

2.2. Установите на стенд модуль № 3. Включите стенд.

2.3. Убедитесь в том, что на выходе ГПН модуля № 3 присутствует напряжение пилообразной формы. Включите стенд.

2.4. Соберите схему, приведенную на рис. Л4.2, а.

2.5. Установите предел шкалы миллиамперметра 0,6 мА. Включите стенд. С помощью переменного резистора R_5 модуля № 3 установите ток базы исследуемого транзистора, равный 0,4 мА.

2.6. Зарисуйте характеристику в пределах масштабной сетки экрана осциллографа. При зарисовке всех характеристик особое внимание обратите на точность привязки к осям координат их линейных участков.

2.7. Нанесите на оси координат численные значения U_K и I_K , соответствующие крайним точкам линейного участка полученной характеристики (рис. Л4.2, б).

2.8. Установите ток базы, равный 0,3 мА. Ручкой «Смещение Y » верните нулевую точку кривой в начало координат. Зарисуйте выходную характеристику на том же графике.

3. Снимите осциллографическим методом входную характеристику транзистора VT2 модуля № 3.

3.1. Соберите схему, приведенную на рис. Л4.3; а.

3.2. Подключите коллектор исследуемого транзистора к постоянному напряжению питания +5 В.

3.3. Получите на экране осциллографа входную характеристику и зарисуйте ее в пределах масштабной сетки осциллографа. Нанесите на оси координат численные значения U_B и I_B , соответствующие крайним точкам линейного участка характеристики (рис. Л4. 3, б).

4. Из полученных характеристик определите β , R_i , R_b и S исследованного транзистора.

5. Измерьте β того же транзистора с помощью тестера. Сравните значения β , измеренные разными способами. С помощью тестера измерьте I_{K0} того же транзистора.

6. Измерьте характеристики указанных преподавателем транзисторов модуля № 16.

Оформление результатов

Отчет должен содержать принципиальные схемы, расчетные формулы, полученные результаты и выводы.

Контрольные вопросы

1. Почему неидентичность фазовых характеристик X - и Y -каналов осциллографа искажает вольтамперную характеристику на экране ЭЛТ?

2. В чем особенности получения статических характеристик транзистора с помощью осциллографа?

3. Укажите на выходных статических характеристиках области насыщения и активного усилительного режима.

4. Дайте определения параметров β и S ; какие свойства транзисторов они характеризуют?

Лабораторная работа № 5

Простейшие усилительные каскады

Изучаются: конкретные схемы резистивно-емкостного и резонансного каскадов и методы экспериментального определения основных характеристик усилителей.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; генератор сигналов высокочастотный; универсальный лабораторный стенд; модули № 4, 7 и 2.

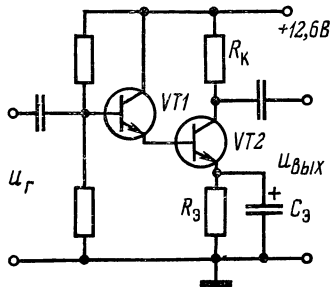
Сведения из теории

1. См. § 5.2 и 5.5.

2. Схема исследуемого в работе широкополосного усилителя (рис. Л5.1) отличается от схемы простого RC -каскада применением в ней составного транзистора. В этой схеме, называемой иногда схемой Дарлингтона, транзистор VT2 играет роль обычного усилительного

элемента с общим эмиттером. Транзистор $VT1$ имеет коэффициент усиления тока базы β_1 и усиливает входной ток приблизительно в β_1 раз. Следовательно, для нормальной работы транзистора $VT2$ от источника сигнала потребляется ток в β_1 раз меньший, чем в случае обычно-

Рис. Л5.1. Транзисторный усилитель с большим входным сопротивлением



го каскада с одним транзистором. Это означает, что входное сопротивление усилителя с составным транзистором примерно в β_1 раз больше входного сопротивления усилителя на одном транзисторе.

Задания и методические рекомендации

1. Исследуйте основные характеристики усилительного RC -каскада.

1.1. На основе модуля № 4 соберите усилитель по схеме, приведенной на рис. Л5.1.

1.2. Снимите частотную характеристику усилителя, подавая на его вход напряжение постоянной амплитуды $U_r = 20$ мВ и измеряя амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на частотах, указанных в табл. Л5.1.

1.3. Постройте частотную характеристику усилителя $K(f)$, используя логарифмический масштаб по шкале частот.

1.4. Из полученной частотной характеристики найдите постоянную времени дифференцирования τ_d и постоянную времени интегрирования τ_i усилителя.

1.5. На частоте максимального усиления снимите амплитудную характеристику усилителя, записывая данные по форме табл. Л5.2.

1.6. Постройте графики амплитудной характеристики и зависимости коэффициента усиления K от амплитуды входного напряжения.

Таблица Л5.1

$U_{\Gamma} = 20 \text{ мВ}$											
f	20 Гц	50 Гц	100 Гц	500 Гц	1 кГц	5 кГц	10 кГц	50 кГц	100 кГц	500 кГц	1 МГц
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$											
K											

Таблица Л5.2

$U_{\Gamma}, \text{ мВ}$	0	10	20	30	40	50	100	150	200	
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$										
K										

1.7. Входное сопротивление усилителя определите по уменьшению амплитуды выходного сигнала, обусловленному включением на вход усилителя последовательного сопротивления $R_{\text{В}}$ (рис. Л5.2). Очевидно, что входное сопротивление вычисляется по формуле

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}} - U'_{\text{ВЫХ}}} R_{\text{В}}, \quad (\text{Л5.1})$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U'_{\text{ВЫХ}}$ — амплитуда выходного напряжения без $R_{\text{В}}$ и при включенном сопротивлении $R_{\text{В}}$ соответственно.

1.8. Выходное сопротивление усилителя определите по уменьшению коэффициента усиления под действием нагрузки. Измерьте амплитуду выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$ для двух разных значений сопротивления нагрузки ($R_{\text{Н1}} = 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{Н2}} = 1 \text{ кОм}$) и вычислите выходное сопротивление по формуле

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ1}}/U_{\text{ВЫХ2}} - 1}{R_{\text{Н1}}/R_{\text{Н2}} - U_{\text{ВЫХ1}}/U_{\text{ВЫХ2}}} R_{\text{Н1}}. \quad (\text{Л52.})$$

1.9. Пользуясь эквивалентной схемой (рис. Л5.2), выведите формулы (Л5.1) и (Л5.2).

2. Исследуйте основные характеристики резонансного усилительного каскада.

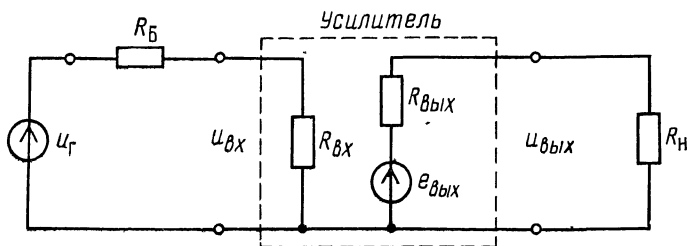


Рис. Л5.2. Эквивалентная схема для вычисления входного и выходного сопротивлений усилителя

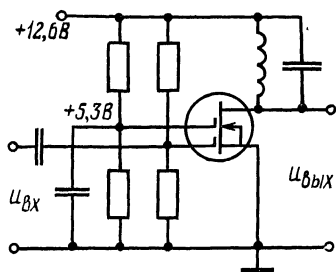


Рис. Л5.3. Принципиальная схема резонансного усилителя

2.1. Соберите малосигнальный резонансный усилитель (рис. Л5:3), в качестве стоковой нагрузки транзистора КП 306Б (модуль № 7) включите параллельный резонансный контур (модуль № 2), изученный в лабораторной работе № 3. Вывод второго затвора транзистора подключите к гнезду, находящемуся под напряжением $U_{32} = +5,3 \text{ В}$.

2.2. Подавая высокочастотное напряжение на вход « u_c », найдите резонансную частоту f_0 усилителя и снимите его амплитудную характеристику: $U_{\text{вых}}$ ($U_{\text{вх}}$).

2.3. Снимите частотную характеристику усилителя в линейном режиме. Определите коэффициент максимального усиления K_0 , резонансную частоту f_0 , полосу пропускания $\Delta f_{0,7}$ и коэффициент прямоугольности частотной характеристики $k_{\text{п}0,1}$.

Оформление результатов

В отчет включите полные принципиальные схемы исследованных усилителей; характеристики усилителей в виде таблиц и графиков.

Контрольные вопросы

1. Какова роль $R_{\text{Э}}$ и $C_{\text{Э}}$ в схеме, изображенной на рис. Л5 1?
2. Какова роль транзистора VT1 в схеме, изображенной на рис. Л5 1?
3. Как связана переходная характеристика усилителя с его частотной характеристикой?

Лабораторная работа № 6

Обратная связь в усилителях

Экспериментально изучаются некоторые методы схемной реализации обратной связи и влияние обратной связи на характеристики усилителя.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор звуковых и ультразвуковых частот; генератор сигналов высокочастотный; универсальный лабораторный стенд; модули № 4 и 8.

Сведения из теории

См. § 5.6; 5.7; 2.20.

Задания и методические рекомендации

1. На основе модуля № 4 постройте усилитель с отрицательной обратной связью, для чего блокировочным конденсатором $C4$ зашунтируйте только нижнюю часть эмиттерного сопротивления, т. е. резистор $R7$. Обусловленный входным сигналом ток транзистора VT2, протекая через сопротивление $R6$, создает на нем напряжение обратной связи.

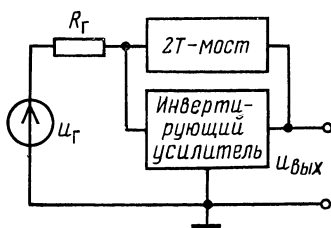
2. Пользуясь методикой лабораторной работы № 5, получите следующие характеристики и параметры усилителя с отрицательной обратной связью: частотную характеристику $K(f)$; постоянную времени дифференцирования $\tau_{\text{д}}$; постоянную времени интегрирования $\tau_{\text{и}}$; амплитудную характеристику $U_{\text{ВЫХ}}$ ($U_{\text{ВХ}}$); входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$; выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$.

3. Кривые частотной и амплитудной характеристик постройте на соответствующих графиках в отчете по лабораторной работе № 5.

4. Сравните характеристики усилителя с отрицательной обратной связью с характеристиками того же усилителя без обратной связи, полученными при выполнении лабораторной работы № 5.

5. На основе модулей № 4 и 8 соберите избирательный усилитель (активный фильтр) по схеме на рис. Лб.1.

Рис. Лб.1. Структура избирательного усилителя с двойным Т-мостом



Обратите внимание, что для нормальной работы ТТ-моста в этой схеме необходимо иметь большие значения входного сопротивления усилителя и выходного сопротивления источника сигнала $R_{Г}$. Найдите частоту максимального усиления и снимите частотную характеристику усилителя.

Оформление результатов

В отчете приведите полные принципиальные схемы исследованных усилителей и их характеристики. Графики характеристик усилителей с отрицательной обратной связью нарисуйте совместно с графиками соответствующих характеристик того же усилителя без обратной связи.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные типы отрицательной обратной связи.
2. При каких типах отрицательной обратной связи входное сопротивление усилителя увеличивается, а при каких уменьшается?
3. При каких типах отрицательной обратной связи выходное сопротивление усилителя уменьшается, а при каких увеличивается?
4. Какие типы обратной связи применены в усилителях, исследованных в данной работе?

Лабораторная работа № 7

Операционный усилитель (ОУ)

Изучаются: методы измерения основных характеристик ОУ и простейшие устройства с ОУ

Приборы и модули: электронный осциллограф; звуковой генератор; высокочастотный генератор; универсальный лабораторный стенд; модуль № 14; конденсатор емкостью $10 \div 100$ мкФ.

Сведения из теории

См. § 5.11 и 5.12.

Задания и методические рекомендации

1. Измерьте коэффициент усиления K_0 ОУ без обратной связи на частоте 100 Гц. Для обеспечения заведомо линейного режима ОУ все измерения проводите при амплитуде выходного сигнала не более $2,5 \div 3$ В. Измерение K_0 может оказаться неправильным при неточной установке исходного смещения ОУ по постоянному току. С целью исключения этой неточности применяют метод, позволяющий автоматически поддерживать правильный режим работы ОУ: схему охватывают сильной отрицательной обратной связью по постоянному напряжению. Однако параметры цепи обратной связи выбирают такими, чтобы обратная связь практически отсутствовала при частотах, на которых выполняются измерения. Рекомендуемая схема для измерения K_0 приведена на рис. Л7.1.

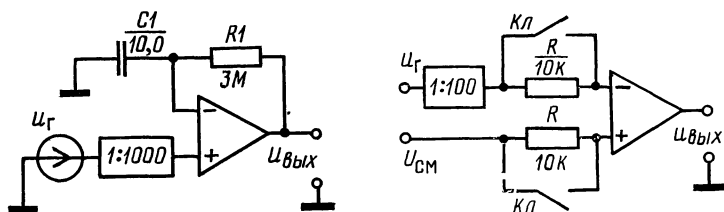


Рис. Л7.1. Схема измерения коэффициента усиления ОУ без обратной связи

Рис. Л7.2. Схема измерения входного сопротивления ОУ для дифференциального сигнала

2. Пользуясь схемой (рис. Л7.1), снимите частотную характеристику ОУ без обратной связи.

3. В предположении, что входное сопротивление ОУ по инвертируемому входу ($R_{вх-}$) бесконечно велико, рассчитайте для схемы на рис. Л7.1 модуль коэффициента обратной связи β на частотах 10 кГц, 1 кГц, 100 Гц и 10 Гц.

4. В лабораторной работе № 5 изучались методы измерения входного сопротивления любых усилителей, в том числе и операционных. Измерение входного сопротивления по дифференциальному входу ($R_{вх.д}$) сделайте по схеме на рис. Л7.2. При неизменном напряжении u_T и значениях элементов, указанных на рис. Л7.2, $R_{вх.д}$ вычисляется по формуле

$$R_{вх.д} = \frac{20U'_{вых}}{U_{вых} - U'_{вых}} \text{ кОм},$$

где $U_{вых}$ и $U'_{вых}$ — амплитуды напряжения на выходе ОУ соответственно при замкнутых и разомкнутых ключах Кл. В процессе измерений как при разомкнутых, так и при замкнутых ключах Кл перед измерением $U_{вых}$ и $U'_{вых}$ устраните смещение нулевого уровня регулировкой напряжения $U_{см}$.

5. Определите напряжение смещения $U_{осм}$, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы напряжение на его выходе стало равным нулю. Так как величина $U_{осм}$ мала, то для ее измерения можно воспользоваться следующим приемом: собрать на основе исследуемого ОУ усилитель с большим коэффициентом усиления, заземлить его вход ($u_T=0$) и измерить при этом выходное напряжение $U_{0вых}$, по значению которого вычислить $U_{осм}$. Рекомендуемая для этих измерений схема приведена на рис. Л7.3. Коэффициент усиления этой схемы по неинвертирующему входу равен

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

поэтому при указанных на рис. Л7.3 значениях элементов схемы

$$U_{осм} \approx -U_{0вых} \cdot 10^{-3}.$$

6. Из элементов модуля № 14 соберите поочередно

усилители с коэффициентом усиления 1; -1 ; 10; -10 . Проверьте соответствие их характеристик расчетным на частотах 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц.

7. Соберите дифференциатор и интегратор с ОУ при

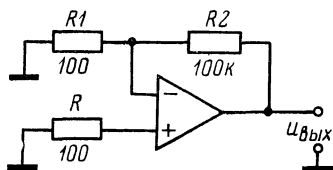


Рис Л7.3 Схема измерения напряжения смещения ОУ

$C=0,1$ мкФ, $R=100$ кОм. В случае интегратора зашунтируйте конденсатор сопротивлением 3 МОм. Предложите метод проверки правильности работы этих схем при помощи имеющихся на рабочем месте приборов и модулей и проверьте работу собранных схем.

Оформление результатов

В отчет включите собранные и проверенные схемы, результаты измерений и выводы.

Контрольные вопросы

1. Перечислите характеристики идеального ОУ.
2. Почему измерение $R_{вх}$ ОУ производят обычно на переменном напряжении?
3. Каковы преимущества дифференциатора и интегратора на ОУ по сравнению с пассивными дифференцирующей и интегрирующей RC-цепью?

Лабораторная работа № 8

Генерирование колебаний

Экспериментально изучаются схемы RC-генераторов квазигармонических и релаксационных колебаний.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; модули № 4, 9, 14, 2.

Сведения из теории

См. § 6.1—6.3.

Задания и методические рекомендации

1. Изучите RC -генератор квазигармонических колебаний.

1.1. Трехзвенная цепочка из одинаковых RC -звеньев модуля № 9 обеспечивает сдвиг фазы колебания на π при частоте

$$f_0 = (2\pi \sqrt{6RC})^{-1}.$$

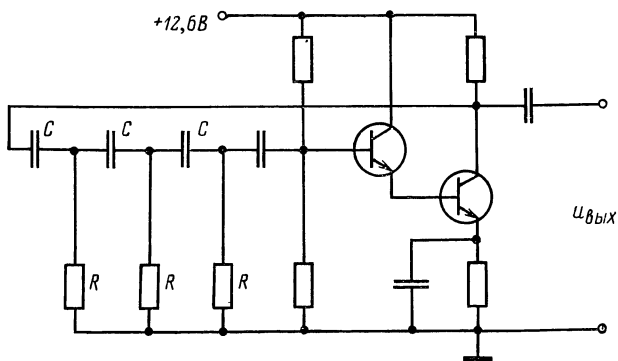


Рис. Л8.1. Принципиальная схема RC -генератора синусоидальных колебаний

Вычислите f_0 и, пользуясь методикой лабораторной работы № 2, определите экспериментально частоту f_0 , на которой петлевой сдвиг по фазе равен 2π .

1.2. Определите возможность возникновения генерации в схеме на рис. Л8.1 и ожидаемые параметры генерируемого сигнала, используя для оценок параметры усилителя, полученные в лабораторной работе № 5.

1.3. Соберите генератор по схеме, приведенной на рис. Л8.1, сравните реальные и расчетные параметры генерируемого сигнала.

2. Изучите релаксационный генератор.

2.1. Соберите генератор по схеме, приведенной на рис. Л8.2 с $R_1 = (2 \div 10)$ кОм; $R_2 = (1 \div 4)$ кОм; $R = (10 \div 100)$ кОм; $C = (0,01 \div 0,1)$ мкФ.

2.2. Рассчитайте период генерации и сравните его с периодом реально генерируемого сигнала.

2.3. Подайте на неинвертирующий вход ОУ через де-

литель 1 : 10 и разделительный конденсатор (1 ÷ 5) нФ синхронизирующий сигнал от звукового генератора. Используя осциллограф, определите интервал частот, в

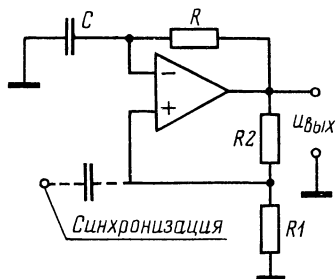


Рис. Л8.2. Принципиальная схема релаксационного генератора

котором генератор на ОУ синхронизируется внешним генератором при величине синхронизирующего напряжения до разделительного конденсатора 1 В, 2 В, 3 В.

Оформление результатов

В отчет включите все исследованные схемы, рассчитанные и измеренные экспериментально параметры исследованных генераторов, осциллограммы генерируемых сигналов, выводы о зоне синхронизации релаксационного генератора на ОУ.

Контрольные вопросы

1. Чем определяется режим самовозбуждения автогенератора и каковы условия стационарности колебаний?
2. Охарактеризуйте особенности жесткого и мягкого режимов самовозбуждения.
3. Какие параметры схемы определяют амплитуду генерируемых квазигармонических колебаний, какие — релаксационных?
4. Какими параметрами схемы определяется частота генерации RC-генератора квазигармонических колебаний, какими — релаксационных?

Лабораторная работа № 9

Параметрические преобразования сигналов

Изучаются физические процессы при амплитудной модуляции, преобразовании частоты и синхронном детектировании.

Приборы и модули: генератор сигналов высокочастотный; генератор звуковых и ультразвуковых частот; электронный осциллограф; универсальный лабораторный стенд; модули № 1, 2, 7, 11, 14.

1. См. § 7.3—7.6.

2. Амплитудный модулятор строится на основе мало-сигнального резонансного усилителя напряжения несущей частоты (см. отчет по лабораторной работе № 5), на вход « u_c » которого (первый затвор транзистора КП 306Б) подается напряжение несущей частоты f_0 ($u_c = u_{\text{нес}}$). Крутизна характеристики S транзистора, а следовательно, и коэффициент усиления K усилителя зависят от напряжения на втором затворе (U_{32}). В пределах квадратичного участка переходной вольтамперной характеристики транзистора зависимость $S(U_{32})$ линейна и коэффициент усиления изменяется по закону приложенного ко второму затвору переменного модулирующего напряжения ($u_{\text{упр}} = u_{\text{мод}}$). При постоянной амплитуде входного напряжения несущей частоты ($U_{\text{нес}} = \text{const}$) огибающая амплитуды выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ повторяет форму модулирующего напряжения $u_{\text{мод}}$.

На основе этой же схемы получается преобразователь частоты, если в качестве управляющего напряжения $u_{\text{упр}}$ использовать высокочастотное гетеродинное напряжение u_r . Естественно, что промежуточная частота $f_{\text{п}}$ при этом должна совпадать с резонансной частотой f_0 усилителя-преобразователя. Следует иметь в виду, что частота f_r гетеродина всегда должна быть выше промежуточной частоты $f_{\text{п}}$. В противном случае возможно появление на выходе преобразователя частоты ложного сигнала промежуточной частоты, обусловленного второй гармоникой сигнала гетеродина, воздействующего на квадратичный участок характеристики транзистора.

Когда частота управляющего напряжения гетеродина (f_r) равна частоте преобразуемого сигнала (f_c), то промежуточная частота $f_{\text{п}}$ равна нулю ($f_{\text{п}} = |f_r - f_c| = 0$). Если при этом разность фаз между u_c и u_r равна нулю (или кратна π), то схема становится синхронным детектором. Ясно, что в этом случае резонансный контур в цепи стоковой нагрузки транзистора необходимо заменить интегрирующей RC -цепью.

Отличительная особенность схемы синхронного детектора состоит в том, что с целью увеличения пределов изменения крутизны характеристики S обычно не ограничиваются квадратичным участком вольтамперной харак-

теристики нелинейного элемента. В изучаемой схеме (модуль № 7) амплитуда управляющего синусоидального напряжения $U_{упр} \approx 10$ В. Наличие в цепи второго затвора ограничивающих диодов Д219А, привязанных к стабилизированным уровням $+4,7$ В и $-4,7$ В, обеспечивает скачкообразное изменение коэффициента усиления усилителя-преобразователя от нуля до некоторого ста-

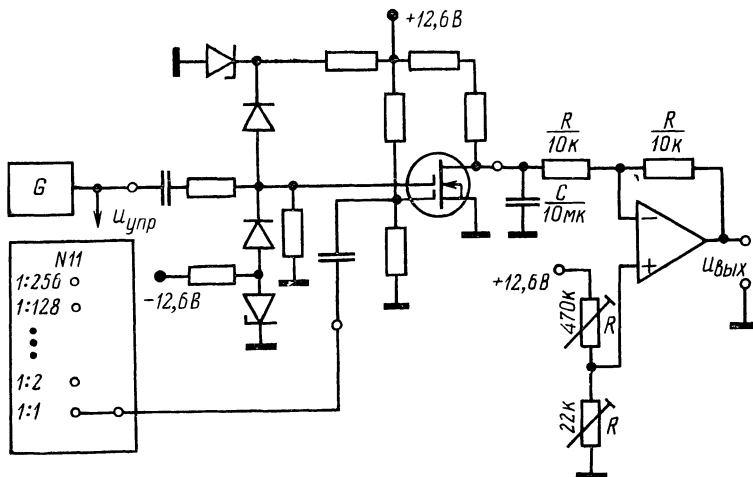


Рис. Л9.1. Схема исследования однополупериодного синхронного детектора

бильного значения K . Для отделения полезного сигнала от постоянной составляющей режима транзистора используется схема вычитания постоянной составляющей на операционном усилителе (рис. Л9.1).

Основные характеристики амплитудного модулятора.

Статическая модуляционная характеристика — зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{вых}$ или коэффициента усиления K от постоянного напряжения на модулирующем электроде ($U_{з2}$) при неизменной амплитуде входного напряжения несущей частоты ($U_{нес} = \text{const}$).

Динамическая модуляционная характеристика — зависимость коэффициента модуляции m от амплитуды

низкочастотного модулирующего напряжения ($U_{\text{мод}}$) при постоянной частоте F модулирующего напряжения и постоянном напряжении смещения на модулирующем электроде ($U_{32} = \text{const}$).

Частотная характеристика — зависимость коэффициента модуляции m от частоты F низкочастотного модулирующего напряжения при постоянной амплитуде последнего ($U_{\text{мод}} = \text{const}$).

Основные характеристики преобразователя частоты: *промежуточная частота* $f_{\text{п}}$ и *коэффициент преобразования*

$$K_{\text{п}} = U_{\text{п}}/U_{\text{с}},$$

где $U_{\text{п}}$ и $U_{\text{с}}$ — амплитуда напряжения промежуточной частоты и входного сигнала соответственно.

Основная характеристика синхронного детектора: *детекторная характеристика* — зависимость постоянного напряжения на выходе детектора ($U_{\text{вых}}$) от амплитуды детектируемого напряжения ($U_{\text{с}}$).

Задания и методические рекомендации

1. Изучите амплитудный модулятор.

1.1. Соберите амплитудный модулятор на основе резонансного усилителя (см. отчет по лабораторной работе № 5).

1.2. Ко входу « $u_{\text{с}}$ » подключите выход высокочастотного генератора несущей частоты. При амплитуде выходного напряжения высокочастотного генератора несущей частоты $U_{\text{нес}} = 50$ мВ настройте частоту генератора на резонансную частоту f_0 усилителя модулятора.

1.3. Подключая второй затвор транзистора поочередно к выходам делителя напряжения смещения U_{32} (0,5 В; 1,0 В; 1,5 В; ...), снимите статическую модуляционную характеристику. Выберите рабочую точку модулятора по второму затвору и подключите к нему необходимое напряжение смещения U_{32} .

1.4. К управляющему входу « $u_{\text{упр}}$ » подключите выход низкочастотного модулирующего генератора. Снимите динамическую модуляционную характеристику при частоте модулирующего напряжения $F = 1$ кГц.

1.5. Снимите частотную характеристику модулятора при амплитуде модулирующего напряжения $U_{\text{мод}} = 0,8$ В.

2. Изучите преобразователь частоты.

2.1. Отключите низкочастотный генератор от управляющего входа « $u_{упр}$ » и подключите к нему выход второго высокочастотного генератора — гетеродина (используется генератор, расположенный на соседнем рабочем месте). Установите частоту гетеродина $f_r = 2$ МГц, амплитуду $U_r = 1$ В.

2.2. Найдите частоты f_c сигнала генератора несущей, при которых получается промежуточная частота $f_{п}$, соответствующая резонансной частоте исследуемого преобразователя ($f_{п} = f_0$).

2.3. Измерьте коэффициент преобразования для каждой преобразуемой частоты.

2.4. Проверьте, дадут ли напряжение промежуточной частоты сигналы с частотами $f_c = 2f_r \pm f_{п}$ и $f_c = 3f_r \pm f_{п}$; если да, то измерьте коэффициент преобразования для этих частот.

3. Изучите синхронный детектор.

3.1. Соберите схему синхронного детектора, приведенную на рис. Л9.1.

3.2. Установите частоту управляющего (опорного) сигнала $f_{оп} = 10$ кГц, амплитуду $U_{оп} = 13$ В. Подавая опорное напряжение на сигнальный вход « u_c » через делитель 1 : 256; 1 : 128; ... 1 : 2 модуля № 11, снимите детекторную характеристику синхронного детектора.

3.3. Используя противофазный выход генератора опорного напряжения, снимите детекторную характеристику для случая $\varphi = \varphi_c - \varphi_{оп} = \pi$.

3.4. Определите коэффициент передачи синхронного детектора.

3.5. Отключите от стока транзистора интегрирующую емкость 10 мкФ и от управляющего входа « $u_{упр}$ » опорный генератор; подключите второй затвор к постоянному уровню напряжения $U_{з2}^* = 5,3$ В. Снимите амплитудную характеристику полученного RC-усилителя и сравните ее с детекторной характеристикой исследованного синхронного детектора.

Оформление результатов

В отчет включите принципиальные схемы исследованных устройств, блок-схемы всех измерений, таблицы результатов измерений и соответствующие им графики в удобной для анализа форме.

Контрольные вопросы

1. Изложите физические основы действия изучаемых в данной работе преобразователей сигналов.

2. Какой должна быть функциональная зависимость тока стока от напряжения на втором (модулирующем) затворе для получения огибающей АМ-сигнала, наиболее точно соответствующей форме модулирующего напряжения?

3. В чем отличие процесса преобразования частоты от процесса амплитудной модуляции?

4. В чем преимущества и недостатки управления коэффициентом передачи нелинейного элемента синхронного детектора ступенчатым напряжением по сравнению с синусоидальным?

Лабораторная работа № 10

Балансные параметрические преобразователи сигналов

Изучаются балансные схемы амплитудного модулятора, преобразователя частоты и синхронного детектора. Сравняются характеристики синхронного и диодного амплитудного детекторов.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор высокочастотный; генератор звуковых и ультразвуковых частот; модули № 10, 11, 4, 8.

Сведения из теории

1. См. § 7.3.

2. В данной работе изучаются параметрические преобразователи сигналов на основе диодного моста, который часто называют кольцевой схемой, так как все диоды включены в одной и той же полярности относительно направления обхода плечей моста по кольцу.

Балансный модулятор (рис. Л10.1, а). Ток опорной (несущей) частоты подается в диагональ моста через трансформатор Т2, выходная обмотка «3—5» которого имеет вывод средней точки «4». К другой диагонали моста подключена такая же обмотка трансформатора Т1, с обмотки «1—2» которого снимается выходное напряжение « $u_{\text{ВЫХ}}$ ». Одной полуволной опорного сигнала открывается пара диодов VD1—VD2, второй — пара диодов VD3—VD4. При полной идентичности полуобмоток «3—4» и «4—5» трансформаторов и характеристик диодов опорный сигнал не воздействует на входную обмотку трансформатора Т1, если модулирующий ток $i_{\text{мод}}=0$.

Если модулирующий ток не равен нулю ($i_{\text{мод}} \neq 0$), то в положительный полупериод он протекает через нижнюю «4—5», а в отрицательный — через верхнюю «3—4» полуобмотки трансформатора Т1 (токи I_1 и I_2 на рис. Л10.1, б, в). Вследствие этого выходное напряжение

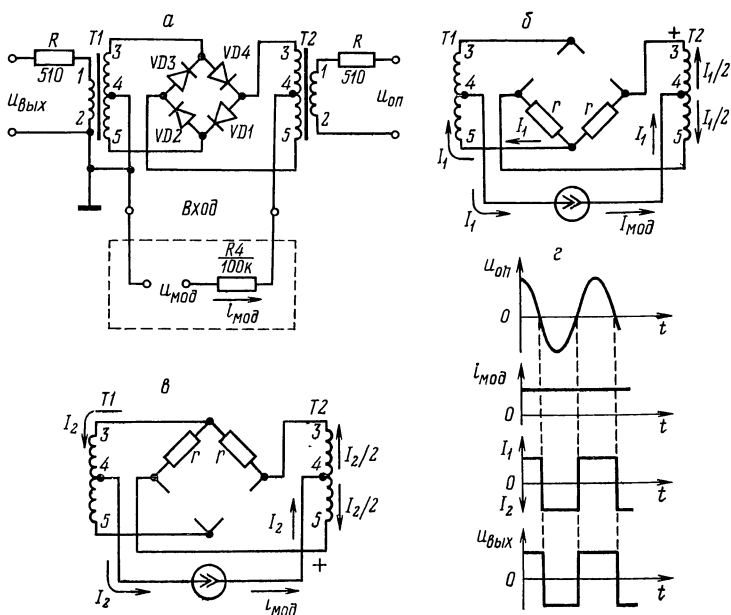


Рис. Л10.1. Балансный модулятор:

a — принципиальная схема (пунктиром обведен источник тока для снятия модуляционной характеристики); *б* — эквивалентная схема для положительной полуволны опорного напряжения $u_{\text{оп}}$ на концах «3—5» выходной обмотки трансформатора Т2; *в* — то же для отрицательной полуволны $u_{\text{оп}}$; *г* — временная диаграмма токов и напряжений

$u_{\text{вых}}$ имеет вид синхронных с опорным сигналом импульсов (рис. Л10.1, г). Амплитуда выходного сигнала пропорциональна силе постоянного или медленно (по сравнению с опорным) меняющегося модулирующего тока $i_{\text{мод}}$. Фаза выходного сигнала относительно фазы опорного сигнала (несущей) определяется направлением модулирующего тока (знаком полярности модулирующего напряжения). Очевидно, что зависимость амплитуды выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ от силы модулирующего тока

$i_{\text{мод}}$ будет линейной только в том случае, если сила модулирующего тока много меньше силы тока опорного сигнала, открывающего диоды. Только при таком условии дифференциальное сопротивление r открытых диодов ведет себя как постоянное сопротивление модулирующе-

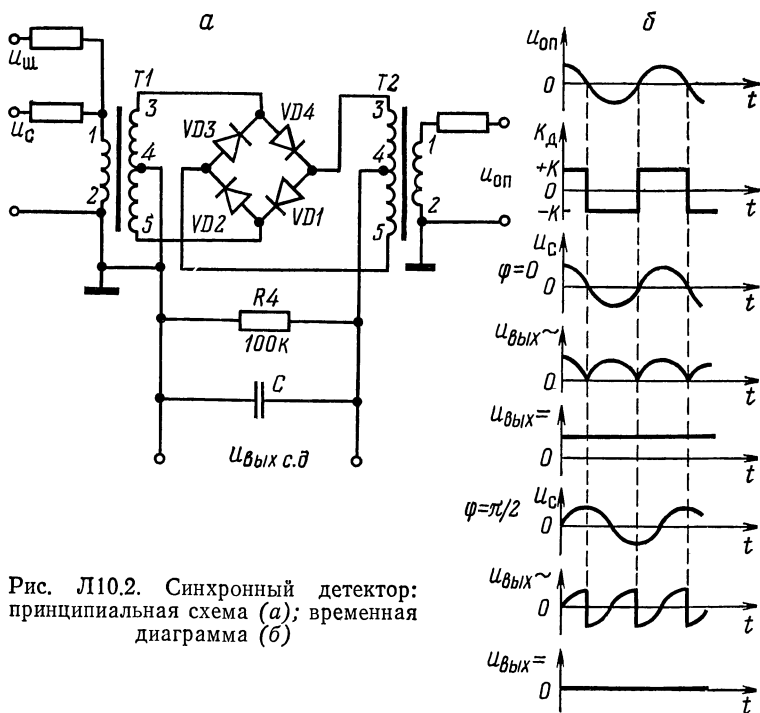


Рис. Л10.2. Синхронный детектор: принципиальная схема (а); временная диаграмма (б)

му току и справедливы эквивалентные схемы на рис. Л10.1, б, в.

Синхронный детектор. Приведенная на рис. Л10.1, а схема балансного модулятора обладает свойством обратимости. Если при неизменном опорном напряжении замкнуть накоротко клеммы « $u_{\text{мод}}$ », а к клеммам « $u_{\text{вых}}$ » приложить синхронное с опорным синусоидальное напряжение, то схема становится синхронным детектором напряжения u_c (рис. Л10.2, а). Если u_c и $u_{\text{оп}}$ находятся в фазе ($\varphi=0$, $\cos \varphi=1$), то схема работает как двухполупериодный выпрямитель напряжения u_c . Если $u_{\text{оп}}$ и u_c

противофазны ($\varphi=\pi$, $\cos \varphi=-1$), то схема снова уподобляется двухполупериодному выпрямителю с изменившейся на противоположную полярностью выходного напряжения $u_{\text{вых.с.д}}$. При $\varphi=\pi/2$ усредненное RC -фильтром $u_{\text{вых.с.д}}$ равно нулю, так как на выход проходят равновеликие положительная и отрицательная полуволны u_c (рис. Л10.2, б).

Преобразователь частоты. Синхронный детектор осуществляет операцию перемножения аналоговых сигналов. Поэтому если $u_{\text{оп}}$ и u_c не являются сигналами одной и той же частоты с постоянным сдвигом фаз, как это имеет место при синхронном детектировании, а представляют собой, например, гармонические колебания частот f_1 и f_2 , то на выходе синхронного детектора должны появиться напряжения комбинационных частот $f_{\pi} = |f_1 \pm f_2|$.

Задания и методические рекомендации

1. Исследуйте балансный модулятор.

1.1. На основе модуля № 10 соберите схему балансного модулятора (рис. Л10.1, а).

1.2. К входу « $u_{\text{оп}}$ » подключите выход низкочастотного генератора. Установите частоту генерации, равную рабочей частоте $f_{\text{оп}}$ модуля № 10 ($f_{\text{оп}}$ указана на модуле). Амплитуду опорного напряжения установите равной 3 В. При выполнении всех заданий опорный сигнал оставляйте без изменения! К входу « $u_{\text{мод}}$ » подключите выход делителя напряжения модуля № 11.

1.3. Поочередно подключая постоянное напряжение +5 В ко входам делителя 1 : 256; 1 : 128; ... 1 : 2, снимите модуляционную характеристику $u_{\text{вых}}(u_{\text{мод}})$ балансного модулятора.

2. Исследуйте синхронный детектор.

2.1. На основе модуля № 10 соберите схему синхронного детектора (рис. Л10.2, а).

2.2. К входу « u_c » подключите выход делителя напряжения модуля № 11.

2.3. Поочередно подключая ко входам делителя 1 : 256; 1 : 128; ... 1 : 2 опорное напряжение, снимите детекторную характеристику $u_{\text{вых.с.д}}(U_c)$ при двух значениях интегрирующей емкости C : 0,15 и 10 мкФ. Данные записывайте в таблицу по форме табл. Л10.1.

2.4. Те же измерения поделайте для обеих постоян-

$U_c : U_{оп}$	Без помех		С помехой	
	$u_{\text{вых. с. д}}$	$u_{\text{вых. д. д}}$	$u_{\text{вых. с. д}}$	$u_{\text{вых. д. д}}$
1 : 256				
1 : 128				
.				
.				
.				
1 : 2				
1 : 1				

ных времени выходной цепи, подключив ко входу « $u_{ш}$ » выход «1 В» модуля № 12 — генератора шума.

3. Сравните характеристики синхронного и диодного амплитудного детекторов.

3.1. На базе модуля № 10 соберите схему двухполупериодного диодного амплитудного детектора (рис. Л.10.3).

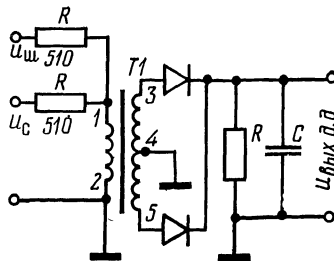


Рис. Л.10.3. Принципиальная схема двухполупериодного диодного детектора

3.2. Снимите детекторную характеристику — зависимость $u_{\text{вых. д. д}}(u_c)$, пользуясь делителем напряжения модуля № 11. То же самое проделайте при подключенном к клемме « $u_{ш}$ » выходе «1 В» генератора шума.

4. Исследуйте преобразователь частоты.

4.1. Восстановите схему синхронного детектора без подключения дополнительной интегрирующей емкости к выходу.

4.2. Из модулей № 4 и 8 соберите активный фильтр и определите центральную частоту f_0 его полосы пропускания (см. отчет по лабораторной работе № 6). Подключите вход активного фильтра к выходу « $U_{\text{вых.с.д}}$ ». На вход « u_c » подайте напряжение 1 В от высокочастотного генератора.

4.3. Оставляя неизменной амплитуду напряжения U_c и пользуясь осциллографом как измерителем напряжения, снимите зависимость напряжения на выходе фильтра от частоты сигнала (f_c). Обратите внимание на поведение выходного сигнала при частотах преобразуемого напряжения $f_c = f_{\text{оп}} \pm f_0$; $f_c = 2f_{\text{оп}} \pm f_0$; $f_c = 3f_{\text{оп}} \pm f_0$; $f_c = 4f_{\text{оп}} \pm f_0$; $f_c = 5f_{\text{оп}} \pm f_0$.

Оформление результатов

В отчет включите изученные схемы. Результаты измерений представьте в виде таблиц и графиков исследованных зависимостей и объясните их.

Контрольные вопросы

1. Назовите необходимые условия преобразования частоты.
2. Почему синхронное детектирование является линейным преобразованием модулирующего сигнала?
3. На чем основана высокая помехозащищенность при синхронном детектировании?
4. Как влияет постоянная времени выходной цепи на работу синхронного детектора?

Лабораторная работа № 11

Ключевые схемы

Экспериментально изучаются свойства инверторов и основных типов триггеров транзисторно-транзисторной логики.

Приборы и модули: электронный осциллограф; универсальный лабораторный стенд; тестер; модули № 6, 16—19.

Сведения из теории

См. § 8.1—8.6.

Задания и методические рекомендации

1. Снимите передаточную характеристику инвертора (определите зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от входного напряжения $U_{\text{вх}}$).

1.1. Для этого подайте на один вход инвертора напряжение логической единицы и изменяйте напряжение на втором входе в пределах $0 \div 5$ В, контролируя $U_{\text{вых}}$ при помощи осциллографа.

1.2. Постройте график $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ при изменении напряжения входа от нуля до $+5$ В и от $+5$ В до нуля. То же самое проделайте, поменяв местами входы, а также при условии, что на один из входов инвертора ничего не подключено. Объясните результаты измерений.

2. Подавая на входы элемента «2И — НЕ» (модуль № 17) все возможные комбинации логических нулей (0 В) и единиц ($+5$ В), составьте таблицу истинности этого элемента. Напряжение на выходе контролируйте осциллографом.

3. Из элементов модуля № 17 соберите схему RS-триггера с инверсным управлением (рис. 8.7, а). Составьте таблицу переходов триггера, подавая на вход различные комбинации логических сигналов. Выходные уровни контролируйте осциллографом.

4. Модуль № 19 представляет собой «бездребезговый» генератор перепадов напряжения «логический нуль — логическая единица» (рис. 8.8). Проверьте работу генератора, пользуясь осциллографом.

5. Соберите синхронизируемый RS-триггер (рис. 8.9). Подключите к С-входу выход генератора перепадов напряжения, установив на этом выходе логический нуль. Составьте таблицу переходов триггера, подавая на R- и S-входы различные комбинации логических сигналов и включая после этого на некоторое время логическую единицу на вход С.

6. Соберите D-триггер (рис. 8.10, б). Исследуйте его работу, пользуясь такими же приемами, как и в случае RS-триггера.

7. Соберите D-триггер с двухступенчатым запоминанием (рис. 8.11, а). Подавая на вход С сигналы от генератора перепадов напряжения, составьте таблицу переходов для основного и вспомогательного триггеров. Результаты измерений занесите в таблицу по форме табл. Л11.1.

8. Преобразуйте схему D-триггера с двухступенчатым запоминанием в триггер со счетным входом T (рис. 8.13, а). Проверьте работу T-триггера при помощи генератора перепадов напряжений. Подайте на T-вход

Таблица Л11.1

С-вход	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0
D-вход	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
Q _{вспом}	0									
С-вход вспомог.	1									
Q _{вых}	0									

положительные импульсы от модуля № 6. Используя режим внешней синхронизации, синхронизируйте развертку осциллографа перепадами напряжения с выхода исследуемого T -триггера. Снимите осциллограммы на всех элементах триггера и зарисуйте их совместно с сигналом на T -входе.

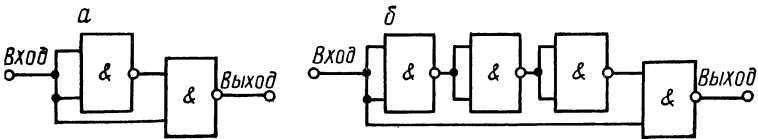


Рис. Л11.1. Формирователи коротких импульсов

9. На рис. Л11.1 изображены схемы формирователей коротких импульсов из перепадов напряжения. Объясните принцип действия схемы, при каком перепаде ($0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$) напряжения на выходе появляется импульс? Какая из схем генерирует импульс большей длительности? Какова полярность формируемого схемой импульса?

Докажите работоспособность формирователей (рис. Л11.1) при помощи приборов и модулей, предназначенных для выполнения данной работы.

Оформление результатов

В отчет включите исследованные схемы, графики, таблицы истинности, построенные на основании осциллограмм временные диаграммы и объяснение принципа действия схем на рис. Л11.1.

Контрольные вопросы

1. Какие режимы работы транзисторов используются в элементах ТТЛ?
2. Каково отличие временных диаграмм D -триггеров с одно- и двухступенчатым запоминанием?
3. В каких триггерах можно организовать T -вход?
4. Можно ли, пользуясь только пассивными элементами, организовать T -вход в триггере с одноступенчатым запоминанием?

Лабораторная работа № 12

Супергетеродинный радиоприемник

Изучается принцип действия супергетеродинного радиоприемника и измеряются его основные характеристики.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов высокочастотный; генератор сигналов низкочастотный; тестер; радиоприемник, в котором сделаны выводы входов и выходов смесителя, детектора, УПЧ, усилителя низкой частоты и предусмотрено отключение АРУ и громкоговорителя.

Сведения из теории

1. Функциональная схема супергетеродинного радиоприемника для приема радиостанций, работающих с амплитудной модуляцией (АМ) в диапазонах длинных, средних и коротких волн или с частотной модуляцией в области ультракоротких волн (УКВ), приведена на рис. Л12.1.

Основное усиление АМ-сигналов в радиоприемнике производится на неизменной промежуточной частоте $f_{\text{п}}$. Сигнал промежуточной частоты вырабатывается смесителем и является низшей комбинационной частотой сигнала радиостанции и напряжения имеющегося в приемнике вспомогательного генератора — гетеродина. По этой причине на выходе смесителя могут образоваться промежуточные частоты как от радиостанции, несущая частота которой больше частоты гетеродина ($f_{\text{с}} = f_{\text{Г}} + f_{\text{п}}$), так и от радиостанции с несущей, меньшей частоты гетеродина ($f'_{\text{с}} = f_{\text{Г}} - f_{\text{п}}$). Один из этих сигналов — полезный, второй, называемый «зеркальным», — помеха.

Входная цепь радиоприемника служит первой ступенью выделения радиосигнала выбранной радиостан-

ции из напряжений, создаваемых на антенном входе приемника всеми радиостанциями и источниками различного рода помех. Эта цепь представляет собой связанный с антенной колебательный контур, настроенный на частоту принимаемой радиостанции, и резонансный усилитель, настроенный на ту же частоту. Цепь от антенны до входа

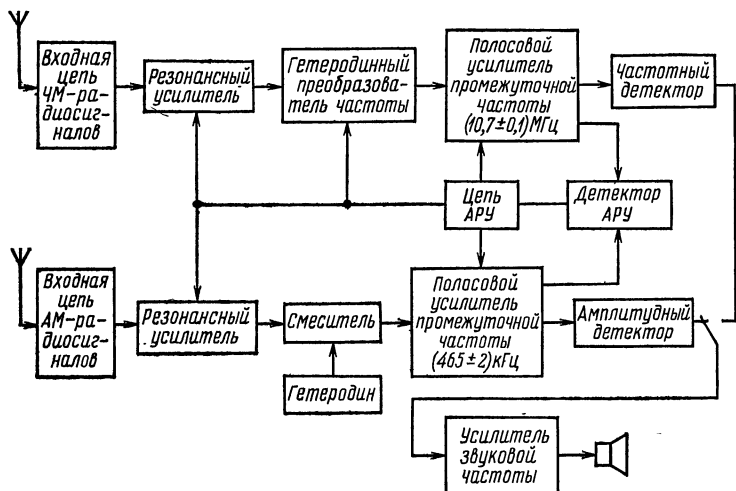


Рис. Л12.1. Функциональная схема супергетеродинного радиоприемника

смесителя всего в несколько раз усиливает сигнал принимаемой радиостанции, но она осуществляет предварительную селекцию этого сигнала, значительно ослабляя помехи от других радиостанций, работающих на частоте зеркального канала.

Гетеродин представляет собой генератор гармонического сигнала, и перестройка его частоты не вызывает затруднений. Для простоты эксплуатации элементы настройки входного контура, резонансного усилителя и гетеродина сопрягаются между собой при разработке и наладке радиоприемника. Настройка на выбранную радиостанцию осуществляется включением поддиапазона (одновременно переключаются входной контур и контур резонансного усилителя), в котором работает станция, и плавной настройкой на ее несущую частоту (изменяется

емкость конденсатора переменной емкости или варикапа). Промежуточная частота равна 465 кГц при приеме АМ-сигналов и 10,7 МГц при приеме ЧМ-сигналов.

После усиления сигнал детектируется амплитудным или частотным детектором соответственно при АМ или ЧМ, усиливается услителем низкой частоты и приводит в действие звуковоспроизводящую систему (громкоговоритель).

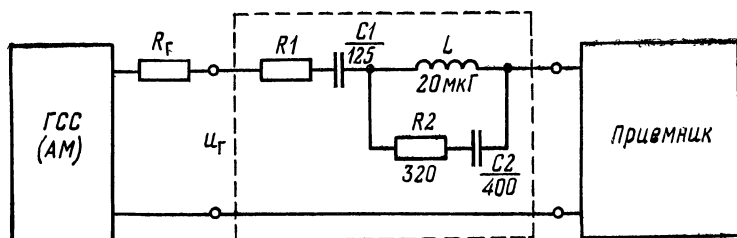


Рис. Л12.2. Включение стандартного эквивалента антенны для измерения характеристик АМ-тракта радиоприемника; $R_1 = (80 - R_f)$ Ом

Уровень возбуждаемого в антенне сигнала от различных радиостанций может сильно различаться. Для нормальной работы приемника вводится цепь автоматической регулировки усиления (АРУ), которая автоматически уменьшает усиление больших сигналов. Управляющий сигнал для цепи АРУ вырабатывается детектором АРУ. Действие АРУ приводит к тому, что «сильные» и «слабые» радиостанции создают на выходе радиоприемника соизмеримый эффект.

Естественно, что при большом уровне сигнала радиостанции требуется малый общий коэффициент усиления приемника, а значит, происходит малое усиление помех. Качество приема при этом улучшается.

2. Основные характеристики приемника. При классификации приемников и оценке их качества используют такие характеристики, как чувствительность, избирательность по соседнему, зеркальному и прямому каналам, полоса пропускания и др.

Чувствительность радиовещательных приемников количественно определяется как минимальная э. д. с. на антенном входе, обеспечивающая заданную мощность

сигнала на выходе при определенном отношении сигнала к шуму. Чувствительность приемника измеряют, подключая ГСС к антенному входу приемника через эквивалент антенны (рис. Л12.2). При испытании переносных приемников ГСС подключают к сложной штыревой антенне через конденсатор малой емкости (10 пФ).

Согласно ГОСТ 9783-61 чувствительность радиовещательных приемников измеряют при глубине ампли-

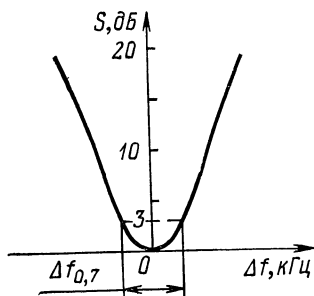


Рис. Л12.3. Кривая избирательности радиоприемника

тудной модуляции $m=0,3$, частоте модуляции $F=400$ Гц или 1 кГц и выходной мощности $P_{\text{вых}}=50$ мВт.

Измерение чувствительности производят в трех точках каждого поддиапазона, причем крайние точки должны отстоять от концов поддиапазона на 0,1—0,2 его ширины.

Избирательность характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из суммы сигналов на его входе. Наиболее полно избирательность характеризуется кривой избирательности (селективности)

$$S(\Delta f) = \frac{u_{\Gamma}(f_0 + \Delta f)}{u_{\Gamma f_0}},$$

где $u_{\Gamma f_0}$ — соответствующее чувствительности приемника напряжение на выходе ГСС (рис. Л12.2) при настройке его частоты на резонансную частоту f_0 приемника, а $u_{\Gamma(f_0 + \Delta f)}$ — при расстройке частоты генератора относительно f_0 на Δf (рис. Л12.3).

Часто нет необходимости снимать полностью кривую избирательности, а достаточно определить избирательность для частот, на которых наиболее вероятно проникновение в канал приемника помех. Обычно измеряют из-

бирательность по соседнему, зеркальному и прямому каналам.

Избирательность по соседнему каналу измеряют так. Сначала измеряют чувствительность приемника при точной настройке ГСС на заданную частоту f_0 . Затем, не изменяя настройки приемника, изменяют частоту ГСС на $\pm \Delta f_{с.к}$ и снова измеряют чувствительность. Величину $\Delta f_{с.к} = f_{с.к} - f_0$ на средних и длинных волнах берут равной 10 кГц, на коротких волнах $\Delta f_{с.к} = 25$ кГц, на метровых волнах $\Delta f_{с.к} = 100$ кГц. Отношение чувствительности при расстройке на $\Delta f_{с.к}$ к чувствительности при резонансной частоте и есть избирательность по соседнему каналу.

Избирательность по зеркальному каналу измеряют таким же способом, как и избирательность по соседнему каналу, только расстройку ГСС производят на двойную промежуточную частоту ($\Delta f_{з.к} = 2f_{п}$).

Избирательность по прямому каналу измеряют так. Сначала измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнала. Затем, не меняя настройки приемника, ГСС настраивают на промежуточную частоту приемника и снова измеряют чувствительность. Отношение этих чувствительностей равно избирательности приемника по прямому каналу. Избирательность по прямому каналу измеряют на концах поддиапазонов длинных и средних волн, близких к промежуточной частоте.

Для определения *полосы пропускания* измеряют чувствительность приемника при настройке в резонанс с частотой ГСС. Потом, не меняя настройки приемника, увеличивают выходное напряжение ГСС на 3 дБ, изменяют частоту ГСС в обе стороны от резонансной до получения первоначального напряжения на выходе приемника. Разность частот расстройки генератора равна полосе пропускания.

Задания и методические рекомендации

1. Изучите принципиальную схему радиоприемника.
2. Экспериментально определите чувствительность, избирательность и полосу пропускания приемника на предложенных частотах.
3. Снимите частотные характеристики усилителя низкой частоты при крайних положениях регуляторов темб-

ра (максимальный «подъем» крайних частот и максимальный «завал»).

Оформление результатов

В отчет включите результаты измерения характеристик радиоприемника.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные отличия супергетеродинного радиоприемника от приемника прямого усиления.
2. Поясните причину наличия зеркального канала.
3. Чем достигается избирательность по зеркальному каналу?
4. Для чего нужна в радиоприемнике автоматическая регулировка усиления?

ПРИЛОЖЕНИЕ

Оборудование учебной лаборатории

Каждое рабочее место в лаборатории оснащается ординарными радиоизмерительными приборами: высокочастотным и низкочастотным (звуковым) генераторами, осциллографом, мультиметром и электронным калькулятором. Конкретный тип применяемых приборов принципиального значения не имеет, причем приборы старых марок нередко оказываются более удобными из-за лучшей механической прочности. Что же касается самих исследуемых элементов и устройств, то они также могут быть построены произвольным образом. При этом, однако, чрезвычайно важно соблюсти принцип наглядности, расположив гнезда для подключения измерительных приборов и перемычек непосредственно на чертеже изучаемой принципиальной схемы.

Эффективность практикума повышается при сведении к минимуму затрат времени для выполнения рутинных операций типа сборки («монтажа») схемы, подключения ее к источникам питания, восстановления источников питания после случайного короткого замыкания, замены вышедших из строя приборов и т. п. Все эти задачи достаточно хорошо решаются при помощи описываемого ниже стенда и набора модулей, которыми комплектуется каждое рабочее место.

Универсальный лабораторный стенд (рис. П.1) представляет собой конструкцию с панелью для установки модулей. Одновременно на панели может быть установлено до двенадцати модулей. Этого вполне достаточно для любой лабораторной работы с учетом возможностей модернизации, а также случаев поломки отдельных гнезд. Все 12 полей для фиксации модулей идентичны и имеют по 5 контактных гнезд. Одно из них находится под потенциалом земли, и относительно него отсчитываются напряжения на остальных гнездах: $+5$ В; $+12,6$ В; $-12,6$ В; -25 В. Модуль может быть установлен на любое поле единственным образом, что исключает возможность

неправильного подключения к нему напряжений питания. Все уровни напряжения стабилизированы и вырабатываются источником питания, принципиальная схема которого приведена на рис. П.20.

Простейшим является стабилизатор напряжения +25 В, собранный на резисторе R23 и стабилитронах VD25—VD27. Этот уровень к гнездам не подводится, а служит для питания операционных усилителей стабилизаторов уровней +5 В и +12,6 В.

Уровень -25 В стабилизируется схемой с проходным транзистором VT7. Сигнал ошибки для управления током этого транзистора вырабатывается путем сравнения напряжения на стабилитроне VD8 с частью выходного напряжения, снимаемого с делителя на резисторах R21, R22. Сопротивление R20 и диод VD25 образуют цепь, ограничивающую ток через проходной транзистор в случае короткого замыкания выходных клемм и предотвращающую тем самым необратимый выход стабилизатора из строя. Уровень -25 В подводится к одному из гнезд каждого модуля и используется для питания операционного усилителя в стабилизаторе уровня -12,6 В.

Электронные стабилизаторы напряжений +5 В; +12,6 В; -12,6 В собраны по идентичным схемам. Проходные транзисторы в них являются составными, а напряжение ошибки вырабатывается путем подачи на дифференциальные входы операционных усилителей части выходного напряжения и напряжения на стабилитронах. Принцип организации защиты от перегрузок и короткого замыкания такой же, как и в стабилизаторе уровня -25 В.

Модуль № 1 (рис. П.2) содержит набор резисторов. Номинальные значения их сопротивлений выбраны с таким расчетом, чтобы обеспечить необходимые параметры схем при выполнении лабораторных работ. Переменные резисторы 470 кОм и 22 кОм позволяют осуществить требуемые регулировки параметров.

Модуль № 2 (рис. П.4) содержит набор реактивных элементов. Катушка индуктивности L1 с конденсатором емкостью 270 пФ образует колебательный контур с резонансной частотой ниже 1 МГц. Колебательный контур с более высокой резонансной частотой строят на основе катушки индуктивности L2. Подстроечный конденсатор емкостью 8—30 пФ используется при изучении компенсированного делителя. Элементы модуля можно применять также в других схемах.

Модуль № 3 (рис. П.3) предназначен для осциллографирования характеристик транзистора. Исследуемым является транзистор VT2.

При осциллографировании выходных характеристик свободный полюс резистора R5 через миллиамперметр подключается к базе транзистора VT2. Ток базы VT2 задается как параметр и устанавливается по миллиамперметру регулировкой резистора R5. Коллектор

исследуемого транзистора VT2 подключается к эмиттеру транзистора VT1. Пренебрегая вкладом тока базы VT1, можно считать, что весь коллекторный ток I_k исследуемого транзистора течет через R_1 , создавая падение напряжения $U_{k1} = I_k R_1$, которое и осциллографируется через сопротивление R_2 .

Модуль № 4 (рис. П.6) содержит набор элементов для построения усилительного RC-каскада и исследования его характеристик. В качестве активного элемента использован составной транзистор по схеме Дарлингтона. Сопротивление в эмиттерной цепи транзистора VT2 создается двумя резисторами (R_6 и R_7), что позволяет строить усилительный каскад как без обратной связи, так и с двумя значениями коэффициента последовательной отрицательной обратной связи по току. Резисторы R_8 и R_9 используются для установления заданной нагрузки усилителя по переменному току при измерении выходного сопротивления каскада. Резисторы R_1 и R_2 могут служить в качестве балластных сопротивлений при измерении входного сопротивления каскада, а также для преобразования генератора испытательного напряжения в генератор тока при исследовании активного фильтра с двойным T-образным мостом в цепи параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Делитель напряжения на резисторах R_3 и R_4 задает режим каскада по постоянному току.

Модуль № 6 (рис. П.5) представляет собой генератор прямоугольных импульсов. Он собран на двухходовых инверторах транзисторно-транзисторной логики, которые приведены в режим линейных усилителей путем подключения объединенных эмиттеров входного транзистора к общей шине через сопротивления 2,2 кОм. Фактически схема их включения эквивалентна асимметричному мультивибратору. Два других инвертора обеспечивают развязку, благодаря чему измерение внешней нагрузки не изменяет свойств собственно мультивибратора.

Модуль № 7 (рис. П.7) содержит двухзатворный полевой транзистор с элементами обеспечения режимов усиления, амплитудной модуляции, преобразования частоты и синхронного детектирования. Напряжение на втором затворе транзистора ограничивается диодами, смещенными в обратном направлении напряжениями +4,7 В и -4,7 В, получаемыми на стабилитронах КС147А. С учетом падения напряжения на $p-n$ -переходе диода, смещенного в прямом направлении, напряжение на втором затворе транзистора ограничивается значениями $\pm 5,3$ В.

Модуль № 8 (рис. П.8) содержит заградительный фильтр, построенный по схеме двойного T-образного моста. Номинальное значение элементов фильтра $C_1 = C_2 = 1$ нФ; $C_3 = 2$ нФ; $R_1 = R_2 = 20$ кОм;

$R_3 = 10$ кОм. В соответствии с формулой (2.158) частота максимального ослабления фильтра равна приблизительно 8 кГц.

Модуль № 9 (рис. П.9) содержит трехзвенную фазосдвигающую RC-цепь, применяемую в генераторах низкочастотных колебаний, построенных на основе инвертирующего усилителя. Дополнительная цепочка CR' служит в качестве эквивалентной нагрузки усилителя при измерении петлевого сдвига фазы, когда вход трехзвенной фазосдвигающей цепи отключен от выхода усилителя.

Модуль № 10 (рис. П.10) содержит диодную кольцевую схему и трансформаторы для ее согласования с внешними цепями, а также двухполупериодный диодный детектор. Для обеспечения хорошего баланса, т. е. минимального прохождения управляющего (опорного) напряжения на выход, диоды в кольце (VD1—VD4) подбираются по возможности с идентичными прямыми ветвями вольтамперной характеристики. Отвод 4 в трансформаторах делается точно от середины обмотки. Это легко обеспечить, если обмотку выполнить двойным проводом, а затем конец одной полуобмотки соединить с началом второй.

Модуль № 11 (рис. П.11) содержит делитель напряжения с коэффициентом передачи $K = 1 : 512; 1 : 256; 1 : 128; \dots 1 : 2; 1 : 1$ и резисторы защиты уровней питания.

Модуль № 12 (рис. П.12) содержит генератор шумового напряжения. Принципиальная схема генератора приведена на рис. П.12, б. Шумовое напряжение генерируется стабилитроном VD1, рабочая точка которого выбрана на пологом участке вольтамперной характеристики большим сопротивлением нагрузочного резистора R_3 . Это шумовое напряжение усиливается инвертирующим усилителем с большим коэффициентом усиления на основе операционного усилителя К1УТ401Б и поступает на выход через цепочку R7C4 ($U_{ш} = 1$ В) и через делитель R8, R9 и разделительный конденсатор C6 ($U_{ш} = 0,1$ В).

Модуль № 14 (рис. П.13) выполнен на базе интегральной микросхемы К1УТ401 и служит для изучения параметров операционного усилителя. В состав модуля входят также источник напряжения смещения $U_{см}$, делитель напряжения с входами $\times 10^{-3}; \times 10^{-2}; \times 10^{-1}$, а также набор резисторов для построения предусмотренных лабораторным заданием устройств на основе операционного усилителя.

Модуль № 15 (рис. П.14) содержит набор нелинейных двухплюсников: стабилитроны с различными значениями напряжения стабилизации (Д814, Д809 и 2С133), германиевый диод (Д9А), туннельный диод (АИ101) и нелинейный полупроводниковый резистор (НПР). В модуле имеются также резисторы, с помощью которых

можно подобрать наиболее подходящий режим для осциллографирования вольтамперных характеристик двухполюсников.

Модуль № 15а (рис. П.15) содержит разделительный трансформатор и применяется для получения переменного напряжения, не связанного с земляной шиной, например, для осциллографирования вольтамперных характеристик различных элементов.

Модуль № 16 (рис. П.16) содержит биполярные $n-p-n$ (1Т101, МП105)- и $p-n-p$ (МП10, МП113)- транзисторы, полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом и каналами p - и n -типа, постоянные резисторы и потенциометр.

Модуль № 17 (рис. П.17) выполнен на базе интегральной микросхемы К155ЛА3 и содержит 4 логических элемента 2И — НЕ. Имеет выходы напряжения, соответствующие постоянному логическому нулю «0» и постоянной логической единице «1».

Модуль № 18 (рис. П.18) содержит два D -триггера (интегральная микросхема К1ТК552) и 4 логических элемента 2И — НЕ (интегральная микросхема К155ЛА3).

Модуль № 19 (рис. П.19) содержит два «бездребезговых» переключателя, выполненных на основе RS -триггеров. Переключатели служат для формирования уровней напряжения, соответствующих логической единице и логическому нулю с четким переходом от одного уровня к другому.

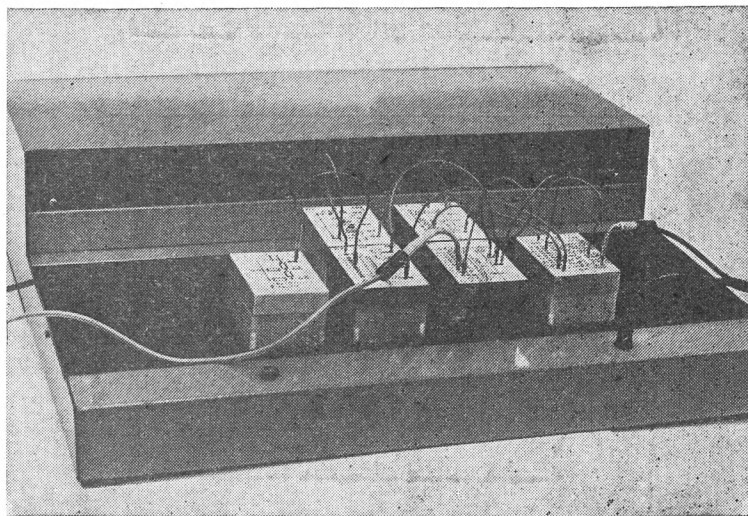


Рис. П.1

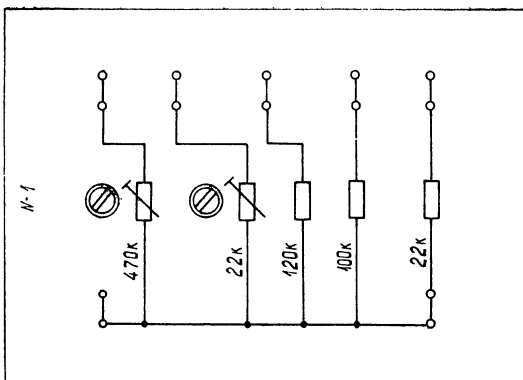
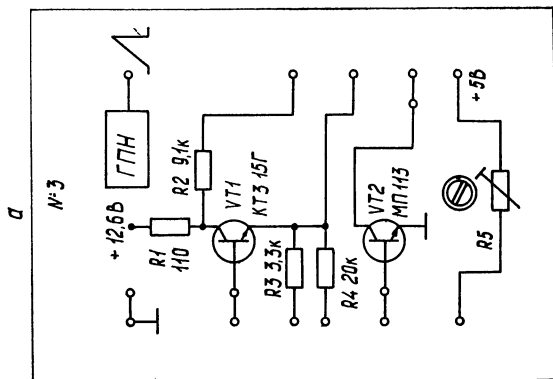
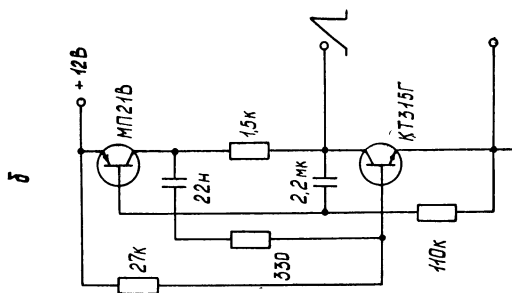


Рис. П.2

Рис. П.3

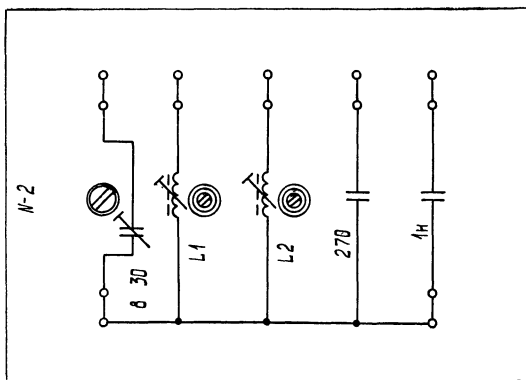
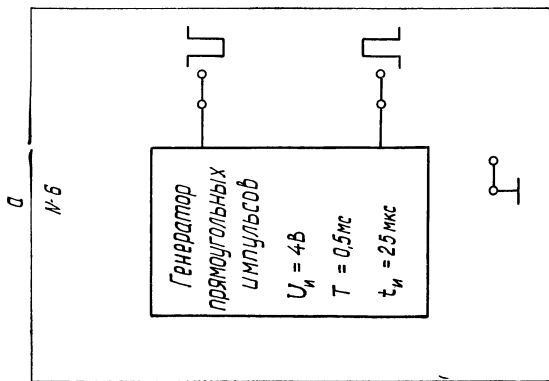
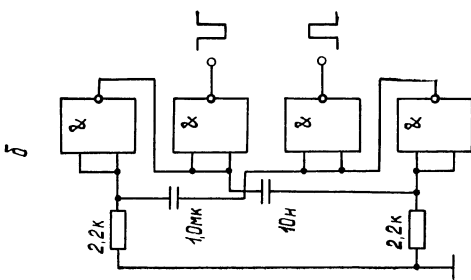


Рис. П.5

Рис. П.4

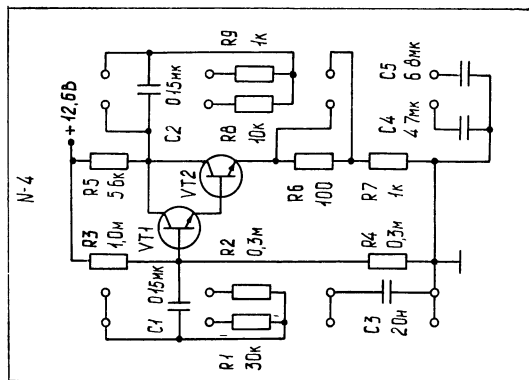


Рис. П.6

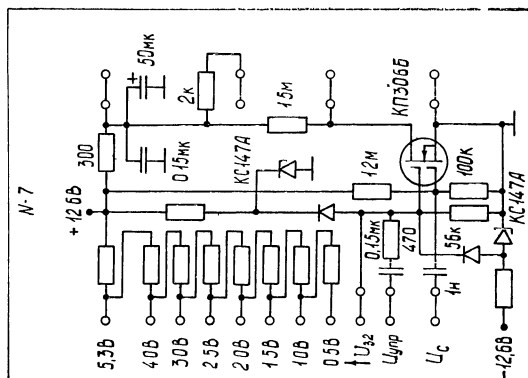


Рис. П.7

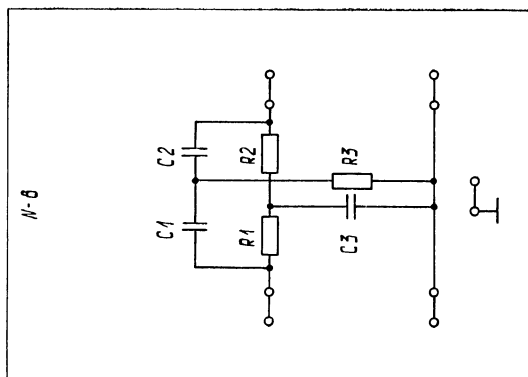


Рис. П.8

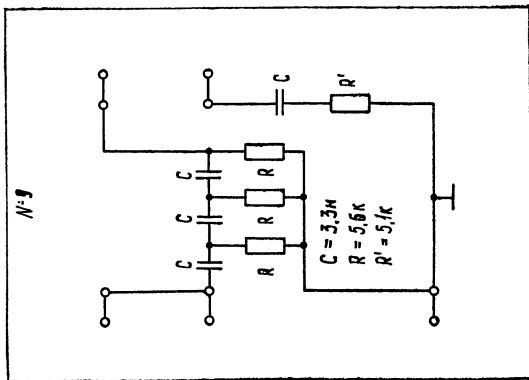


Рис. П.9

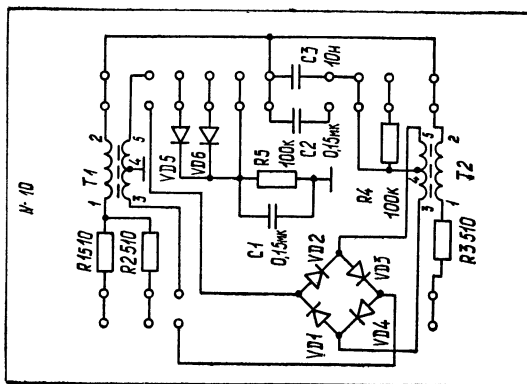


Рис. П.10

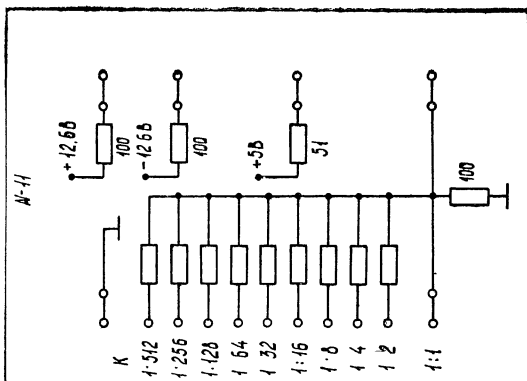


Рис. П.11

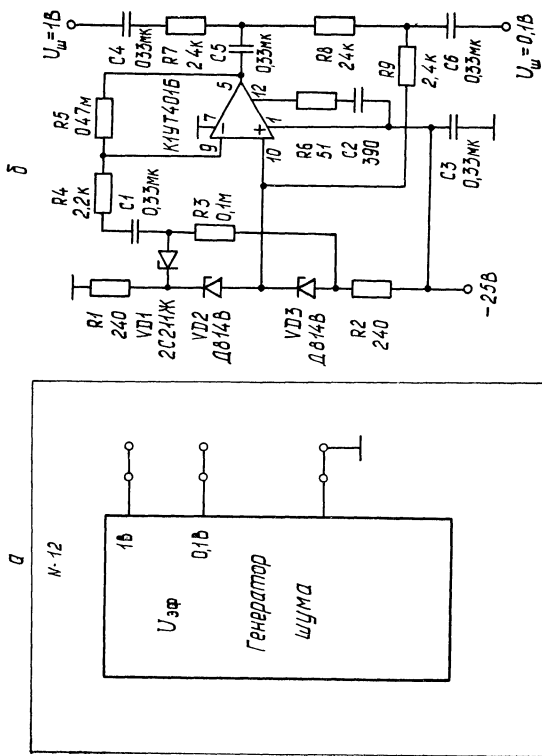


Рис. П.12

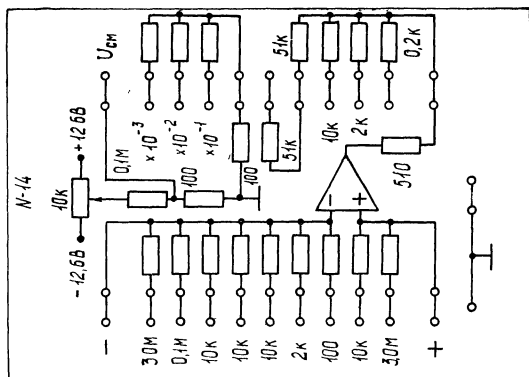


Рис. П.13

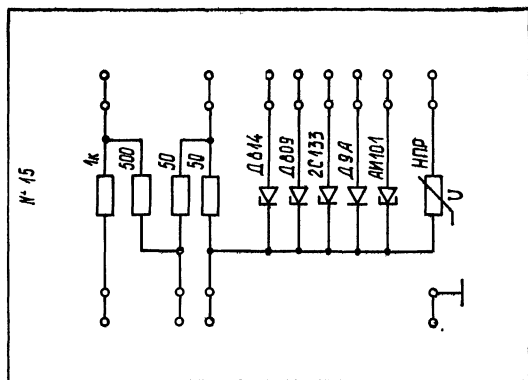


Рис. П.14

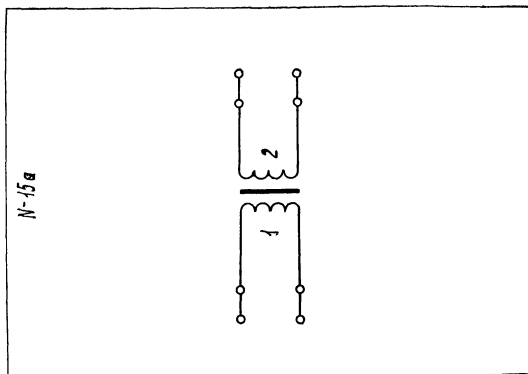


Рис. П.15

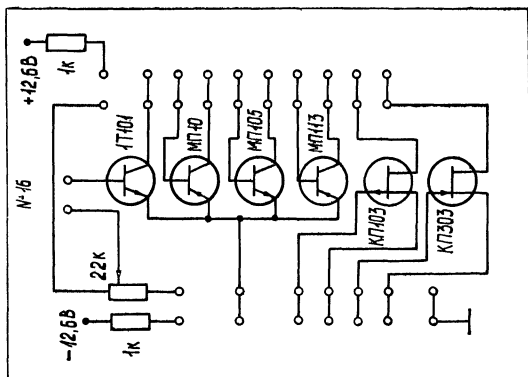


Рис. П.16

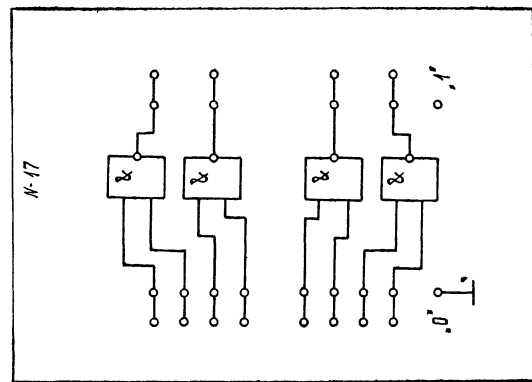


Рис. П.17

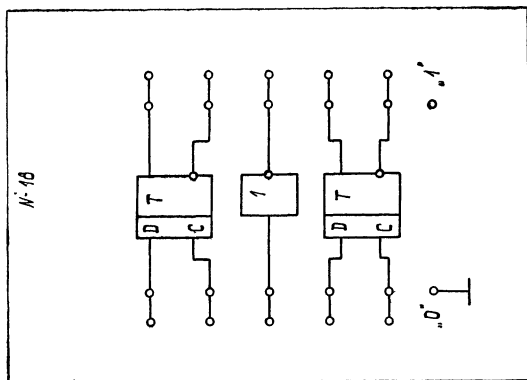


Рис. П.18

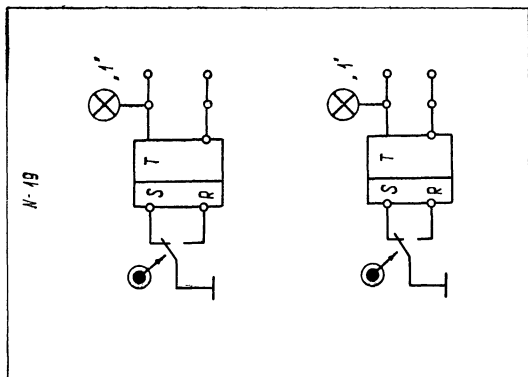


Рис. П.19

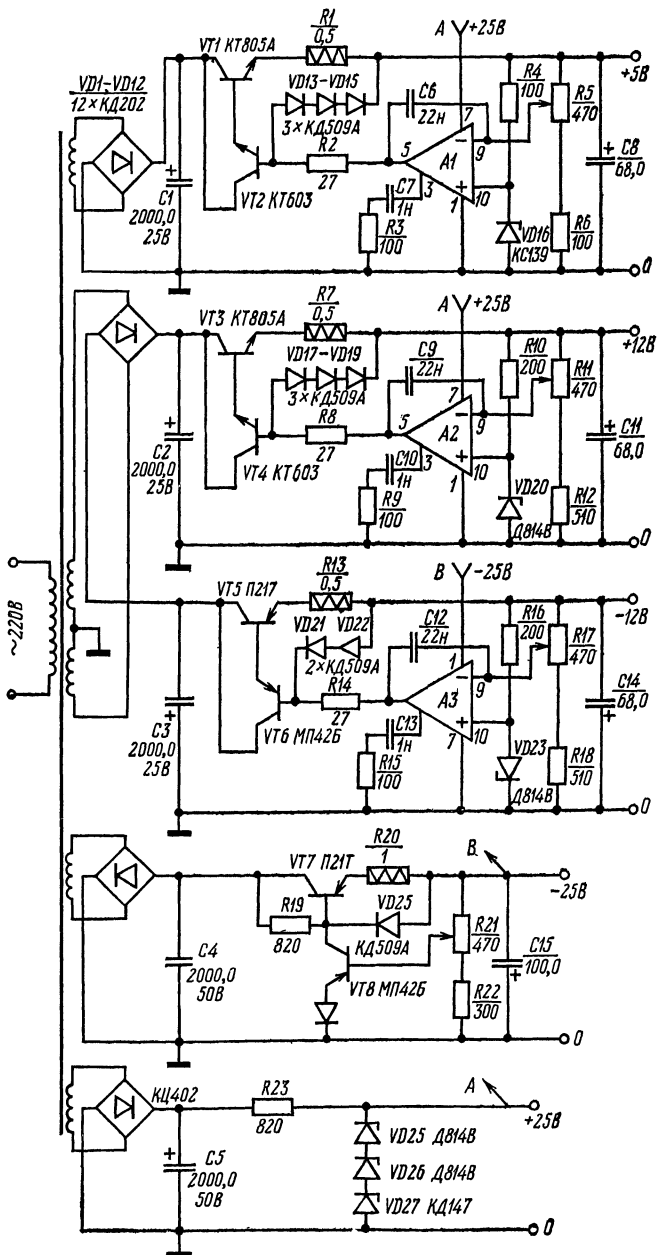


Рис. П.20

ЛИТЕРАТУРА

1. *Манаев Е. И.* Основы радиоэлектроники.— М.: Сов. радио, 1976.
2. *Ушаков В. Н.* Основы радиоэлектроники и радиотехнические устройства.— М.: Высшая школа, 1976.
3. *Харкевич А. А.* Основы радиотехники.— М.: Связь, 1962.
4. *Бонч-Бруевич А. М.* Радиоэлектроника в экспериментальной физике.— М.: Наука, 1966.
5. *Гоноровский И. С.* Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1977.
6. *Зернов Н. В., Карпов В. Г.* Теория радиотехнических цепей.— М.— Л.: Энергия, 1965.
7. *Кугушев А. М., Голубева Н. С.* Основы радиоэлектроники (линейные электромагнитные процессы).— М.: Энергия, 1969.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
§ В.1. Предмет радиоэлектроники	5
§ В.2. Основные понятия радиоэлектроники	9
§ В.3. Значение радиоэлектроники и ее применение	13
Глава 1. Сигналы	17
§ 1.1. Классификация сигналов	17
§ 1.2. Спектры периодических сигналов	19
§ 1.3. Спектры непериодических сигналов	21
§ 1.4. Представление отклика линейной цепи в форме интеграла Дюамеля	24
§ 1.5. Дискретное представление сигналов. Теорема Котельникова	27
§ 1.6. Операционный метод	29
Глава 2. Линейные цепи с сосредоточенными параметрами	30
§ 2.1. Общие свойства линейных цепей	30
§ 2.2. Пассивные элементы электрической цепи	31
§ 2.3. Стационарные сопротивления	32
§ 2.4. Идеальные и реальные источники э. д. с. и тока	34
§ 2.5. Дифференцирующие цепи	35
§ 2.6. Интегрирующие цепи	37
§ 2.7. Компенсированный делитель	38
§ 2.8. Последовательный колебательный контур	39
§ 2.9. Параллельный колебательный контур	43
§ 2.10. Свободные колебания в контуре	45
§ 2.11. Связанные контуры	50
§ 2.12. Четырехполосники, уравнения четырехполосников	52
§ 2.13. Связь между коэффициентами различных уравнений четырехполосников	57
§ 2.14. Эквивалентные схемы четырехполосников	59
§ 2.15. Характеристические параметры четырехполосников	61
§ 2.16. Параллельное и последовательное соединения четырехполосников	65
§ 2.17. Фильтры электрических колебаний. Общие характеристики	67

§ 2.18. Фильтр нижних частот	72
§ 2.19. Согласование фильтров	74
§ 2.20. Т-образные мосты	76
Глава 3. Линейные цепи с распределенными параметрами	77
§ 3.1. Длинные линии, телеграфные уравнения	77
§ 3.2. Линия без потерь, волновые уравнения	78
§ 3.3. Отражение волн на концах линии	81
§ 3.4. Входное сопротивление линии	83
§ 3.5. Нестационарные процессы в линиях	85
§ 3.6. Реальные линии	87
§ 3.7. Применения отрезков длинных линий	88
§ 3.8. Волноводы	89
Глава 4. Элементы радиоэлектронных устройств	93
§ 4.1. Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности	93
§ 4.2. Терморезисторы, варисторы	94
§ 4.3. Диоды, $p-n$ -переход	96
§ 4.4. Некоторые специальные диоды	98
§ 4.5. Транзисторы	100
§ 4.6. Полевые транзисторы	105
§ 4.7. Тиристоры	107
§ 4.8. Электровакуумные приборы	109
§ 4.9. Электронно-лучевые приборы	112
§ 4.10. Газоразрядные приборы	113
§ 4.11. Графический метод анализа схем	114
§ 4.12. Статические и динамические характеристики нелинейных элементов	117
§ 4.13. Режим нелинейных элементов по постоянному току	119
Глава 5. Электронные усилители	121
§ 5.1. Классификация и основные характеристики усилителей	121
§ 5.2. Резистивно-емкостный каскад	124
§ 5.3. Многокаскадные усилители	128
§ 5.4. Коррекция частотной характеристики	130
§ 5.5. Избирательные усилители	132
§ 5.6. Обратная связь в усилителях	134
§ 5.7. Основные характеристики усилителя с обратной связью	137
§ 5.8. Повторители напряжения	140
§ 5.9. Усилители постоянного тока	143
§ 5.10. Дифференциальный усилитель	144
§ 5.11. Операционные усилители (ОУ)	148
§ 5.12. ОУ как элемент для выполнения математических операций	151
§ 5.13. Усилители мощности	153
Глава 6. Генерирование колебаний	156
§ 6.1. Автоколебательная система	156
§ 6.2. Низкочастотные генераторы	161
§ 6.3. Релаксационные генераторы	164

§ 6.4. Генераторы СВЧ, клистрон	167
§ 6.5. Магнетрон	169
§ 6.6. Твердотельные генераторы СВЧ	171
Глава 7. Нелинейные и параметрические преобразования сигналов	173
§ 7.1. Аппроксимация вольтамперных характеристик нелинейных элементов	173
§ 7.2. Прохождение гармонического сигнала через нелинейную цепь. Умножение частоты	174
§ 7.3. Параметрические преобразования сигналов	175
§ 7.4. Модуляция	183
§ 7.5. Модуляторы	185
§ 7.6. Детектирование	187
§ 7.7. Детекторы ЧМ-колебаний	188
§ 7.8. Принцип параметрического усиления	192
Глава 8. Основные схемы цифровых устройств	194
§ 8.1. Цифровая электроника и булева алгебра	194
§ 8.2. Базовые схемы ТТЛ	200
§ 8.3. Триггеры	202
§ 8.4. Синхронизируемые триггеры	204
§ 8.5. Триггеры с двухступенчатым запоминанием	205
§ 8.6. Триггеры с T -входом	207
Глава 9. Шумы	208
§ 9.1. Шумы пассивных элементов	208
§ 9.2. Шумы активных элементов	212
§ 9.3. Характеристики шумов	213
§ 9.4. Выделение сигналов из шума	216
§ 9.5. Регистраторы с синхронным детектором	218
§ 9.6. Когерентное суммирование	220
Лабораторный практикум	222
Общие положения, методические замечания	222
Лабораторная работа № 1. Основные радиоэлектронные измерения и измерительные приборы	223
Лабораторная работа № 2. Простейшие линейные цепи	229
Лабораторная работа № 3. Резонансный контур	233
Лабораторная работа № 4. Основные статические характеристики и параметры нелинейных элементов	236
Лабораторная работа № 5. Простейшие усиленные каскады	240
Лабораторная работа № 6. Обратная связь в усилителях	244
Лабораторная работа № 7. Операционный усилитель (ОУ)	246

Лабораторная работа № 8. Генерирование колебаний	248
Лабораторная работа № 9. Параметрические преобразования сигналов	250
Лабораторная работа № 10. Балансные параметрические преобразователи сигналов	255
Лабораторная работа № 11. Ключевые схемы	260
Лабораторная работа № 12. Супергетеродинный радиоприемник	263
Приложение	269
Литература	282

Е91 Ефимчик М. К., Шушкевич С. С.
Основы радиоэлектроники: [Для физ. спец.
ун-тов].— Мн.: Изд-во БГУ, 1981.— 286 с., ил.
В пер.: 60 к.

Учебник для студентов физических и радиотехнических специальностей. Написан в соответствии с программой одноименного курса с учетом изменений и дополнений, обусловленных новейшими достижениями в области радиотехники и электроники.

Е $\frac{30401-062}{М 317-81}$ 45-81 2403000000

ББК 32
6Ф

*Михаил Константинович Ефимчик
Станислав Станиславович Шушкевич*

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Редактор *Л. Г. Лепило*
Оформление художника *В. Ф. Очайкина*
Младший редактор *М. Г. Хаютина*
Художественные редакторы *Л. Г. Медведева,*
С. В. Баленок
Технический редактор *В. П. Безбородова*
Корректор *Л. В. Лебедева*

ИБ № 398

Сдано в набор 23.01.81. Подписано в печать 25.09.81.
АТ 06336. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 3.
Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л.
15,12. Усл. кр.-отт. 15,68. Уч.-изд. л. 13,71. Тираж
10650 экз. Заказ 63. Цена 60 к.

Издательство БГУ им. В. И. Ленина Минвуза СССР и
Госкомиздата БССР. Минск, проспект Машерова, 11.

Ордена Трудового Красного Знамени типография изда-
тельства ЦК КПБ. Минск, Ленинский пр., 79.

