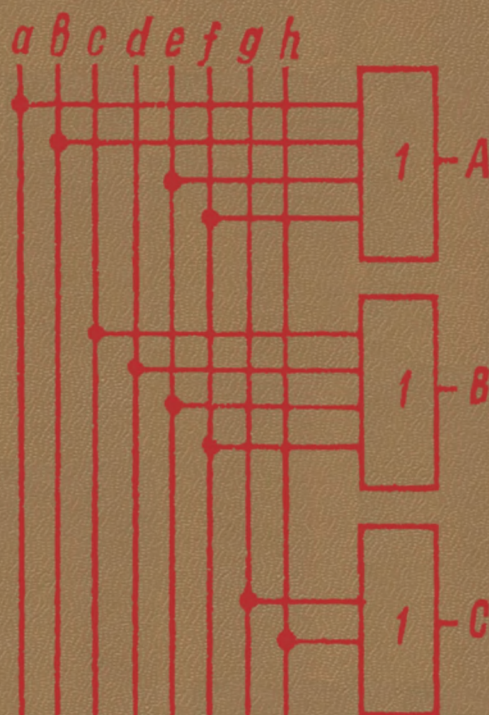


М.К.Ефримчик
С.С.Шушкевич

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

М.К.Ефримчик
С.С.Шушкевич

ОСНОВЫ РАДИО- ЭЛЕКТРОНИКИ



М.К. Ефимчик
С.С. Шушкевич

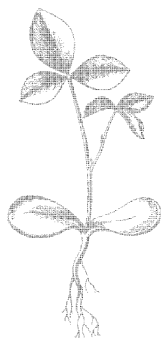
ОСНОВЫ РАДИО – ЭЛЕКТРОНИКИ

Издание 2-е, переработанное и дополненное

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования БССР в качестве учебника для студентов физических специальностей университетов



Минск
Издательство «Университетское»
1986



Scan AAW

УДК 621.37/.39(075.8)

Рецензенты:

кафедра радиотехники и радиосистем Владимирского политехнического института (зав. кафедрой кандидат технических наук *А. К. Бернук*ов);

кандидат технических наук *В. П. Мельников*

Ефимчик М. К., Шушкевич С. С.

Е 91 Основы радиоэлектроники: Для физ. спец. ун-тов.— 2-е изд., перераб. и доп.— Мн.: изд-во «Университетское», 1986.—303 с.: ил.

Учебник для студентов физических специальностей университетов. Написан в соответствии с программой одноименного курса. Содержит последовательное изложение теоретических основ радиоэлектроники и описание комплекса лабораторных работ.

Может быть использован как учебное пособие для студентов технических специальностей вузов.

Е 2401000000—035 40—86
М317(05)—86

ББК 32я73

© Издательство «Университетское», 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоэлектроника оказывает значительное воздействие на многие виды человеческой деятельности, поэтому ее изучение давно стало обязательным элементом образования в области естественных, технических и даже некоторых гуманитарных наук. Что касается этой книги, то она предназначена в первую очередь для студентов физических факультетов университетов, но может оказаться полезной для всех тех, кто ищет компактное изложение основных вопросов радиоэлектроники.

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 и «напечатанным конспектом», и описанием лабораторного практикума, способствующего приобретению практических навыков и осознанию основных положений теоретического курса.

Содержание книги, как и предыдущего ее издания, определено программой Минвуза СССР для специальности 2016 «Физика». Однако авторы включили в настоящее издание несколько новых параграфов по применению операционных усилителей и цифровой электроники. Видоизменен и порядок изложения материала для того, чтобы обеспечить некоторое опережение изучения вопросов на лекциях по отношению к соответствующим работам лабораторного практикума.

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 рассмотрения минимума вопросов, позволяющих сделать изложение системным.

Во Введении определены основные понятия радиоэлектроники и их связь с современными физическими представлениями.

В первой и второй главах рассмотрены сигналы и их преобразование линейными цепями. Материал этих глав — теоретическая основа лабораторных работ № 2 и 3.

Глава 3 посвящена краткому описанию наиболее употребительных радиоэлектронных компонентов — пассивных и активных. Ее усвоению способствует лабораторная работа № 4.

Глава 4 и лабораторные работы № 5, 6, 7 знакомят с усилителями, способами их анализа при помощи эквивалентных схем, методами коррекции частотных характеристик, возможностями и областями применения операционных усилителей.

С вопросами генерирования гармонических и релаксационных колебаний знакомит глава 5 и лабораторная работа № 8.

В главе 6 на примерах умножения частоты, амплитудной модуляции, синхронного детектирования и др. рассмотрены нелинейное и параметрическое преобразования сигналов. Усвоению материала этой главы способствует лабораторная работа № 9.

Глава 7 — краткое описание цепей с распределенными параметрами.

Классификация шумов и наиболее распространенные методы измерения сигналов при наличии шумов составляют содержание главы 8.

И наконец, глава 9 в сочетании с лабораторными работами № 11—14 позволяет ознакомиться с основами цифровой электроники, методами синтеза комбинационных схем и цифровых автоматов, наиболее распространенными функциональными устройствами — шифраторами, дешифраторами, мультиплексорами и др.

В Приложении дано краткое описание оборудования учебных лабораторий по основам радиоэлектроники на физических факультетах Белорусского государственного университета имени В. И. Ленина и Гомельского государственного университета.

Готовя книгу к переизданию, мы воспользовались многими полезными советами и рекомендациями сотрудников Белгосуниверситета В. Е. Ямного, В. П. Дорошева, В. Н. Линева, М. В. Комара, В. П. Яновского, А. Е. Пряхина, критическими замечаниями рецензентов — почетного радиста СССР, кандидата технических наук А. К. Бернюкова и кандидата технических наук В. П. Мельникова, — которым выражаем искреннюю благодарность.

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. Термин «радиоэлектроника» появился значительно позже — в 50-е гг. нашего столетия. Он как бы обобщил вновь выделившиеся в результате развития радиотехники новые области науки: полупроводниковую электронику, оптоэлектронику, микроэлектронику, квантовую, магнитную, криогенную и акустоэлектронику, хемоэлектронику, инфракрасную технику и др.

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, нашел широкое применение и в нашем столетии. Изобретение в 1876 г. А. Г. Беллом телефонного аппарата связано с началом использования телефонной связи.

Передача сообщений без проводов применялась еще в далекой древности, например световая сигнализация.

Для передачи информации выделяют два основных диапазона электромагнитных колебаний: радиодиапазон и оптический. В каждом из них применяются свои методы генерации и обнаружения колебаний (табл. В.1). Границы различных участков спектра электромагнитных колебаний в значительной степени условны и частично перекрываются. В областях перекрытия возможны ме-

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						
	γ -излучение 1Å		Ультрафиолет		Ближн.	Ближн.	Инфра		
			Вакуумный (100-200 нм)					Среднее 2,5-50 мкм	
					Оптическое излуче				
						Область,			
						Газовый разряд, плазма			
	Ускорители, бетатроны, рентгенов- ские трубки					Тепловые ис			
	Способы получения излучения								
Источники излучения	Ядерные переходы				Переходы внешних электронов				
			Переходы внутрен- них электронов				Коле моле		
Методы регистрации	Сцинтилляционные детекторы								
			Проточные счетчики		ФЗУ				
			Счетчик Гейгера		Открытые ФЗУ		Фотоэле- менты		
	Полупроводниковые детекторы							Фоторезис- торы	
								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									
нше										
в которой имеются источники когерентного излучения										
Магнетроны, клистроны, ЛБВ, диоды Ганна Электрические контуры + транзисторы или лампы										
точники										
Вращение молекул				Переворот спина ядра						
даня кул	Переворот спина электрона									
Радиолампы										
Транзисторы										
40мкм	Лампы СВЧ									
Кристаллические детекторы										
приемники (болометры, мостолдики)										
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}		

тоды генерации и детектирования, свойственные как одному, так и другому участку. Субмиллиметровые волны, например, могут генерироваться 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, электрон-вольтах, 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 электрон-вольт 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 1 В: 1 эВ = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Дж.

Исходя из уравнения Эйнштейна $E = mc^2$, в электрон-вольтах 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 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 количеством фотонов. С понижением частоты энергия фотона $h\nu$ становится малой, и с высокой степенью точности допустимо 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 передача сигналов в животном и растительном мире, передача 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 точек и тире передают любой текст. В теории информации доказано, что при помощи 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. Отдельный символ является единицей измерения количества информации. Его называют битом (от англ. binary digit — двоичная цифра) и обозначают бит. Кратные единицы: 1 байт = 8 бит; 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 намагничивание 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, 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.

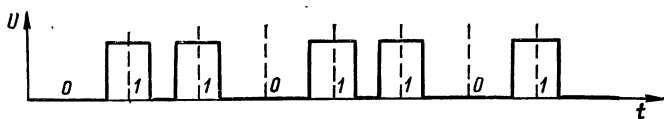


Рис. В.1. Сообщение 01101101, представленное в виде последовательности импульсов

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

Во многих случаях сигнал на выходе *преобразова-*

теля 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 моле-

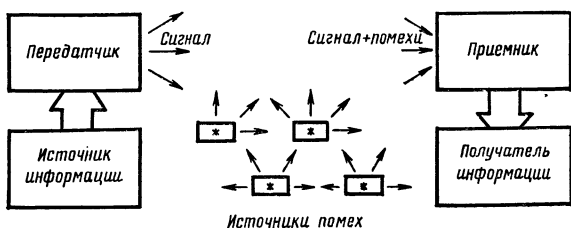


Рис. В.2. Обобщенная блок-схема системы передачи информации

кул 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).

К числу основных понятий радиоэлектроники относятся *усилители*. Усилители обычно характеризуются полосой пропускания, т. е. интервалом частот от нижней f_n до верхней f_v , в котором электрические колебания усиливаются более или менее равномерно. Если $f_n = 0$, усилитель называют усилителем постоянного тока (или напряжения). Высококачественные усилители звуковых частот имеют $f_n \leq 16$ Гц; $f_v \geq 20$ 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 даже в области ультрафиолета (см. табл. В.1).

Электрические сигналы, служащие для создания изображения, называют *видеосигналами*, а устройства для их усиления — *видеоусилителями*. В фототелеграфии видеосигналы занимают полосу частот до 6 кГц, в телевидении — до 6,5 МГц, в радиолокации — до 10 МГц и более. Видеоусилители некоторых осциллографов имеют полосу пропускания более 100 МГц.

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). Модулированное сигналом высокочастотное колебание называется *радиосигналом*. Передатчик с помощью антенны излучает радиосигналы в окружающее пространство, точнее, в определенный телесный угол 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 сигнала.

В физическом эксперименте нередко приходится регистрировать сигналы при наличии неустраняемых шумов. Модуляционные методы играют в таких случаях исключительно важную роль: для выделения полезного сигнала находят способ, который позволяет менять параметры сигнала, оставляя неизменными характеристики шума, иными словами, изыскивают способ модуляции сигнала без модуляции шума. Далее радиотехническими методами усиливают, преобразуют и разделяют модулированный и немодулированный сигналы, осуществляя тем самым выделение полезного сигнала из смеси сигнала и шума.

Основные понятия радиоэлектроники тесно связаны с *активными элементами* — устройствами, позволяющими увеличивать 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 быстродействие.

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 ordinарной 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* — предусматривает обмен телеграфными и звуковыми сообщениями, передачу изображений, чертежей, газетных полос и т. п. В наиболее надежных системах дальней радиосвязи ретрансляторами служат искусственные спутники Земли.

С середины XX в. стало массовым и приобрело важнейшее значение *телевидение*, для которого 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 и 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 расстояния 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 французского отражателя света с точностью до десятков сантиметров.

Радиоэлектронная аппаратура широко используется в промышленности, на транспорте, в научных исследованиях, в биологии, медицине, экономике 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.

В «Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года» предусматривается ускорение научно-технического прогресса на основе расширения исследований, результаты которых позволят создать принципиально новые виды продукции, внедрить качественно новые технологии. В области естественных наук намечено широкое развитие информатики и кибернетики, микро- и квантовой электроники, радиофизики. Предполагается развить и повысить надежность единой автоматизированной сети связи страны на базе новейших достижений науки и техники. В приборах и средствах автоматизации будут широко применены электронные компоненты повышенной надежности и быстродействия, сверхбольшие интегральные схемы, устройства лазерной и волоконно-оптической техники. На базе электроники осуществится изготовление высоконадежных систем промышленной автоматики, расширится выпуск средств автоматизации управленческого и инженерного труда, малых и больших ЭВМ высокой производительности, персональных компьютеров, систем числового программного управления для различных видов оборудования.

Определяющую роль в автоматизации производствен-

ных 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. В частности, отечественной промышленностью выпускаются микропроцессорные большие интегральные схемы (БИС), позволяющие создавать автоматизированную связную информационную, медицинскую и бытовую аппаратуру. Микропроцессорные устройства и ЭВМ стали 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, контролируруемыми и управляемыми все происходящие в них процессы.

Глава 1

СИГНАЛЫ

§ 1.1. Классификация сигналов

Под сигналом понимается любой физический носитель сообщения. Если носителем является электрическое напряжение или ток, сигнал называется электрическим, если электромагнитная волна,— 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 же нельзя заранее предсказать значение сигнала в любой момент времени, он называется *случайным*. При этом зависимость типа (1.1) неизвестна, 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; $m = 1, 2, \dots$.

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 представлена 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.

Любой из методов математического описания сигналов сосредоточивает наше внимание только на важней-

ших зависимостях и является упрощением реального сигнала. Действительные сигналы практически никогда строго не соответствуют математической модели, поэтому при переходе от математических моделей к реальным объектам требуется анализ 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

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cos n\omega_1 t dt, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \sin n\omega_1 t dt, \quad n = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (1.8)$$

Выражение (1.7) является суммой косинусоид и синусоид с частотами $n\omega_1$, что эквивалентно сумме только синусоид или косинусоид, но с различными фазами, например:

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

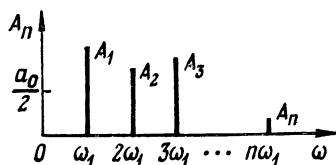
Модуль амплитуды A_n и фаза ψ_n каждой гармоники определяются для (1.9) выражениями

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

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

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 $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ (рис. 1.1). Для полной характеристики сигнала необходимо знать фазу каждой гармоники (ψ_n).

Рис. 1.1. Амплитудный спектр периодического сигнала



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:

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

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

$$e^{jz} = \cos z + j \sin z; \quad e^{-jz} = \cos z - j \sin z; \quad (1.15a)$$

$$\cos z = \frac{e^{jz} + e^{-jz}}{2}; \quad \sin z = \frac{e^{jz} - e^{-jz}}{2j}. \quad (1.15b)$$

§ 1.3. Спектры неперiodических 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

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (1.16)$$

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:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.17)$$

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:

$$\dot{U} = U_m e^{j(\omega t + \varphi)} = \dot{U}_m e^{j\omega t}. \quad (1.18)$$

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

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{U}_{m\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{m\text{ВХ}}} = K e^{j\varphi}, \quad (1.19)$$

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 (1.16) найти спектральную плотность $\hat{S}(\omega)$, вычислить спектр сигнала на выходе цепи как

$$S_{\text{вых}}(\omega) = K\hat{S}(\omega) \quad (1.20)$$

и, наконец, по (1.17) установить форму выходного сигнала:

$$s_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{вых}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K\hat{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.21)$$

Коэффициент передачи K остается под интегралом, так как зависит от частоты.

К сожалению, преобразование Фурье применимо только тогда, когда функция $s(t)$ — абсолютно интегри-

руема. Для этого необходимо, чтобы интеграл $\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)| dt$ сходилсся, т. е. был равен конечной величине. При невыполнении этого условия следует использовать иные способы преобразования.

Определим спектры некоторых наиболее распространенных сигналов.

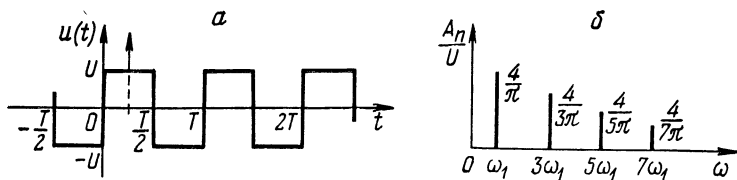


Рис. 1.2. Сигнал вида меандр (а) и его амплитудный спектр (б)

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)

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

$$\cdot + \int_0^{\tau/2} \sin n\omega_1 t dt) = \frac{4U}{n\omega_1 T} \left(1 - \cos \frac{n\omega_1 t}{2} \right).$$

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

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

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

$$u(t) = \frac{4U}{\pi} \left(\cos \omega_1 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_1 t - \dots \right). \quad (1.23)$$

Из (1.22) и (1.23) 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 (1.16) спектральная плотность импульса длительности τ и амплитуды U имеет вид (рис. 1.3, *б*)

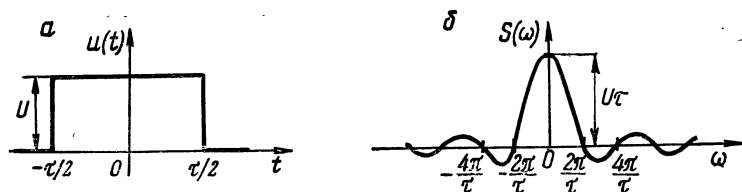


Рис. 1.3. Прямоугольный импульс (*а*) и его спектральная плотность (*б*)

$$\hat{S}(\omega) = U \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} dt = \frac{U}{-j\omega} \left(e^{-\frac{j\omega\tau}{2}} - e^{\frac{j\omega\tau}{2}} \right). \quad (1.24)$$

Используя формулы Эйлера, получаем

$$\hat{S}(\omega) = \frac{2U}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2} = U\tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}}. \quad (1.25)$$

§ 1.4. Представление отклика линейной цепи в форме интеграла наложения или свертки

Любой детерминированный сигнал можно представить при помощи единичной ступенчатой или единичной импульсной функции, называемой для краткости единичная ступенька и единичный импульс.

Единичная ступенька (скачок) определяется аналитически так:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (1.26)$$

Она равна нулю при отрицательных значениях аргумента и единице при положительных. Сдвиг ступеньки по оси времени на интервал τ видоизменяет выражения (1.26) в

$$\sigma(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < \tau, \\ 1 & \text{при } t > \tau. \end{cases} \quad (1.27)$$

Произвольная ограниченная функция времени $s(t)$, умноженная на $\sigma(t - \tau)$, обращается в нуль («отсекается») при $t < \tau$ и остается без изменений при $t > \tau$. Таким образом, умножение $s(t)$ на $\sigma(t - \tau)$ равносильно замыканию ключа, включающего сигнал $s(t)$ в момент времени $t = \tau$.

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

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq 0, \\ \infty & \text{при } t = 0 \end{cases} \quad (1.28)$$

при одновременном выполнении условия

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.29)$$

При сдвиге импульса по оси времени на интервал τ выражения (1.28) и (1.29) принимают вид

$$\delta(t - \tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \neq \tau, \\ \infty & \text{при } t = \tau, \end{cases} \quad (1.30)$$

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

Единичный импульс представляет собой производную от единичной ступеньки:

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

а единичная ступенька — интеграл от единичного импульса:

$$\sigma(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt. \quad (1.32)$$

Если умножить подынтегральное выражение (1.30) на функцию $s(t)$, то не равное нулю значение произведения может иметь место только при $t = \tau$, поэтому

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

Таким образом, единичный импульс $\delta(t - \tau)$ производит выборку отдельных значений $s(\tau)$ или стробирует функцию $s(t)$ в моменты времени τ .

Отклик (реакция) системы на единичную ступеньку называется *переходной характеристикой* $h(t)$, отклик системы на единичный импульс — *импульсной характеристикой* $g(t)$. Импульсная характеристика является производной от переходной:

$$g(t) = \frac{d}{dt} [h(t)] = h'(t), \quad (1.34)$$

а переходная — интегралом от импульсной:

$$h(t) = \int_{-\infty}^t \delta(t) dt. \quad (1.35)$$

Пусть к системе с импульсной характеристикой $g(t)$ приложен сигнал $s(t)$. С некоторым приближением этот сигнал можно рассматривать как последовательность плотно прилегающих друг к другу коротких импульсов длительностью $\Delta\tau$ с амплитудами, равными мгновенным значениям сигнала $s(t)$ в моменты времени $n \cdot \Delta\tau$, где n — порядковый номер импульса (рис. 1.4). Заменим

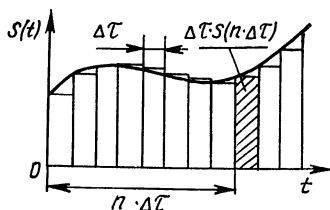


Рис. 1.4. К представлению сигнала с помощью единичных импульсов

короткие импульсы единичными в моменты времени $n \cdot \Delta\tau$, а их амплитуды приравняем к площадям прямоугольников $\Delta\tau \cdot s(n \cdot \Delta\tau)$. При стремлении $\Delta\tau$ к нулю точность такого представления функции $s(t)$ возрастает.

Отклик на n -й единичный импульс пропорционален импульсной характеристике системы, смещенной на время $n \cdot \Delta\tau$:

$$s_{n \text{ вых}}(t) = \Delta\tau \cdot s(n \cdot \Delta\tau) \cdot g(t - n \cdot \Delta\tau). \quad (1.36)$$

В соответствии с принципом суперпозиции отклик на сигнал в целом есть сумма откликов на все элементарные импульсы:

$$s_{\text{вых}}(t) \approx \sum_{n \cdot \Delta\tau=0}^t s(n \cdot \Delta\tau) \cdot \Delta\tau \cdot g(t - n \cdot \Delta\tau) \quad (1.37)$$

или в пределе

$$s_{\text{вых}}(t) = \int_0^t s(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau; \quad (1.38)$$

$$s_{\text{вых}}(t) \Big|_{(1.34)} = \int_0^t s(\tau) \cdot h'(t - \tau) d\tau. \quad (1.39)$$

Выражения (1.38) и (1.39) называют интегралом наложения или свертки, иногда — интегралом Дюамеля.

Единичные ступеньки и импульс являются идеализацией, на практике мгновенными считают явления, продолжительность 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: $\dot{S}(\omega) = 0$ при $\omega > 2\pi f_m$. Один из вариантов представления таких сигналов в виде (1.3) — разложение $s(t)$ по функциям $(\sin x)/x$, обозначаемым иногда $\text{sinc } x$ (рис. 1.5). Разложение такого типа

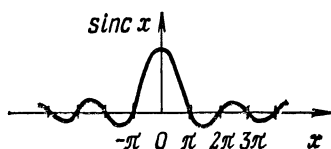


Рис. 1.5. График функции $\text{sinc } x = (\sin x)/x$

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:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k \cdot \Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m(t - k \cdot \Delta t)}{2\pi f_m(t - k \cdot \Delta t)}. \quad (1.40)$$

Первые множители слагаемых в (1.40) $s(k \cdot \Delta t)$ представляют собой отсчеты сигнала в моменты времени $t_k = k \cdot \Delta t = k/2f_m$, вторые — функцию вида $(\sin x)/x$. Естественно, 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 (1.40), а с некоторой погрешностью рядом вида

$$s^*(t) = \sum_{k=n}^m s(k \cdot \Delta t) \frac{\sin 2\pi f_m(t - k \cdot \Delta t)}{2\pi f_m(t - k \cdot \Delta t)}. \quad (1.41)$$

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 (1.41) — 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 (1.40) 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), (1.16)), а для определения $s(k \cdot \Delta t)$ этого не требуется.

Полученные в результате дискретизации мгновенные значения сигнала могут быть любыми в диапазоне от s_{\min} до s_{\max} и относиться, 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 (1.16) является частным случаем преобразования вида

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \varphi(t, \omega) dt. \quad (1.42)$$

Функция $\varphi(t, \omega)$ называется ядром. 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

$$\varphi(t, \omega) = e^{-(\alpha + j\omega)t} = e^{-pt}, \quad (1.43)$$

то аналог Фурье-преобразования (1.16) запишется как

$$F(p) = \int_0^{\infty} s(t) e^{-pt} dt, \quad (1.44)$$

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

Интегральное преобразование (1.44), или *преобразование Лапласа*, имеет широкое применение благодаря тому, что интеграл (1.44) сходится практически во всех случаях, в том числе и когда $s(t)$ не является абсолютно интегрируемой, т. е. когда преобразование Фурье не применимо. Физически это легко объяснимо, так как функция (1.40)

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

представляет собой затухающие 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 (1.17) применительно к (1.44) — интегральное соотношение

$$s(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\alpha - j\omega}^{\alpha + j\omega} F(p) e^{pt} dp. \quad (1.45)$$

Отметим, что свойства изображений по Лапласу $F(p)$ могут существенно отличаться от свойств оригинала (сиг-

нала). Разрывные функции могут, например, трансформироваться в непрерывные. Единичная ступенька при $t = 0$ (см. § 1.5) непосредственным интегрированием преобразуется в $\sigma(p) = 1/p$ (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 (1.45).

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 (1.17) или (1.45) 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. Наи-

более 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.

Если геометрические размеры цепи много меньше длины волны действующего в ней сигнала, она называется цепью с *сосредоточенными параметрами* и описывается

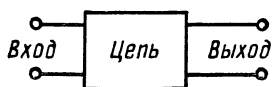


Рис. 2.1. Представление цепи в виде четырехполюсника

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 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 :

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

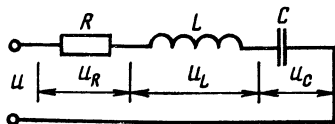
Реальные элементы могут быть представлены в виде сочетания нескольких идеальных элементов. Заметим, что в зависимости от частоты действующих в цепи сигналов одни и те же реальные элементы могут обнаруживать свойства индуктивности, емкости, сопротивления и сочетаний из них.

§ 2.3. Стационарные сопротивления

При изменении напряжений 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 линейной цепи с точностью до постоянных величин совпадает с законом изменения напряжения внешнего источника. 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 напряже-

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



ние 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:

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

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:

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

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

$$Z = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots + Z_n. \quad (2.12)$$

При параллельном соединении складываются проводимости:

$$Z^{-1} = Z_1^{-1} + Z_2^{-1} + Z_3^{-1} + \dots + Z_n^{-1}. \quad (2.13)$$

§ 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 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_{Γ} и тока I_{Γ} (рис. 2.3, а).

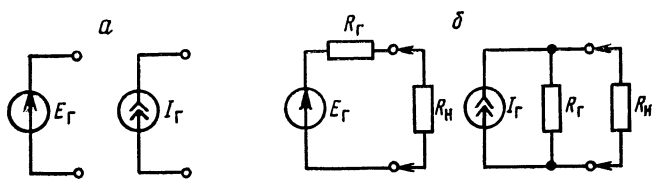


Рис. 2.3. Идеальные (а) и реальные (б) генераторы

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

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

Реальные генераторы имеют внутреннее сопротивление R_{Γ} конечной величины (рис. 2.3, б). При равных R_{Γ} обе схемы взаимно эквивалентны, так как при подключении к ним одинаковых нагрузок токи в нагрузках будут равны.

Легко показать, что отдаваемая генератором в нагрузку мощность максимальна при $R_{\Gamma} = R_{\text{н}}$. 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 $R_{\Gamma} < R_{\text{н}}$, 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 $u_1(t) = Ri + \frac{1}{C} \int i dt$ и с учетом очевидных преобразований

$$\begin{aligned} \frac{du_1}{dt} &= R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i; \quad \frac{du_1}{dt} = \frac{d}{dt} (Ri) + \frac{1}{RC} (Ri); \\ \frac{du_1}{dt} &= \frac{du_R}{dt} + \frac{1}{RC} u_R. \end{aligned} \quad (2.14)$$

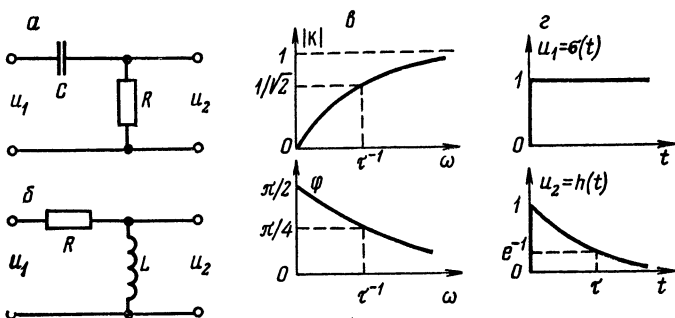


Рис. 2.4. Дифференцирующие RC - (а) и RL - (б) цепи, их частотные (в) и переходная (г) характеристики

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, 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 называются 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 (см. рис. 2.4, а) как коэффициент передачи делителя напряжения со стационарными сопротивлениями R и $X_C = 1/\omega C$:

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

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

$$K = j\omega\tau. \quad (2.17)$$

При этом фаза выходного напряжения (аргумент 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 зависимость модуля коэффициента передачи от частоты (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 зависимость от частоты аргумента 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 $u_1 = \sigma(t)$ (см. § 1.4), 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, з):

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

§ 2.6. Интегрирующие цепи

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

$$u_1 = Ri + u_C$$

или

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

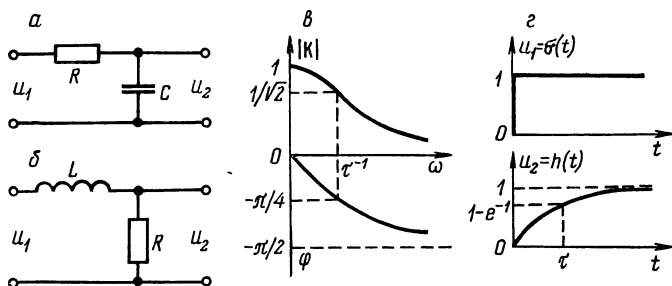


Рис. 2.5. Интегрирующие RC - (а) и RL - (б) цепи, их частотные (в) и переходная (з) характеристики

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

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

Коэффициент передачи интегрирующей цепи

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

При $\omega \ll 1/\tau$ $K \approx 1$.

Частотная и фазовая характеристики описываются соответственно:

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

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

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

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

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

§ 2.7. Аттенюаторы, компенсированные делители

Для ослабления электрической мощности или уменьшения электрического напряжения в заданное число раз служат аттенюаторы. В области низких частот и радиочастот они представляют собой делители напряжения на резисторах, или потенциометры, т. е. переменные сопротивления, включенные по схеме делителя напряжения (рис. 2.6, б). Простейший делитель напряжения (рис. 2.6, а) имеет коэффициент передачи $K = R_2/(R_1 + R_2)$. Однако из-за паразитных емкостей эквивалентная схема такого делителя отличается от схемы на рис. 2.6, а (скорее соответствует рис. 2.6, в), т. е. представляет собой интегрирующую цепочку. Реальные сигналы на выходе такого делителя оказываются не только уменьшенными, но и искаженными, так как составляющие их спектра с различной частотой ω ослабляются неодинаково. Исключить искажения можно включением параллельно резистору R_1 конденсатора C_1 (рис. 2.6, г), емкость которого определяется из условия

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

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

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

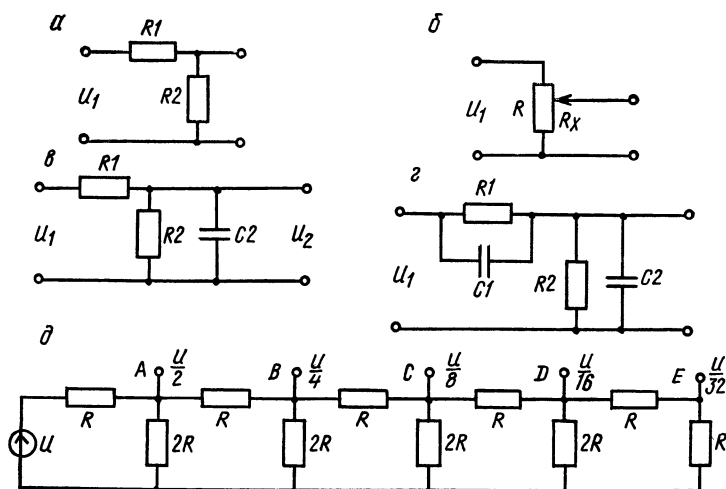


Рис. 2.6. Делители напряжения: простейший (а); потенциометр (б); эквивалентная схема, учитывающая паразитную емкость (в); компенсация паразитной емкости (г); многоступенчатый делитель типа $R - 2R$ (д)

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

$$K = R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2.29)$$

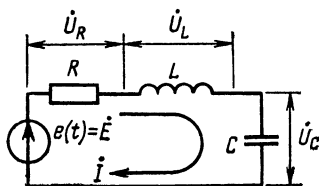
Существует ряд способов построения делителей, имеющих постоянное выходное сопротивление при всех возможных коэффициентах деления. Легко убедиться, что такими свойствами обладает схема на рис. 2.6, д. Выходное сопротивление при подключении к точкам А, В, С, D, Е составляет $(2/3)R$, а коэффициенты передачи соответственно $1/2$, $1/4$, $1/8$ и т. д. Цепочка сопротивлений

(«сетка $R - 2R$ ») может быть удлинена с целью получения любого коэффициента передачи, равного 2^{-n} . Однако следует помнить, что каждый дополнительный каскад увеличивает погрешность определения коэффициента передачи.

§ 2.8. Последовательный колебательный контур

Колебательный контур образуется при параллельном соединении катушки индуктивности и конденсатора. Эквивалентная схема для анализа цепи включает и омическое сопротивление R , при помощи которого учитываются потери в реальной индуктивности и емкости. Схема на рис. 2.7 представляет собой такую цепь с включенным в нее генератором напряжения. Внутреннее сопротивление генератора учтено увеличением R .

Рис. 2.7. Эквивалентная схема последовательного колебательного контура



Анализируемая цепь называется обычно последовательным колебательным контуром, так как представляет последовательное соединение генератора, R , L и C .

Когда $e(t)$ — гармоническое напряжение, то согласно (2.8)

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

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. при

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

ток в цепи достигает максимального значения:

$$\dot{I}_{\text{рез}} = \dot{E}/R. \quad (2.35)$$

При этом согласно (2.32) и (2.33) напряжения на L и C составляют соответственно:

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

Таким образом, напряжения на индуктивности и емкости при резонансе равны по модулю 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*:

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

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:

$$A(\omega) = \frac{I}{I_{\text{рез}}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (2.39)$$

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:

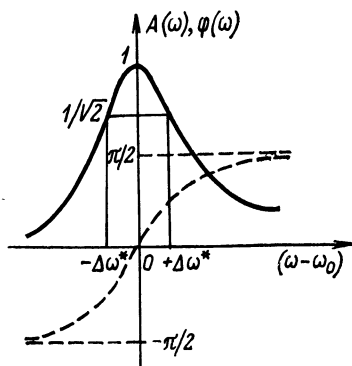


Рис. 2.8. Частотная (сплошная кривая) и фазовая (пунктирная) характеристики последовательного контура

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

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 :

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

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

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

Таким образом, резонансную и фазовую характеристики колебательного контура можно записать в виде

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

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

При прохождении через цепь, содержащую колебательный контур, сигнал претерпевает искажения, обусловленные неравномерностью частотной (резонансной) и нелинейностью фазовых 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

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

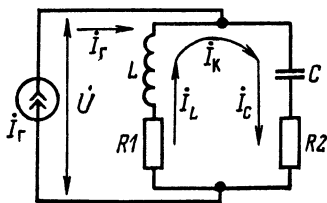
§ 2.9. Параллельный колебательный контур

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 схему для отображения соответственно потерь энергии в катушке индуктивности и конденсаторе.

Входное сопротивление контура

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

Рис. 2.9. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура



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

$$I_k = \frac{\dot{U}}{\rho}, \quad (2.48)$$

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

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{г}} Z_{\text{рез}}}{\rho} = \frac{Q\rho}{\rho} I_{\text{г}} = Q I_{\text{г}}, \quad (2.50)$$

где $I_{\text{г}}$ — ток генератора. Явление возрастания тока в параллельном колебательном контуре при резонансной частоте называется *резонансом токов*.

Согласно (2.41) и (2.47) для входного сопротивления параллельного контура при малых расстройках ($\Delta\omega \ll \omega_0$) 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 ($I_{\text{г}} = \text{const}$), то согласно (2.52) его резонансная характеристика имеет вид

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

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

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

После дифференцирования по t и деления на L имеем

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

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

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

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

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

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 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 $q = \int idt$. Пусть, например, при $t = 0$ емкость C заряжена до потенциала $\dot{U}_C = U_0$, а ток в контуре равен нулю. Такое явление наблюдается 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

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

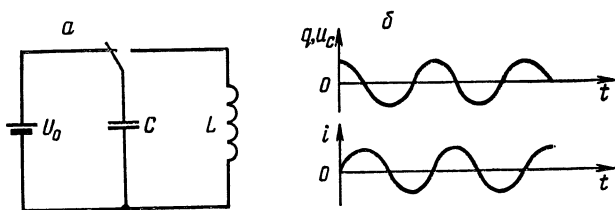


Рис. 2.10. Схема возбуждения свободных колебаний в идеальном колебательном контуре (а); изменение заряда и напряжения на конденсаторе и тока в катушке индуктивности (б)

преобразуем в этом случае к виду

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

или

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

Уравнения (2.57) и (2.57а) 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.

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

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

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

$$i(t) = I e^{-\alpha t} \sin \omega_{\text{св}} t. \quad (2.60)$$

Определим, при каких α и I выражение (2.60) будет решением уравнения (2.59). Для этого найдем производные $i(t)$:

$$\frac{di}{dt} = -\alpha I e^{-\alpha t} \sin \omega_{\text{св}} t + \omega_{\text{св}} I e^{-\alpha t} \cos \omega_{\text{св}} t,$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i}{dt^2} &= \alpha^2 I e^{-\alpha t} \sin \omega_{\text{св}} t - \\ &- 2\alpha \omega_{\text{св}} I e^{-\alpha t} \cos \omega_{\text{св}} t - \omega_{\text{св}}^2 I e^{-\alpha t} \sin \omega_{\text{св}} t. \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} &\left(\alpha^2 - \omega_{\text{св}}^2 + \omega_0^2 - \frac{\alpha}{\tau} \right) \sin \omega_{\text{св}} t + \\ &+ \left(\frac{\omega_{\text{св}}}{\tau} - 2\alpha \omega_{\text{св}} \right) \cos \omega_{\text{св}} t = 0. \end{aligned}$$

Это равенство должно выполняться для любых t , что возможно только при равных нулю коэффициентах при $\cos \omega_{\text{св}} t$ и $\sin \omega_{\text{св}} t$. Приравняв каждый из них к нулю, получим

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2\tau} = \frac{R}{2L}, \\ \omega_{\text{св}} &= \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2\omega_0 \tau} \right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{LCR^2}{4L^2}} \Big|_{(2.38)} = \\ &= \omega_0 \sqrt{1 - \frac{R^2}{4\rho^2}} \Big|_{(2.37)} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \end{aligned} \quad (2.61)$$

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

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

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 $\omega_{св}$, затухающие по экспоненте. С ростом затухания (при увеличении R) частота свободных колебаний $\omega_{св}$ в соответствии с (2.61) уменьшается; при $R \geq 2\rho$ процесс в контуре уже не является колебательным, а представляет собой аperiодический 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:

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

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

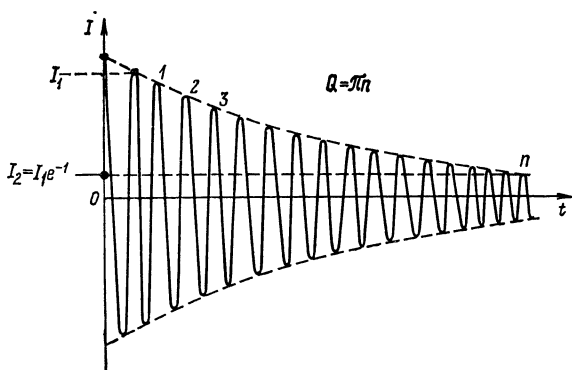


Рис. 2.11. К определению добротности контура по затуханию свободных колебаний

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

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

откуда с учетом (2.37)

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

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, 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

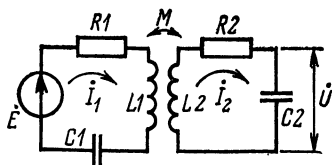


Рис. 2.12. Связанные контуры с трансформаторной связью

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

$$\left[R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] I_1 = \dot{E}. \quad (2.67)$$

При наличии правого контура

$$\left. \begin{aligned} \left[R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] I_1 + j\omega M I_2 &= \dot{E}, \\ \left[R_2 + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] I_2 + j\omega M I_1 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2.68)$$

сокращенно

$$\left. \begin{aligned} Z_1 I_1 + j\omega M I_2 &= \dot{E}, \\ Z_2 I_2 + j\omega M I_1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.69)$$

Исключим переменную I_1 :

$$j \left(\frac{Z_1 Z_2}{\omega M} + \omega M \right) I_2 = \dot{E}. \quad (2.70)$$

Напряжение на выходе выразим через ток во втором контуре:

$$\dot{U} = \frac{1}{j\omega C_2} I_2 \quad (2.71)$$

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 $\Delta\omega$, т. е. будем считать $\omega L \approx \omega_0 L = \rho$ (см. (2.38)).

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

$$\dot{K} = \frac{M}{C} \frac{1}{Z^2 + \omega^2 M^2} = k\rho^2 \frac{1}{R^2 + j2RX - X^2 + k^2\rho^2} =$$

$$= \frac{k\rho^2}{R^2 + j2R\rho\varepsilon - \rho^2\varepsilon^2 + k^2\rho^2} = \frac{k}{d^2 + k^2 - \varepsilon^2 + j2d\varepsilon}. \quad (2.73)$$

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. Приравняв к нулю производную $dK/d\varepsilon$, получаем уравнения экстремальных точек:

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

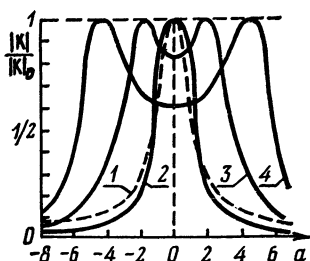
откуда

$$\varepsilon_1 = 0, \quad \varepsilon_2 = \sqrt{k^2 - d^2}, \quad \varepsilon_3 = -\sqrt{k^2 - d^2}. \quad (2.75)$$

Из определения ε (см. (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 $k < d$ (кривые 1, 2); при $k > d$ (кривые 3, 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

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 входным напряжением u_1 и током i_1 и выходными напряжением u_2 и током i_2 (рис. 2.14). Две из четырех величин известны

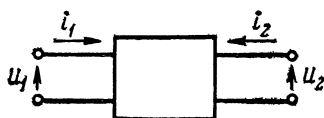


Рис. 2.14. Четырехполюсник

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 соот-

ветствующие 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:

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

— входная проводимость при постоянном напряжении на выходе;

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1 = 0} \quad (2.84)$$

— обратная проходная проводимость при постоянном напряжении на входе;

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2 = 0} \quad (2.85)$$

— прямая проходная проводимость при постоянном напряжении на выходе, или крутизна передаточной вольт-амперной характеристики;

$$y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1 = 0} \quad (2.86)$$

— выходная проводимость при постоянном входном напряжении.

Коэффициенты y_{jk} могут быть определены экспериментально по результатам двух опытов: 1) при коротком замыкании выхода ($U_2 = 0$) и включении источника сигнала слева; 2) при коротком замыкании входа ($U_1 = 0$) и подключении источников справа.

Для пассивного четырехполюсника справедлив *принцип взаимности*: если любая линейная цепь содержит только один источник энергии — генератор напряжения, включенный в участке A цепи, и он создает ток I в участке B этой цепи, то перенос генератора в участок B и сокращение 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. Общепринятые обозначения для всех возможных вариантов приведены в табл. 2.1.

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}

Не зная схемы четырехполюсника, можно, руководствуясь определениями типа (2.83)—(2.86), измерить коэффициенты, входящие в описывающую его систему уравнений. 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 являются Т- и П-образные эквивалентные схемы четырехполюсников (рис. 2.15). 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. 2.15, а следует, что входное сопротивление этой схемы при разомкнутом выходе

$$\left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = Z_1 + Z_3; \quad (2.89)$$

выходное сопротивление при разомкнутом входе

$$\left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = Z_2 + Z_3. \quad (2.90)$$

Сопротивление прямой и обратной передачи

$$\left. \frac{u_2}{i_1} \right|_{i_2=0} = Z_3, \quad \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{i_1=0} = Z_3. \quad (2.91)$$

В системе уравнений четырехполюсника в z -параметрах

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2, \\ u_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.92)$$

коэффициенты z_{jk} имеют размерность сопротивлений и простой физический смысл: z_{11} — входное сопротивление

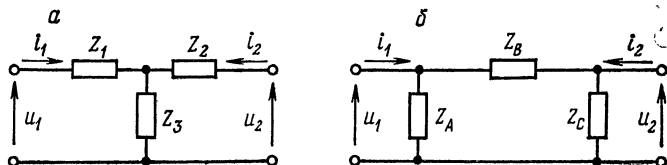


Рис. 2.15. Эквивалентные схемы четырехполюсника: Т-образная (а) и П-образная (б)

ние ненагруженного четырехполюсника. Действительно, при $i_2 = 0$ непосредственно из (2.92) получаем

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2 = 0}. \quad (2.93)$$

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

$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1 = 0}. \quad (2.94)$$

Аналогично из (2.92) имеем

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1 = 0}, \quad z_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2 = 0}. \quad (2.95)$$

Сравнивая выражения (2.89) с (2.93), (2.90) с (2.94) и (2.91) с (2.95), выразим коэффициенты z_{jk} через параметры элементов Т-образной схемы:

$$\left. \begin{aligned} z_{11} &= Z_1 + Z_3, & z_{12} &= Z_3, \\ z_{21} &= Z_3, & z_{22} &= Z_2 + Z_3 \end{aligned} \right\} \quad (2.96)$$

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

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= z_{11} - z_{12}, \\ Z_2 &= z_{22} - z_{12}, \\ Z_3 &= z_{12} = z_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (2.97)$$

По аналогии из (2.82)—(2.86) и рис. 2.15, б легко установить, что параметры элементов П-образной схемы выражаются через y -коэффициенты следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Z_A &= \frac{1}{y_{11} + y_{12}}, \\ Z_B &= -\frac{1}{y_{12}} = -\frac{1}{y_{21}}, \\ Z_C &= \frac{1}{y_{12} + y_{22}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.98)$$

§ 2.13. 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_n до высшей ω_v , для которой фильтр имеет близкий к единице коэффициент передачи A , называется полосой пропускания, или полосой прозрачности, фильтра, остальные частотные области — полосой непрозрачности (задержания). В полосе задержания $A \ll 1$.

По частотным характеристикам различают четыре основных типа фильтров (рис. 2.16). Фильтры нижних частот (ФНЧ) пропускают колебания с частотами от нуля до ω_v , фильтры верхних частот (ФВЧ) — колебания с частотой не ниже ω_n . Полосовые фильтры (ПФ) имеют полосу пропускания от ω_n до ω_v , режекторные (РФ), или заградительные, фильтры, наоборот, пропускают колебания вне интервала $[\omega_n, \omega_v]$ 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 применяются пассивные и активные (содержащие активные элементы) *RC*-фильтры. Фильтрацию частот ниже одного герца осуществляют электротепловым способом: входной сигнал нагревает стержень, а выходом фильтра является находящийся в тепловом контакте со стержнем термоэлектрический преобразователь.

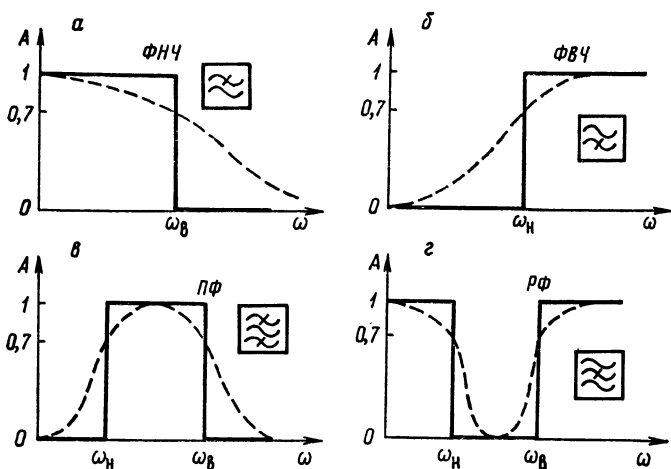


Рис. 2.16. Частотные характеристики идеальных (сплошная кривая) и реальных (пунктирная) фильтров: нижних частот (*a*), верхних частот (*б*), полосового (*в*) и режекторного (*г*)

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 механи-

ческие 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} — 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 полностью отражается к источнику, поэтому сопротивление идеального фильтра является чисто активным в полосе прозрачности и чисто реактивным в полосе задержания.

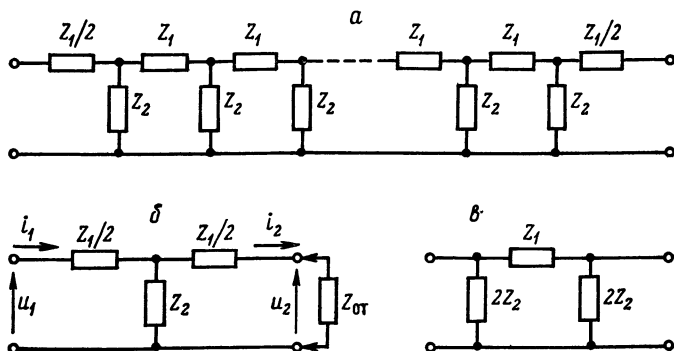


Рис. 2.17. Лестничный фильтр (а); звенья лестничной схемы: Т-типа (б) и П-типа (в)

Схемы пассивных фильтров представляют собой лестничное соединение Т- или П-образных звеньев (рис. 2.17). К выходу последнего звена подключается нагрузка, ко входу первого — источник сигнала. Нередко между выходом последнего звена и нагрузкой помещают специальное согласующее звено.

Появление высококачественных линейных интегральных схем, в частности операционных усилителей, привело к созданию на их основе активных фильтров, которые и по характеристикам и по габаритам выгодно отличаются от пассивных фильтров. Некоторые из них будут рассмотрены в гл. 4.

Фильтр наиболее полно характеризуется зависимостью коэффициента передачи от частоты. Коэффициент передачи мощности, т. е. отношение мощности сигнала на выходе фильтра к мощности, поступающей на вход, удобно оценивать в логарифмической шкале. За единицу отношения мощности принят бел (в честь А. Г. Белла), который определяется как

$$1\text{Б} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}, \quad P_2 = 10P_1. \quad (2.99)$$

На практике пользуются, как правило, величиной, в 10 раз меньшей, — децибелом, поэтому коэффициент передачи, выраженный в децибелах, находят по формуле

$$A = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ дБ}. \quad (2.100)$$

Из-за квадратичной зависимости мощности от тока (или напряжения) коэффициент передачи тока (напряжения) определяется как

$$A_{U,I} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ дБ} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1} \text{ дБ}. \quad (2.101)$$

При описании фильтров употребляются также термины *октава*, или изменение частоты вдвое, и *декада* — изменение частоты в 10 раз. Так, простейшие фильтры верхних (см. рис. 2.4, а) и нижних (см. рис. 2.5, а) частот обладают затуханием 6 дБ на октаву или 20 дБ на декаду.

Широкое распространение для целей фильтрации получили так называемые двойные Т-образные мосты из резисторов и конденсаторов (рис. 2.18, а). При произвольном значении элементов моста его характеристики могут быть легко рассчитаны, если рассматривать схему как параллельное соединение двух четырехполюсников. Полу-чающиеся при этом громоздкие выражения упрощаются при соотношении между элементами моста:

$$C_2 = 2C_1; \quad R_1 = 2R_2, \quad (2.102)$$

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. 2.18, б. При выполнении условий (2.102) частота максимального ослабления

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_1}. \quad (2.103)$$

ТТ-мост чаще всего применяется в активных фильтрах. При его включении в цепь отрицательной обратной

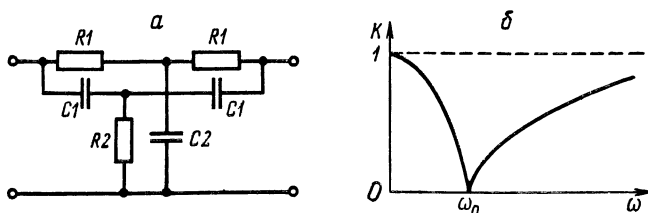


Рис. 2.18. Двойной Т-мост (ТТ-мост): схема (а), частотная характеристика (б)

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.

§ 2.14. Пассивные LC-фильтры

Рассмотрим фильтр из симметричных Т-звеньев (см. рис. 2.17, б). Входное сопротивление Z_{11} такого звена, нагруженного на согласованную нагрузку, равно Z_{0T} и в соответствии с обозначениями на рис. 2.17, б

$$Z_{11} = Z_{0T} = \frac{Z_1}{2} + Z_2 \parallel \left(\frac{Z_1}{2} + Z_{0T} \right)$$

или

$$Z_{0T} = \frac{Z_1}{2} + \frac{\frac{Z_1 Z_2}{2} + Z_2 Z_{0T}}{Z_2 + \frac{Z_1}{2} + Z_{0T}}. \quad (2.104)$$

Простыми преобразованиями выражение для характеристического сопротивления симметричного согласованного Т-звена приводится к виду

$$Z_{0T} = \sqrt{Z_1 Z_2 \left(1 + \frac{Z_1}{4Z_2}\right)}. \quad (2.105)$$

Аналогичным образом получается выражение для характеристического сопротивления Π -звена на рис. 2.17, в:

$$Z_{0\Pi} = \sqrt{\frac{Z_1 Z_2}{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \quad (2.106)$$

Если сопротивление нагрузки R_H активно и связано с Z_1 и Z_2 равенством

$$R_H = \sqrt{Z_1 Z_2}, \quad (2.107)$$

то (2.105) и (2.106) преобразуется в

$$Z_{0T} = R_H \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}; \quad (2.105a)$$

$$Z_{0\Pi} = \frac{R_H}{\sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}}}. \quad (2.106a)$$

Пассивные фильтры, для которых произведение последовательного и параллельного полных сопротивлений есть величина постоянная, т. е. для которых выполняется условие (2.107)

$$k = \sqrt{Z_1 Z_2} = R_H, \quad (2.107a)$$

называются фильтрами типа k .

Определим затухание и сдвиг фазы в звене фильтра. Для выходного контура T -звена (см. рис. 2.17, в) запишем уравнение Кирхгофа

$$Z_2(I_2 - I_1) + \frac{Z_1}{2} I_2 + \dot{U}_2 = 0$$

и выразим из него входной ток

$$I_1 = \frac{1}{Z_2} \dot{U}_2 + \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) I_2. \quad (2.108)$$

T -звено на рис. 2.17, б можно рассматривать как пас-

сивный симметричный согласованный четырехполюсник, который описывается системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \operatorname{ch} \gamma \dot{U}_2 + Z_0 \operatorname{sh} \gamma \dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= \frac{1}{Z_0} \operatorname{sh} \gamma \dot{U}_2 + \operatorname{ch} \gamma \dot{I}_2, \end{aligned} \right\} \quad (2.109)$$

где Z_0 — *характеристическое* (входное) *сопротивление* четырехполюсника; γ — *постоянная распространения*, которая является комплексной величиной и определяется как половина натурального логарифма отношения кажущихся мощностей на входе и выходе четырехполюсника:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{2} \ln \frac{\dot{U}_1 \dot{I}_1}{\dot{U}_2 \dot{I}_2}. \quad (2.110)$$

Коэффициент α характеризует затухание, называется *собственным затуханием* четырехполюсника и измеряется в неперах. Затухание в неперах (Нп) равно натуральному логарифму отношения входного напряжения (тока) к выходному. Величина β определяет сдвиг фазы напряжения (тока) на выходе четырехполюсника относительно входа и называется *фазовой постоянной*, или *коэффициентом фазы*.

Для симметричного четырехполюсника

$$\gamma = \ln \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = \ln \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}. \quad (2.110a)$$

Из сравнения (2.108) со вторым уравнением (2.109) запишем

$$\operatorname{ch} \gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}. \quad (2.111)$$

Представим $\operatorname{ch} \gamma$ как

$$\operatorname{ch} \gamma = \operatorname{ch}(\alpha + j\beta) = \operatorname{ch} \alpha \cdot \cos \beta + j \operatorname{sh} \alpha \cdot \sin \beta. \quad (2.112)$$

Если Z_1 и Z_2 — чисто реактивные сопротивления, то их отношение — величина вещественная и из (2.111) и (2.112) получаются два уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{ch} \alpha \cdot \cos \beta &= 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}, \\ \operatorname{sh} \alpha \cdot \sin \beta &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.113)$$

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

$$\cos \beta = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}. \quad (2.114)$$

Переписав (2.114) в виде области ограничения значений косинуса, получим условие, характеризующее *полосу прозрачности* фильтра:

$$-1 \leq 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \leq 1, \quad (2.115)$$

которое после простейшего преобразования сводится к

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0. \quad (2.116)$$

Фазовая характеристика в полосе прозрачности также получается из выражения (2.114)

$$\beta = \arccos \left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \right). \quad (2.117)$$

При $\alpha \neq 0$, т. е. за пределами полосы прозрачности, второе уравнение (2.113) справедливо при $\beta = k\pi$ (где $k = 0, 1, 2, \dots$), вследствие чего первое из уравнений (2.113) приобретает вид

$$\operatorname{ch} \alpha = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (2.118)$$

и описывает затухание звена фильтра вне полосы прозрачности.

Из (2.116) 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 (2.116) нарушается с ростом частоты и схема является фильтром нижних частот; если же Z_1 — емкостное, а Z_2 — индуктивное, то нарушение (2.116) происходит с уменьшением частоты и схема является фильтром верхних частот.

§ 2.15. Фильтр нижних частот

В качестве примера рассмотрим фильтр нижних частот (рис. 2.19, а). Для этой схемы

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

Будем рассматривать фильтр как лестничную схему из Т-звеньев (рис. 2.19, б). Полоса прозрачности определяется неравенством

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} = -\frac{\omega^2 LC}{4} \leq 0. \quad (2.119)$$

Обозначим

$$2/\sqrt{LC} = \omega_{\text{ср}},$$

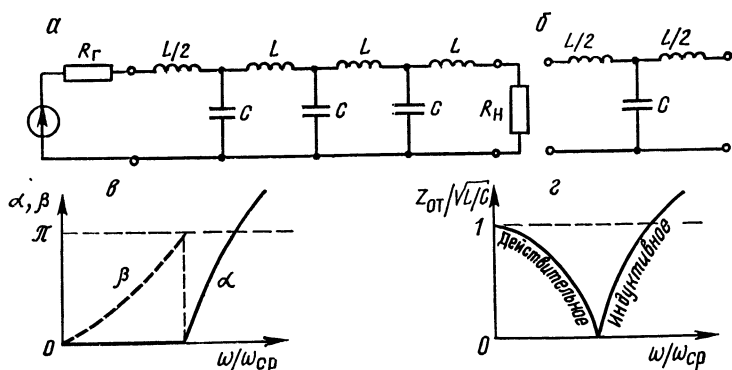


Рис. 2. 19. Фильтр нижних частот: схема включения (а); Т-звено фильтра (б); зависимость затухания и сдвига фазы от частоты (в); зависимость характеристического сопротивления от частоты (г)

тогда (2.119) записывается в виде

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

или

$$0 \leq \omega \leq \omega_{\text{ср}}. \quad (2.120)$$

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 (2.117) фазовая характеристика

$$\beta = \arccos \left(1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \right) = \arccos \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2} \right). \quad (2.121)$$

В полосе непрозрачности ($\omega > \omega_{\text{ср}}$) согласно (2.118) затухание

$$\alpha = \operatorname{arch} \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2} \right). \quad (2.122)$$

Фазовый сдвиг в полосе непрозрачности $\beta = \pi$, так как согласно (2.121) к этому значению стремится β при приближении ω к $\omega_{\text{ср}}$. Графики частотных зависимостей α и β показаны на рис. 2.19, в.

Согласно формуле (2.105) и принятым в данном параграфе обозначениям характеристическое сопротивление Т-звена фильтра нижних частот

$$Z_{0\text{т}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_{\text{ср}}^2}}. \quad (2.123)$$

При изменении частоты от 0 до $\omega_{\text{ср}}$ сопротивление $Z_{0\text{т}}$ 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 бесконечности (рис. 2.19, г).

Аналогичным образом, пользуясь формулами, полученными в § 2.14, можно проанализировать фильтр нижних частот из П-звеньев, а также фильтры верхних частот из Т- и П-звеньев.

§ 2.16. Согласование фильтров

Из рис. 2.19, 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-про-

тотипа 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 :

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

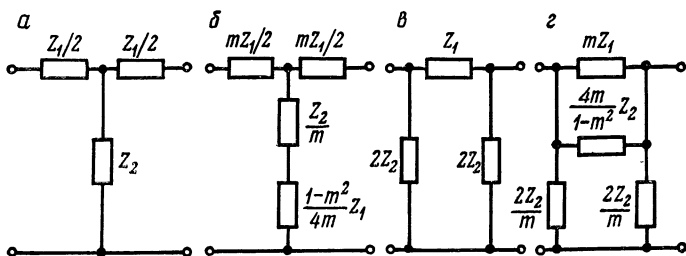


Рис. 2.20. Фильтры типа m : прототип Т-звено (а) и производное Т-звено типа m (б); прототип П-звено (в) и производное П-звено типа m (г)

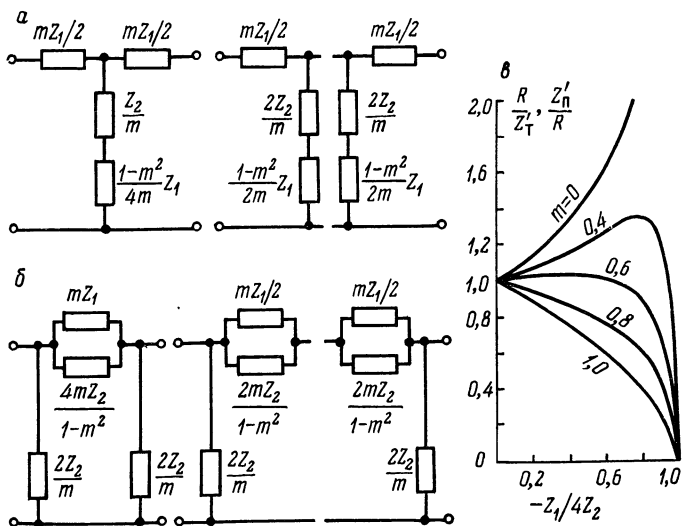


Рис. 2.21. Деление звеньев типа m на полужвенья (а, б); частотная зависимость характеристического сопротивления полужвена со стороны раздела при различных m (в)

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. 2.20, $a — z$.

Звенья типа m обладают следующим важным для практического применения свойством. Если разделить пополам Т- или П-звено типа m так, как показано на рис. 2.21, $a, б$, то входное сопротивление полужвена, определяемое со стороны раздела Z'_T и $Z'_П$, будет зависеть не только от значений Z_1 и Z_2 , но и от m . Характер этой

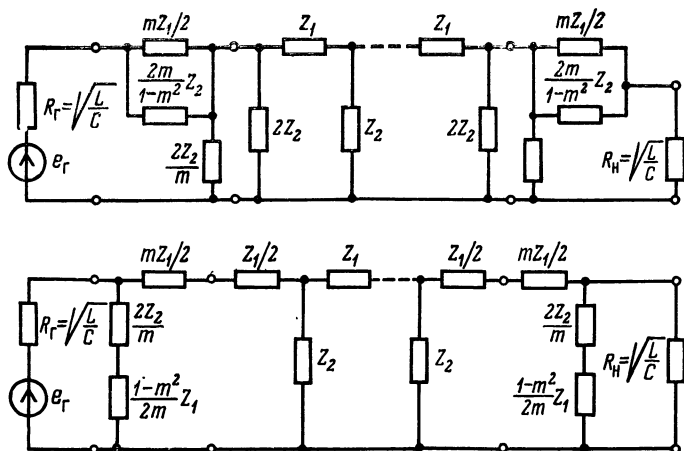


Рис. 2.22. Включение полужвеньев типа m для согласования фильтра типа k с генератором и нагрузкой: фильтр из П-звеньев (а); фильтр из Т-звеньев (б)

зависимости показан на рис. 2.21, $в$, из которого видно, что наилучшее согласование с активной нагрузкой получается при $m = 0,6$. Данная особенность полужвеньев типа m позволяет использовать их в качестве согласующих элементов между цепочкой полных звеньев и активной нагрузкой. Заметим, что звенья типа m делят на полужвенья только тогда, когда они используются как оконечные полужвенья.

Примеры согласования фильтров из П- и Т-звеньев типа k с генератором и нагрузкой при помощи полужвеньев типа m показаны на рис. 2.22.

ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Электрические цепи радиоэлектронных устройств состоят из элементов, которые могут быть классифицированы различными способами. Наиболее общая классификация — разделение их на *активные*, или способные увеличивать мощность электрического сигнала, и *пассивные*. В этой главе мы кратко рассмотрим отдельные, или *дискретные*, компоненты электрических схем, не затрагивая *интегральных схем* — композиций элементов с определенным функциональным назначением.

§ 3.1. Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности

Резистор (от лат. *resisto* — сопротивляюсь) — структурный элемент электрической цепи, оказывающий известное (номинальное) сопротивление электрическому току. Сопротивление резистора 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 металлические, углеродистые, жидкостные и керамические резисторы. Для защиты от внешних воздействий резисторы большой мощности покрывают стеклоэмалью. Резисторы могут быть постоянными и переменными. Основные параметры резисторов: номинальное сопротивление и его допустимое отклонение (обозначены на корпусе); 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.

Конденсатор — это система 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 диэлектриком служит оксидная пленка. Они применяются только в цепях постоянного и пульсирую-

щего 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.

§ 3.2. 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. 3.1). Термисторы с положи-

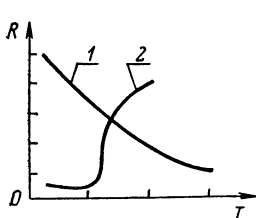


Рис. 3.1. Температурная зависимость сопротивления терморезисторов с отрицательным (1) и положительным (2) ТКС

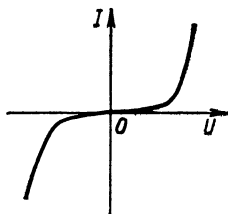


Рис. 3.2. Статическая вольт-амперная характеристика варисторов

тельным 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, полу-

проводники типа АІІВV, окиси меди, кобальта, никеля и других металлов. Диапазон *рабочих температур* термистора — от единиц до 1000—1300 К, размеры — от нескольких микрон до нескольких сантиметров.

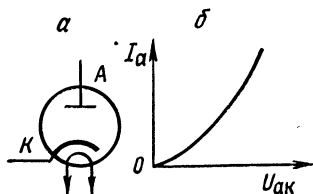
Резистор, сопротивление которого зависит от приложенного к нему напряжения, называется *варистором* и имеет симметричную вольт-амперную характеристику (рис. 3.2). Варисторы изготавливаются из порошкообразного карбида кремния (SiC), смешанного со связующим веществом (смола, жидкое стекло, глина). Смесь 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.

§ 3.3. 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 К и холодным анодом А (рис. 3.3). Такой диод

Рис. 3.3. Обозначение (а) и вольт-амперная характеристика (б) вакуумного диода



пропускает ток только в одном направлении, так как носителями тока в вакууме являются испускаемые раскаленным катодом электроны. Вакуумный диод 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. 3.4, а). В p -области этот слой создается оставши-

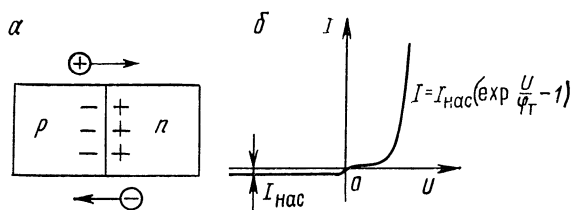


Рис. 3.4. Пространственный заряд в области $p-n$ -перехода (а); вольт-амперная характеристика $p-n$ -перехода (б)

мися после рекомбинации свободных носителей связанными с кристаллической решеткой отрицательными ионами акцепторной примеси, в n -области — положительными 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 $p-n$ -перехода неосновные носители, прежде чем успевают рекомбинировать с основными, могут попасть в поле потенциального барьера и служить причиной дрейфового тока. При отсутствии внешних воздействий этот ток постоянно компенсируется диффузионным током основ-

ных 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. 3.4, б). 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 обеспечивается 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.

Диффузионная ветвь вольт-амперной характеристики p — n -перехода описывается формулой

$$I = I_{\text{нас}} \left(e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right) \approx I_{\text{нас}} e^{\frac{U}{\varphi_T}}, \quad (3.1)$$

где $I_{\text{нас}}$ — обратный ток насыщения; U — прикладываемое к p — n -переходу прямое напряжение; $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана; T — температура в кельвинах; q — элементарный заряд (положительный, равный заряду электрона). Полезно запомнить, что $\varphi_T = kT/q \approx T/11600$ и что при комнатной температуре $\varphi_T \approx 25$ мВ.

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 различное применение. Из-за большого времени жизни инжектированных дырок ($\sim 10^{-5}$ — 10^{-4} с) выпрямительные диоды применяются на частотах 50—2000 Гц.

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

§ 3.4. Некоторые специальные диоды

При больших обратных смещениях резко возрастает обратный ток вследствие *пробоя* p — n -перехода (рис. 3.5). Пробой возникает при достаточно сильном электрическом поле, когда неосновные носители уско-

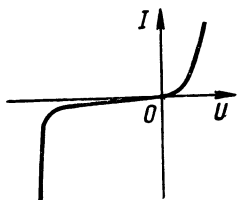


Рис. 3.5. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

ряются 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 напряжения обратного смещения (потенциального 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.

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

Если 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 вольт-амперную характеристику с областью отрицательного сопротивления, в которой ток возрастает при уменьшении напряжения (рис. 3.6, а). Туннельный пробой при обратном смещении положен в основу действия низковольтных стабилизаторов.

При очень сильном легировании резкое нарастание обратного тока начинается сразу же с увеличением обратного напряжения от нуля и обратная ветвь оказывается

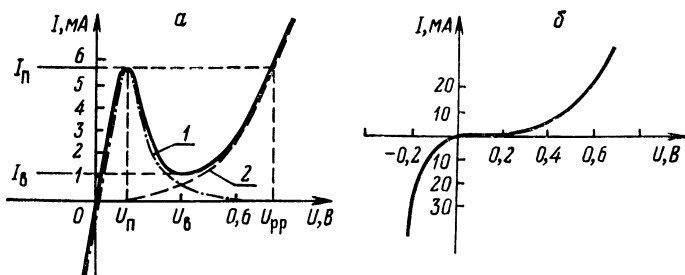


Рис. 3.6. Типичные вольт-амперные характеристики туннельного (а) и обращенного (б) диодов:

1 — туннельный ток; 2 — диффузный ток

круче прямой ветви (рис. 3.6, б). Диоды с такой характеристикой называются *обращенными* и применяются в схемах с низкими уровнями напряжения.

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. 3.7, а); при анодном управлении управляющий электрод $У$ подключается к n -базе. Если управляющий электрод отключен и к тиристору приложено напряжение $U_{ак}$ прямой полярности (см. рис. 3.7, а), то $p-n$ -переходы П1 и П3 смещаются в прямом направлении, а П2 — в обратном. Через $p-n$ -переходы П1 и П3 в соседние области инжектируются неосновные носители, которые, проникая в область перехода П2, увеличивают ток через этот переход и уменьшают падение напряжения на нем. Тем не менее наибольшее падение напряжения в цепи при небольших $U_{ак}$ происходит на обратнсмещенном переходе П2. Когда напряжение на тиристоре достигает $U_{пер}$, происходит ла-

винообразное нарастание тока до величины, определяемой сопротивлением включенного в анодную цепь тиристора резистора R . При этом концентрация неосновных носителей заряда у среднего $p-n$ -перехода П2 становится настолько большой, что создаваемое ими электрическое поле смещает этот переход в прямом направлении.

Таким образом, после того как напряжение переключения достигнуто, в тиристоре все три $p-n$ -перехода

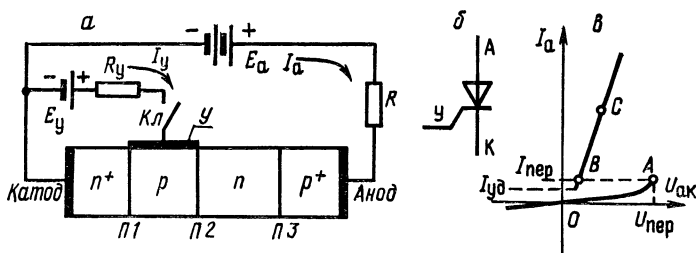


Рис. 3.7. Структура (а), обозначение (б) и вольт-амперная характеристика (в) при разомкнутом ключе Кл тиристора с катодным управляющим электродом

оказываются смещенными в прямом направлении, и в нем наступает устойчивый режим насыщения (участок С вольт-амперной характеристики на рис. 3.7, в), характеризующийся очень малым внутренним сопротивлением.

Рассмотренный режим работы неуправляемого тиристора, или просто динистора, применяется сравнительно редко. Чаще используется режим, в котором при положительном напряжении между анодом и катодом подачи на управляющий электрод $У$ короткого импульса (например, кратковременным замыканием ключа Кл на рис. 3.7, а) тиристор переводится в состояние с высокой проводимостью. Выключается тиристор при уменьшении анодного тока I_a до значения, меньшего тока удержания $I_{уд}$. 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. 3.7, б.

§ 3.5. Транзисторы

Транзистор представляет собой монокристалл полупроводника, в котором чередуются три области электронной и дырочной проводимости. Последовательность областей определяет тип транзисторов: $n-p-n$ (рис. 3.8, а) или $p-n-p$ (рис. 3.8, б). Центральная область называется *базой* (Б). Она отделена $p-n$ -пере-

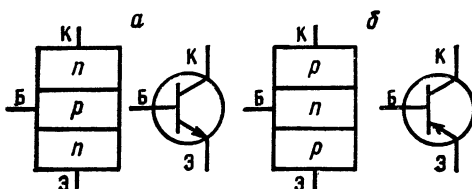


Рис. 3.8. Структура и обозначение $n-p-n$ (а) и $p-n-p$ (б) транзисторов

ходами от *эмиттера* (Э) и *коллектора* (К). Ширина базы мала и составляет единицы микрометров.

Рассмотрим работу транзистора типа $n-p-n$ (рис. 3.9, 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 *запирания* 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 неосновных носителей, то подавляющее большинство инжектированных из эмиттера в базу электронов достигает коллекторного перехода, захватывается его полем и втягивается в коллектор, создавая ток коллектора $I_{К}$. Лишь незначительная часть электронов рекомбинирует с основными носителями базы — дырками, обуславливая тем самым ток базы $I_{Б}$. Этот ток тем меньше, чем меньше ширина базы и концентрация дырок в ней.

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

$$I_{Э} = I_{Б} + I_{К}. \quad (3.2)$$

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

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\mathcal{E}}}. \quad (3.3)$$

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

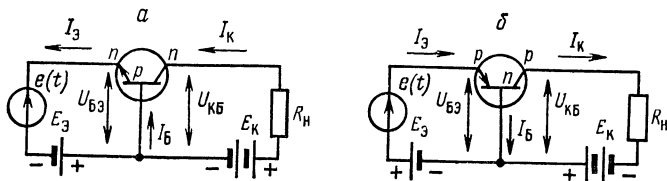


Рис. 3.9. К пояснению принципа усиления на транзисторах $n-p-n$ (а) и $p-n-p$ (б)

Отметим, что на ток в цепи коллектор — эмиттер накладывается *обратный ток коллектора* I_{K0} , обусловленный тепловой генерацией электронно-дырочных пар вблизи коллекторного перехода, поэтому уравнение коллекторного тока имеет вид

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{K0}. \quad (3.4)$$

Однако $I_{K0} \ll I_{\mathcal{E}}$ и в большинстве случаев величиной I_{K0} можно пренебречь.

Изменение $U_{БЭ}$ приводит к изменению $I_{\mathcal{E}}$ и, следовательно, к изменению I_K . 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. 3.9, б), только электроны и дырки в них меняются ролями, а полярность источников питания следует изменить на противоположную.

Возможны три основные схемы включения транзисторов (рис. 3.10, а, б, в). В каждой из них напряжение сигнала на общем электроде принимается за нуль, и от него отсчитываются напряжения схемы на данном транзи-

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

Наиболее употребительные — *статические выходные характеристики* транзистора для схем с общей базой и общим эмиттером (рис. 3.11). Они выражают зависимость I_K от постоянного напряжения на коллекторе отно-

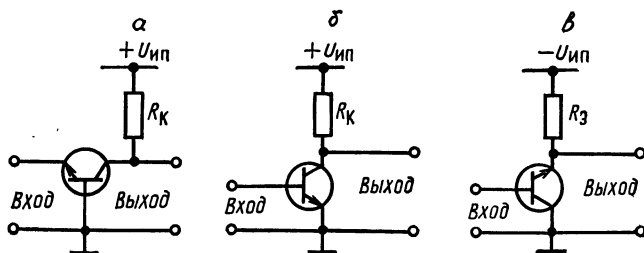


Рис. 3.10. Схема включения транзисторов с общими базой (а), эмиттером (б), коллектором (в)

сительно общего электрода 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 таких характеристик. При этом, так же как и для характеристик, необходимо указывать схему включения транзистора.

Основные параметры транзистора в схеме с общей базой:

дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока

$$\alpha = \frac{\partial I_K}{\partial I_{\text{Э}}} \Big|_{U_{KB} = \text{const}}; \quad (3.5)$$

дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_{\text{Э}} = \frac{\partial U_{\text{ЭБ}}}{\partial I_{\text{Э}}} \Big|_{U_{KB} = \text{const}}; \quad (3.6)$$

дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_K = \frac{\partial U_{KB}}{\partial I_K} \Big|_{I_E = \text{const}}; \quad (3.7)$$

коэффициент внутренней обратной связи по напряжению, характеризующий влияние коллекторного напряжения на эмиттерное:

$$\mu_{ЭК} = \frac{\partial U_{ЭБ}}{\partial U_{KB}} \Big|_{I_E = \text{const}}. \quad (3.8)$$

Помимо перечисленных параметров важную роль в работе транзистора играет обратный ток коллектора I_{K0}

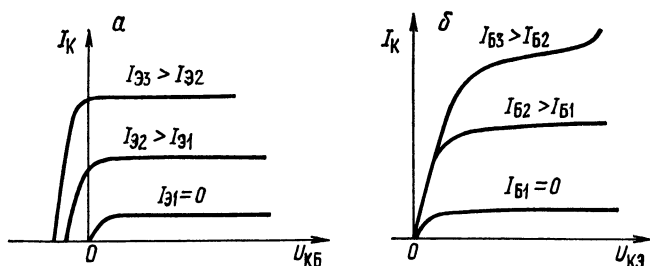


Рис. 3.11. Семейства выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общей базой (а) и общим эмиттером (б)

(ток в цепи коллектора при рабочем напряжении на коллекторе и токе эмиттера, равном нулю).

Аналогичные параметры можно указать для транзисторов в схеме с общим эмиттером. При этом усилительные свойства транзистора характеризуются *коэффициентом передачи тока базы*

$$\beta = \frac{\partial I_K}{\partial I_B} \Big|_{U_{KE} = \text{const}}. \quad (3.9)$$

Параметры α и β связаны между собой:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (3.10)$$

Входное сопротивление транзисторов в схеме с общим эмиттером

$$r_B = \left. \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} \quad (3.11)$$

Дифференциальное внутреннее сопротивление коллектора

$$r_K = \left. \frac{\partial U_{КЭ}}{\partial I_K} \right|_{I_B = \text{const}} \quad (3.12)$$

При использовании транзисторов в схемах усилителей напряжения удобно пользоваться крутизной характеристики:

$$S = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} \approx \frac{1}{r_{Э}} \quad (3.13)$$

Согласно (3.9) и (3.11)

$$S = \frac{\beta}{r_B} \quad (3.14)$$

Параметры транзисторов обычно даются в виде h -коэффициентов системы уравнений четырехполюсника, или h -параметров. Эта система получается, когда в качестве независимых переменных (см. табл. 2.1) применяются входной ток i_1 и выходное напряжение u_2 . Система уравнений для такого случая линейного четырехполюсника имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_1 &= h_{11}\Delta i_1 + h_{12}\Delta u_2, \\ \Delta i_2 &= h_{21}\Delta i_1 + h_{22}\Delta u_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

Параметры h_{jk} являются смешанными по размерности и называются гибридными. Они имеют следующий смысл: h_{11} — входное сопротивление при замкнутом выходе; h_{12} — обратный коэффициент передачи напряжения с выхода на вход при разомкнутом входе; h_{21} — прямой коэффициент передачи тока при замкнутом выходе; h_{22} — выходная проводимость при разомкнутом входе.

При записи h -параметров транзисторов обязательно необходимо указывать схему включения. Для схемы включения с общей базой к индексам параметров добавляю букву «Б», а с общим эмиттером — букву «Э».

Физические параметры транзисторов, определенные выражениями (3.5)—(3.7), (3.9), (3.11) и (3.12), связаны с h -параметрами следующим образом:

$$\begin{aligned} \alpha &= h_{21Б}, \quad r_{Э} = h_{11Б}, \quad r_K^{(ОБ)} = h_{22Б}^{-1}, \\ \beta &= h_{21Э}, \quad r_B = h_{11Э}, \quad r_K^{(ОЭ)} = h_{22Э}^{-1}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Рассмотренные транзисторы называются *биполярными*, так как в них действуют положительные и отрицательные носители электрического тока.

Чаще всего биполярный транзистор включают по схеме с общим эмиттером. При этом различают следующие режимы работы транзистора:

1) *режим активного усиления*, когда эмиттерный $p-n$ -переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном;

2) *режим насыщения*, когда положительное напряжение $U_{кэ}$ меньше положительного напряжения $U_{бэ}$. В этом случае и эмиттерный и коллекторный $p-n$ -переходы смещены в прямом направлении, причем напряжение на коллекторном переходе равно: $U_{кб} = U_{бэ} - U_{кэ}$. Важной особенностью этого режима является малая рассеиваемая транзистором мощность при больших коллекторных токах, поэтому он широко используется в переключающих устройствах;

3) *режим отсечки*, когда оба $p-n$ -перехода транзистора закрыты. Этот режим работы также реализуется в переключающих устройствах для фиксации состояний, противоположных тем, которые имеют место при режиме насыщения.

§ 3.6. 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 управляющим $p-n$ -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 полевых транзисторах с управляющим $p-n$ -переходом подложка, как правило, технологически соединяется с затвором.

В транзисторе на рис. 3.12, а ток протекает от истока к стоку по каналу с проводимостью n -типа, т. е. по n -ка-

налу. 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 свободными носителями заряда области на канал приводит

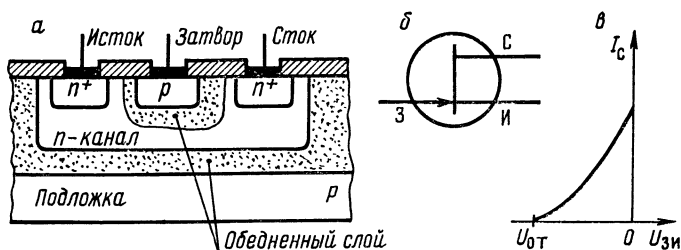


Рис. 3.12. Структура (а), обозначение (б) и переходная вольт-амперная характеристика (в) полевого n -канального транзистора с управляющим $p-n$ -переходом

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. 3.13. Затвор изолируется от канала тонким слоем диэлектрика (0,05—0,2 мкм), в качестве которого используется окисел кремния (транзисторы типа МДП: металл — диэлектрик — полупроводник или МОП: металл — окисел — полупроводник) или слоистые структуры $\text{SiO}_2 - \text{AlO}_3$; $\text{SiO}_2 -$

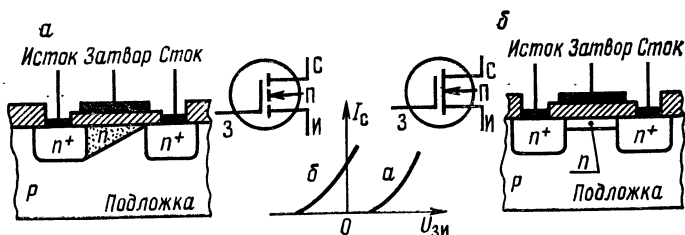


Рис. 3.13. Полевые транзисторы с изолированным затвором: с n -каналом обогащенного (индуцированный канал) (а) и обедненного (встроенный канал) (б) типов

Si_3N_4 и др. Металлический затвор и полупроводниковый 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. 3.13, б), во втором — *индуцированным* (рис. 3.13, а).

Усилительные свойства полевого транзистора полностью определяются семейством *выходных статических характеристик*, снятых в схеме с общим истоком (рис. 3.14). На рисунке выделяются две области: 1) *ма-*

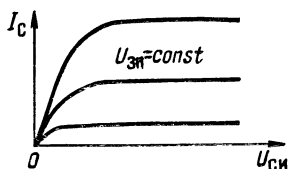


Рис. 3.14. Статические характеристики полевого транзистора

лых напряжений $U_{си}$, в которой стоковый ток I_c пропорционален напряжению сток — исток $U_{си}$ и транзистор можно рассматривать как резистор, управляемый напряжением $U_{зи}$; 2) *больших напряжений $U_{си}$* , когда I_c почти не зависит от $U_{си}$ и транзистор ведет себя как источник тока, управляемый тем же $U_{зи}$.

Основные параметры полевых транзисторов: крутизна характеристики

$$S = \left. \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}} ; \quad (3.17)$$

выходное сопротивление в режиме управляемого источника тока

$$r_c = \left. \frac{\partial U_{си}}{\partial I_c} \right|_{U_{зи} = \text{const}} ; \quad (3.18)$$

статический коэффициент усиления напряжения

$$\mu = \frac{\partial U_{си}}{\partial U_{зи}} . \quad (3.19)$$

Эти параметры связаны равенством

$$\mu = Sr_c. \quad (3.20)$$

Рабочие частоты полевых транзисторов достигают 1 ГГц, а рабочие частоты полевых транзисторов из арсенида галлия с управляющим переходом Шотки (металл — полупроводник) превышают 40 ГГц.

Диапазон управляющих напряжений $U_{зи}$ полевых транзисторов примерно на два десятичных порядка шире рабочего диапазона управляющих напряжений $U_{бэ}$ биполярного транзистора и составляет единицы вольт.

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.

§ 3.7. Электровакuumные приборы

Простейший электровакuumный прибор — *диод* (рис. 3.15, а) представляет собой баллон, откачанный до давления 10^{-7} — 10^{-8} мм рт. ст., в котором размещены два электрода: подогреваемый *катод* К и *анод* А. Вылетающие с поверхности катода электроны термоэмиссии ускоряются электрическим полем в промежутке катод — анод и создают анодный ток. Добавление третьего электрода — *сетки* С (рис. 3.15, б), расположенной между катодом и анодом в непосредственной близости от катода, позволяет управлять относительно большим анодным током без затраты заметной мощности и получать 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 $U_{ск}$ и аноде $U_{ак}$. Трехмерную функцию анодного тока $I_a = f(U_{ск}, U_{ак})$ обычно представляют двумя семействами двумерных характеристик:

$$I_a = f_1(U_{ск})|_{U_{ак} = \text{const}}, \quad I_a = f_2(U_{ак})|_{U_{ск} = \text{const}},$$

которые носят название статических сеточных и анодных характеристик лампы.

Основные параметры триода:

крутизна анодно-сеточной характеристики

$$S = \left. \frac{\partial I_a}{\partial U_{ск}} \right|_{U_{ак} = \text{const}} ; \quad (3.21)$$

внутреннее сопротивление

$$R_i = \left. \frac{\partial U_{ак}}{\partial I_a} \right|_{U_{ск} = \text{const}} ; \quad (3.22)$$

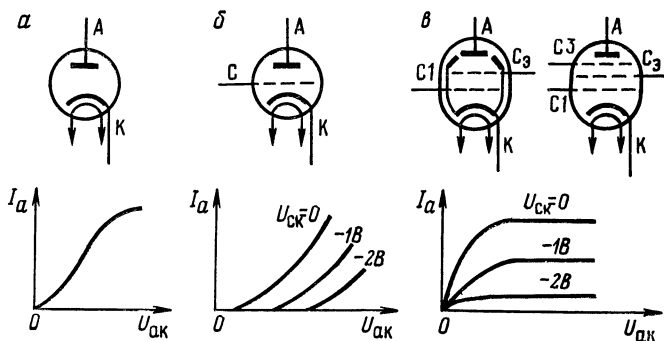


Рис. 3.15. Статические анодные характеристики электронных ламп: диода (а); триода (б); лучевого тетрода и пентода (в)

статический коэффициент усиления

$$\mu = \frac{\partial U_{ак}}{\partial U_{ск}} , \quad (3.23)$$

которые связаны между собой равенством

$$\mu = SR_i. \quad (3.24)$$

Характеристики триода можно улучшить, введя между управляющей сеткой и анодом еще одну сетку — *экранирующую* (C_2) (рис. 3.15, 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 меж-

ду 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 тетродах, в которых при помощи специальных электродов основной поток электронов фокусируется в пучки, а анод имеет внутри полость, в отверстия которой направляются эти пучки. Обратному выходу электронов из анода препятствует сам электронный пучок (луч).

Наиболее распространенный способ устранения динаatronного 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 *антидинаatronной*, защитной, или пентодной. Пентоды позволяют усиливать по напряжению (и мощности) сигналы с частотой до сотен мегагерц. Коэффициент усиления пентода в области обычных радиочастот достигает 100—300.

§ 3.8. 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. 3.16) содержит электронную пушку, состоящую из накаливаемого катода и электродов формирования электронного луча; управляющий электрод (модулятор), потенциал на котором изменяет интенсивность луча; 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 приме-

няются 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

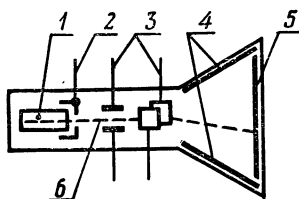


Рис. 3.16. Электронно-лучевой прибор:

1 — электронная пушка; 2 — модулятор; 3 — отклоняющие пластины; 4 — анод; 5 — экран; 6 — электронный луч

храниться очень долго; содержащаяся в нем информация считывается также при помощи электронного луча. Трубки с диэлектрическими мишенями (*потенциалоскопы*) используются в физическом эксперименте для запоминания 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, $z = \sqrt{x^2 + y^2}$, $z = \arctg(x/y)$ 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.

§ 3.9. 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 вольт-амперной характеристике газоразрядного промежутка (рис. 3.17, а) выделяются участки, лежащие в основе работы различных газоразрядных приборов. В зависимости от того, какой участок вольт-амперной характеристики используется, газоразрядные приборы могут быть приборами тлеющего или дугового разряда.

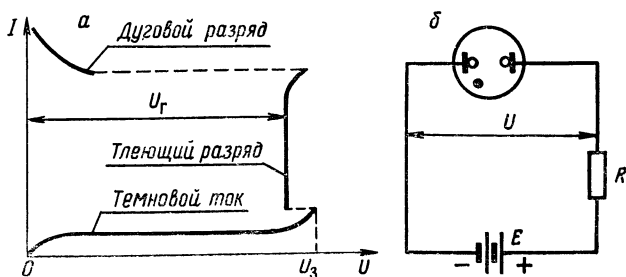


Рис. 3.17. Вольт-амперная характеристика газоразрядного промежутка (а) и схема ее получения (б)

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, разрядники, коммутаторы.

Газоразрядный стабилитрон имеет характеристики, аналогичные характеристикам полупроводникового стабилитрона. Напряжение стабилизации определяется напряжением горения (U_{Γ}) тлеющего разряда. Особенность газоразрядных стабилитронов состоит в том, что напряжение зажигания ($U_з$) 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. Раз-

ряд гаснет лишь после снижения анодного напряжения до значения, меньшего напряжения горения. Для переключения больших токов используются тиратроны дугового разряда.

§ 3.10. 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. 3.18) очевидно соотношение

$$U_D = E - RI. \quad (3.25)$$

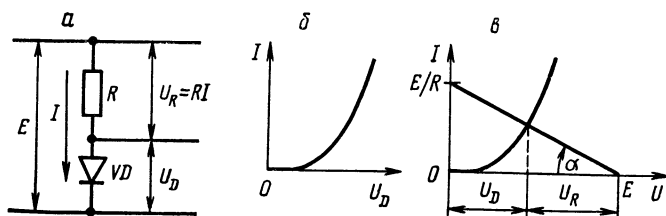


Рис. 3.18. Схема включения (а), вольт-амперная характеристика (б) и графическое определение рабочей точки (в) двухполюсника VD

Определить ток I при произвольных R и E можно, зная прямую или обратную зависимость

$$U_D = f(I). \quad (3.26)$$

В справочниках обычно приводится (или легко измеряется экспериментально) вольт-амперная характеристика диода типа изображенной на рис. 3.18, б, поэтому, не находя приемлемую аппроксимацию зависимости (3.26), уравнение (3.25) решают графически. Для этого в одном и том же масштабе строят графики левой и правой частей выражения (3.25), т. е. вольт-амперную характеристику диода, и прямую, пересекающую ось абсцисс в точке $U = E$ под углом $\alpha = \arctg(1/R)$ (рис. 3.18, в). Ордината точки их пересечения и есть искомый ток, т. е. решение уравнения (3.25).

Графический метод анализа прост и в ряде случаев весьма нагляден. Продемонстрируем это на примере

стабилизатора напряжения (рис. 3.19, 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. 3.19, б, в). Исключением является случай, когда сопротивление нагрузки очень велико; точка пересечения соответствующей ему прямой (пунктирная линия на рис. 3.19, б) и вольт-амперной характеристики диода находится на пологом участке последней. Напряжение на диоде при этом подвержено значительным флуктуациям,

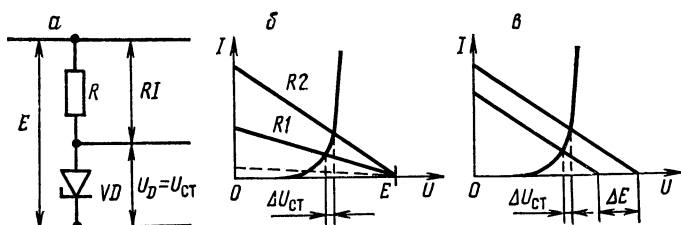


Рис. 3.19. Схема стабилизатора напряжения (а) и ее реакция на изменение сопротивления R (б) и напряжения питания E (в)

что в свою очередь используется для создания генераторов шумового напряжения.

Упомянем еще о схеме последовательного соединения гуннельного диода и сопротивления (рис. 3.20, а). Графический анализ (рис. 3.20, б, в) показывает, что в зависи-

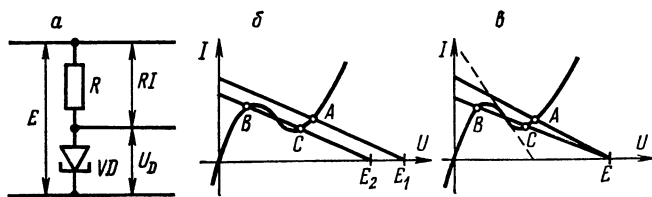


Рис. 3.20. Схема на туннельном диоде и сопротивлении (а); режим с одним (А) и двумя (В и С) устойчивыми состояниями (б, в)

мости 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. 3.20, в, проходящая по касательной к участку вольт-амперной характеристики с отрицательным сопротивлением, т. е. в том месте, где с ростом тока напряжение на диоде уменьшается.

§ 3.11. Статические и динамические характеристики нелинейных элементов

Элементы, имеющие три или более доступных вывода, характеризуются набором (семейством) вольт-амперных характеристик. Если каждую отдельную кривую семейства для данной пары электродов снимают при постоянном токе (напряжении) третьего электрода, характеристики называют *статическими*.

В реальных схемах в цепи электродов нелинейных элементов включены различные сопротивления, поэтому изменение режима любой пары электродов оказывает влияние на режим остальных электродов. Зависимости между напряжениями и токами отдельных электродов элемента с учетом распределения этих напряжений и токов между электродами и подключенными к ним сопротивлениями называют *динамическими* вольт-амперными характеристиками.

Рассмотрим переход от статических характеристик к динамическим на примере схемы, приведенной на рис. 3.21, а. Для нее можно записать:

$$U_{ак} = E_{ак} - R_a I_a. \quad (3.27)$$

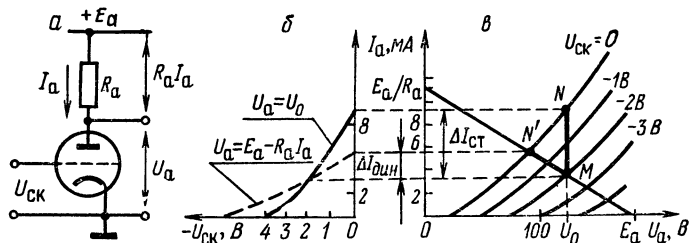


Рис. 3.21. К построению динамической вольт-амперной характеристики триода с сопротивлением анодной нагрузки: схема включения (а); анодно-сеточные характеристики (б); анодные характеристики (в)

На графике семейства статических анодных характеристик вакуумного триода (рис. 3.21, в) построим нагрузочную прямую сопротивления R_a в соответствии с уравнением (3.27). Напряжение $U_{ак}$ определится точкой пересечения этой прямой с кривой из семейства анодных характеристик, соответствующей конкретно имеющемуся на сетке напряжению. Если в исходном состоянии $U_{ск} = -2$ В, то на графике это будет точка M . Статическая крутизна анодно-сеточной характеристики триода есть отношение $\Delta I_{a-ст}$ к $\Delta U_{ск}$ при постоянном напряжении на аноде:

$$S_{ст} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{ск}} \Big|_{U_{ак} = \text{const}}. \quad (3.28)$$

При $U_{ак} = U_0$ в принятом нами масштабе эта крутизна численно равна отрезку $MN/2$. Динамическая крутизна определяется как

$$S_{дин} = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{ск}}. \quad (3.29)$$

В рассматриваемой схеме увеличение напряжения на сетке $U_{ск}$ на 2 В ведет к перемещению рабочей точки из M в N' с соответствующим приращением анодного тока $\Delta I_{a,дин}$, численно равном проекции MN' на вертикальную ось. Уменьшение динамической крутизны по отношению к статической хорошо видно из анодно-сеточных характеристик (рис. 3.21, б).

Если анодная нагрузка представляет собой комплексное сопротивление Z_a (рис. 3.22, а, б), то динамическая

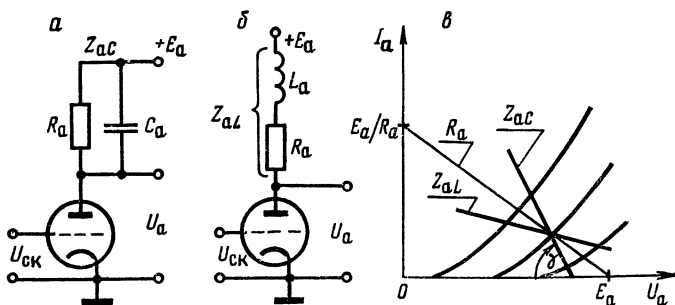


Рис. 3.22. Динамические анодные характеристики по переменному току для различных нагрузок Z_a :

Z_{aC} — с емкостной, Z_{aL} — с индуктивной реактивной составляющими

характеристика зависит от частоты испытательного гармонического сигнала. Для ее построения на семействе выходных статических характеристик (рис. 3.22, 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 $\gamma = \arctg(1/Z_a)$ к оси абсцисс проводят нагрузочную прямую для Z_a , которая и является искомой динамической характеристикой.

§ 3.12. 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 относительно общего электрода. 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_n (это позволяет легко отличить его от напряжений или токов смещения).

Наиболее распространенные схемы обеспечения режима по постоянному току для различных активных элементов приведены на рис. 3.23. Так, для создания прямого смещения эмиттерного перехода биполярного транзистора (рис. 3.23, а) служит делитель на резисторах R_1, R_2 . Для стабильной работы схемы ток этого делителя должен значительно превышать ток базы. Кроме того, при изменении температуры транзистора для стабилизации режима в эмиттер включают резистор R_3 , зашунтированный конденсатором C_3 . Если выполняется условие

$$\frac{1}{\omega_n C_3} \ll R_3, \quad (3.30)$$

то эта цепь практически не влияет на прохождение полезного сигнала. В то же время она ослабляет медленное изменение тока эмиттера I_3 . Например, повышение тем-

пературы вызывает увеличение I_{Σ} и, следовательно, повышение его потенциала (по отношению к «нулевому» проводу). Так как потенциал базы относительно нуля не изменился, то это соответствует снижению напряжения прямого смещения на эмиттерном $p-n$ -переходе, что приводит к уменьшению I_{Σ} , т. е. к компенсации первоначального возрастания. Уменьшение I_{Σ} вызовет обрат-

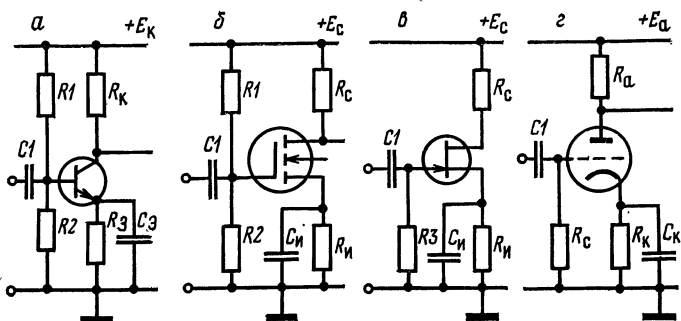


Рис. 3.23. Задание режимов по постоянному току в схемах на биполярном транзисторе (а), полевом транзисторе с индуцированным каналом (б), полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом (в), электронной лампе (г)

ную реакцию. Заметим, что описанный процесс является частным случаем стабилизирующего действия отрицательной обратной связи.

Положительное смещение на затворе полевого транзистора с обогащенным каналом n -типа (рис. 3.23, б) также устанавливается с помощью делителя $R1, R2$ и стабилизируется RC -цепочкой в цепи истока.

Отрицательное смещение на сетке вакуумного триода (рис. 3.23, г) получают за счет начального тока I_0 через резистор в катode (R_k). Так как сеточный ток при отрицательном смещении сетки практически равен нулю, то даже при больших R_c она находится под нулевым потенциалом. Положительное напряжение на катode 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. 3.23, в).

§ 3.13. Стабилизация режима «токовым зеркалом»

Если два одинаковых транзистора $VT1$ и $VT2$ имеют одинаковые характеристики и расположены на одном кристалле, то их идентичность не нарушается при изменении температуры кристалла. Включение таких транзисторов по схеме (рис. 3.24, a) обеспечивает стабильный

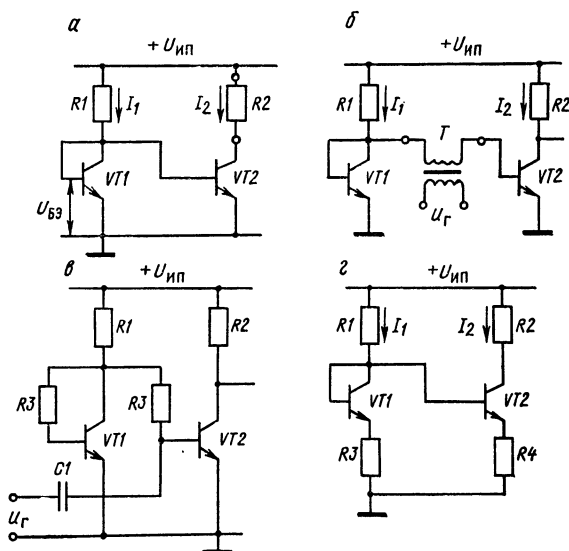


Рис. 3.24. «Токовое зеркало»: простейшая схема (a); подача напряжения u_r , управляющего током I_2 , через трансформатор ($б$) и разделительную RC -цепь ($в$); общая схема ($г$); $U_{\text{ип}}$ — напряжение источника питания

коллекторный ток I_2 транзистора $VT2$. Ток I_1 протекает через резистор $R1$ и открытый $p-n$ -переход база — эмиттер транзистора $VT1$ и равен:

$$I_1 = \frac{U_{\text{ип}} - U_{\text{БЭ}}}{R1}. \quad (3.31)$$

Так как $U_{\text{ип}}$ существенно больше $U_{\text{БЭ}}$, то ток $I_1 \approx U_{\text{ип}}/R1$ и мало зависит от температурных изменений $U_{\text{БЭ}}$. Пренебрегая током базы по сравнению с током коллектора, можно считать, что весь ток I_1 протекает через эмиттер-

ный $p-n$ -переход транзистора $VT1$ и согласно (3.1) создает на нем падение напряжения $U_{БЭ}$, которое, будучи приложенным к такому же $p-n$ -переходу транзистора $VT2$, вызовет ток $I_2 = I_1$. При этом сопротивление R_2 коллекторной нагрузки транзистора $VT2$ должно быть не больше токозадающего сопротивления R_1 ($R_2 \leq R_1$). Таким образом, для транзистора $VT2$ создан режим по постоянному току, не зависящий от температуры.

Рассмотренная схема получила название «токового зеркала»: ток I_2 является как бы отражением тока I_1 и может использоваться в качестве источника постоянного тока, работающего на сопротивление нагрузки R_2 .

Током I_2 можно управлять, подавая напряжение управляющего сигнала (u_r) на базу транзистора $VT2$. Однако источник этого сигнала будет сильно нагружен малым сопротивлением открытого транзистора $VT1$. Этого избегают, оставляя базу транзистора $VT2$ соединенной с базой транзистора $VT1$ по постоянному току, но разделяя по переменному. Напряжение сигнала (u_r) можно, например, подавать через разделительный трансформатор (рис. 3.24, б) либо через разделительную цепь $C_1 R_3$ (рис. 3.24, в).

Схема «токового зеркала» с сопротивлением в эмиттерных цепях транзисторов (рис. 3.24, г) описывается уравнением

$$U_{БЭ1} + I_1 R_3 = U_{БЭ2} + I_2 R_4 \quad (3.32)$$

и дает возможность получать коэффициент отражения тока (I_2/I_1), отличный от единицы. Тем не менее наилучшая стабильность тока и в этом случае имеет место при коэффициенте отражения 1, т. е. когда $R_3 = R_4$.

Глава 4

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 4.1. 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 энер-

гии от источника к потребителю усиленного сигнала (рис. 4.1, а). Электронными называют усилители электрических сигналов с регулируемыми элементами на полупроводниковых или электровакуумных приборах.

От источника сигнала в усилитель поступает входная мощность $P_{вх}$. Мощность, отдаваемая во внешнюю на-

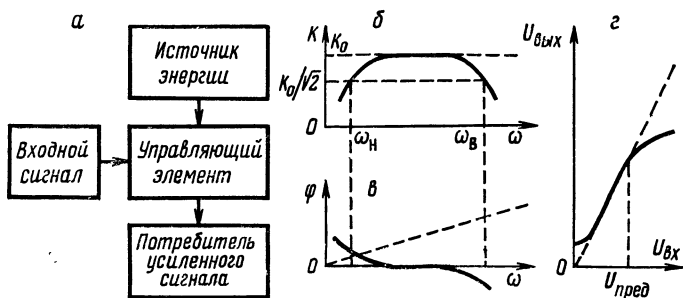


Рис. 4.1. Структурная схема усилителя (а); частотная (б), фазовая (в) и амплитудная (г) характеристики идеального (пунктирная кривая) и реального (сплошные кривые) усилителей

грузку, именуется выходной мощностью $P_{вых}$. Коэффициент усиления мощности есть отношение этих величин:

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \quad (4.1)$$

Обычно его измеряют в децибелах:

$$K_P = 10 \lg \frac{P_{вых}}{P_{вх}} \text{ (дБ)}. \quad (4.2)$$

Если входной сигнал усилителя гармонический, то при усилении происходит изменение его амплитуды и фазы, поэтому коэффициент передачи напряжения

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = K_U e^{j\varphi} \quad (4.3)$$

и коэффициент передачи тока

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{вых}}{\dot{I}_{вх}} = K_I e^{j\psi} \quad (4.4)$$

представляют собой комплексные величины (здесь $\dot{U}_{\text{вых}}$, $I_{\text{вых}}$, $U_{\text{вх}}$, $I_{\text{вх}}$ — 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. 4.1, б, в). Идеальным является усилитель, у которого в полосе частот от нуля до бесконечности

$$K(\omega) = \text{const}, \frac{\varphi(\omega)}{\omega} = \text{const}. \quad (4.5)$$

Такой усилитель не вносит искажений в усиливаемый сигнал. Формулы (4.5) полностью эквивалентны выражению

$$u_{\text{вых}}(t) = \text{const} \cdot u_{\text{вх}}(t - \tau), \quad (4.6)$$

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 зависит от амплитуды входного сигнала, так как, начиная с некоторого предельного значения $U_{\text{вх}} = U_{\text{пред}}$, *амплитудная* характеристика усилителя (рис. 4.1, а) 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*, определяемых как

$$\sqrt{\frac{\text{энергия гармоник}}{\text{энергия основной частоты}}}$$

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*, определяемого как

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с.вх}}/P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{с.вых}}/P_{\text{ш.вых}}}, \quad (4.7)$$

где $P_{\text{с.вх}}$, $P_{\text{ш.вх}}$, $P_{\text{с.вых}}$, $P_{\text{ш.вых}}$ — соответственно мощности сигнала и шума на входе и выходе усилителя.

Коэффициент шума, выраженный в децибелах, называется *шум-фактором* $F_{\text{ш}}$:

$$F_{\text{ш}} = 10 \lg K_{\text{ш}}. \quad (4.7a)$$

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 частота полосы пропускания $\omega_{\text{н}}$ равна нулю. В усилителях *переменного тока* $\omega_{\text{н}}$ 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 $\Delta\omega = \omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}$ и центральной частоты полосы пропускания $\omega_{\text{ц}} = (\omega_{\text{н}} + \omega_{\text{в}})/2$.

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 (см. рис. 4.1, з), стабильность временной задержки (см. (4.6)), быстрое восстановление параметров усилителя после воздействия любого сигнала, включая очень большие «перегружающие» сигналы.

§ 4.2. Резистивно-емкостный каскад

Усилитель всегда можно разделить на несколько промежуточных ячеек — каскадов. Источником сигнала для данного каскада служит генератор или выход предыдущего 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. 4.2. Все схемы содержат разделительные конденсаторы C_1 , C_1' , которые служат для деления напряжений смещений и сигнала. При каскадном соединении остается только один из этих конденсаторов, а второй — элемент соседнего каскада. Назначение конденсатора в цепи общего электрода ($C_{\text{к}}$, $C_{\text{э}}$, $C_{\text{и}}$) — обеспечение постоянного напряжения на этом электроде (соответственно катод, эмит-

тере или истоке). Влияние перечисленных емкостей на работу RC -каскада начинает сказываться в области низких частот.

Анализ работы каскадов (см. рис. 4.2) сделаем при следующих упрощающих предположениях: 1) емкости блокировочных конденсаторов C_K , C_3 , C_{II} столь велики, что на соединенных с ними электродах напряжение сигнала равно нулю; 2) источник питания имеет очень ма-

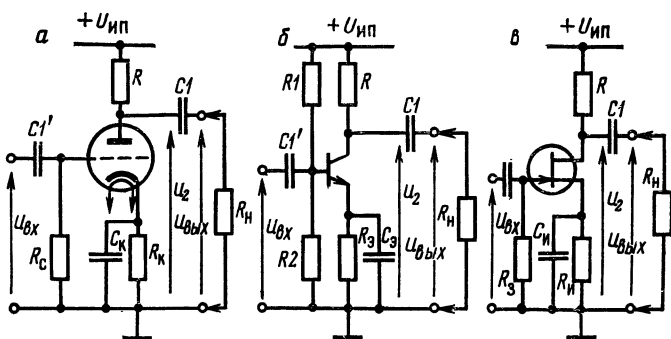


Рис. 4.2. Принципиальные схемы резистивно-емкостных каскадов на вакуумном триоде (а), биполярном (б) и полевом (в) транзисторах

лое внутреннее сопротивление, поэтому напряжение сигнала на шине питания также равно нулю; 3) величина входного сигнала u_{BX} мала, и рабочая точка не выходит поэтому за пределы линейного участка динамической характеристики активного элемента, т. е. его можно считать линейным. Напряжение u_2 в отсутствие сигнала на входе равно

$$u_{20} = U_{\text{ип}} - RI_0,$$

а при наличии сигнала

$$u_2 = U_{\text{ип}} - RI_0 - R_{\text{эКВ}} Su_{\text{BX}},$$

где I_0 — начальный ток, обусловленный режимом активного элемента; Su_{BX} — 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 $C1$.

Принципиальные схемы каскадов на рис. 4.2 можно свести к одной обобщенной для переменного тока схеме, заменив активный элемент, управляемый $u_{вх}$, эквивалентным генератором тока (рис. 4.3, а). От этой схемы легко перейти к общей эквивалентной схеме резистивно-емкостного каскада (рис. 4.3, б). Входная емкость активного элемента ($C_{вх}$) на ней не показана, так как предполагается, что она входит в емкость нагрузки предыдущего

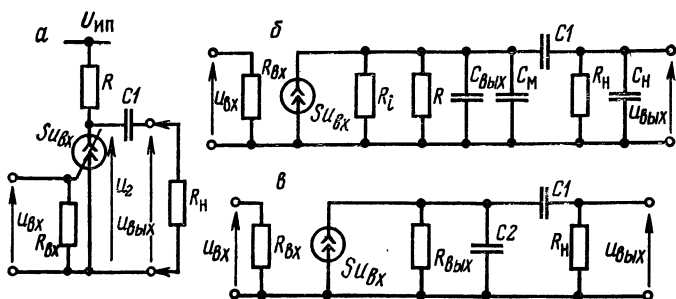


Рис. 4.3. Обобщенная схема RC -каскада (а), эквивалентная ей схема (б) и упрощенная эквивалентная схема (в)

каскада или источника сигнала. И наконец, от схемы на рис. 4.3, б переходим к практически равнозначной ей упрощенной схеме (рис. 4.3, в), на которой $C_2 = C_{вых} + C_m + C_H$ (сумма $C_{вых}$ с емкостями монтажа и нагрузки, что справедливо, так как $C_1 \gg C_H$), а $R_{вых} = R \parallel R_i$.

Эта схема представляет собой RC -цепи — интегрирующую и дифференцирующую. *Интегрирующая* цепь образована емкостью C_2 и параллельным соединением $R_{вых}$ и R_H (интегрирование происходит на высоких частотах, для которых реактивным сопротивлением емкости C_1 можно пренебречь). Постоянная времени интегрирующей цепи

$$\tau_{и} = (R_{вых} \parallel R_H) C_2 = R_{экр} C_2, \quad (4.8)$$

где $R_{экр} = R_{вых} \parallel R_H$. Емкость C_1 разряжается через последовательно соединенные сопротивления $R_{вых}$ и R_H , поэтому постоянная времени *дифференцирующей* цепи

$$\tau_{д} = (R_{вых} + R_H) C_1. \quad (4.9)$$

Обычно C_1 на несколько порядков больше C_2 , поэтому имеется область *средних* частот, для которых

$$\frac{1}{\tau_d} \ll \omega \ll \frac{1}{\tau_n}. \quad (4.10)$$

В области средних частот (4.10) сигнал проходит через дифференцирующую и интегрирующую цепи практически без изменений, что позволяет предельно упростить эквивалентную схему усилителя (рис. 4.4, а). Из этой схемы следует:

$$u_{\text{вых}} = -R_{\text{экв}} S u_{\text{вх}},$$

и коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -R_{\text{экв}} S = -\frac{R_{\text{вых}} R_{\text{н}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}} S. \quad (4.11)$$

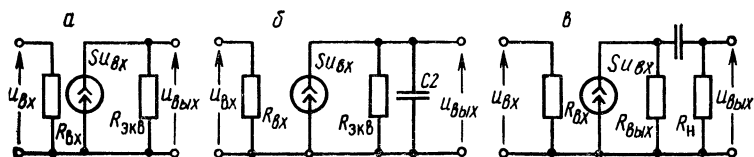


Рис. 4.4. Эквивалентные схемы резистивно-емкостного каскада в области средних (а), высших (б) и низших (в) частот

В области *высших* частот определяющим является влияние интегрирующей цепи и эквивалентная схема приобретает вид, показанный на рис. 4.4, б. Коэффициент усиления для высших частот ($K_{\text{в}}$) можно выразить через K_0 и коэффициент передачи интегрирующей цепи $K_{\text{н}}$:

$$K_{\text{в}} = K_0 \cdot K_{\text{н}}. \quad (4.12)$$

В соответствии с (2.24)–(2.26) и (4.11)

$$K_{\text{в}} = -R_{\text{экв}} S \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_n)^2}}; \quad (4.13)$$

$$\varphi_{\text{в}} = -\arctg(\omega \tau_n); \quad (4.14)$$

$$h_{\text{фронта}}(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_n}}. \quad (4.15)$$

В области *низших* частот не выполняется левая часть неравенства (4.10) и характеристики RC-каскада зависят в первую очередь от свойств дифференцирующей цепи.

Эквивалентная схема каскада для этой области показана на рис. 4.4, в. Из рисунка и выражений (2.18) — (2.20), (4.11) следует: $K_n = K_0 \cdot K_d$ и

$$K_n = -R_{\text{экв}} S \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(\omega\tau_d)^2}}; \quad (4.16)$$

$$\varphi_n = \text{arctg} \frac{1}{\omega\tau_d}; \quad (4.17)$$

$$h_{\text{вершины}}(t) = e^{-\frac{t}{\tau_d}}. \quad (4.18)$$

Здесь K_d — коэффициент передачи дифференцирующей цепи.

§ 4.3. 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

$$K = \frac{U_{n+1}}{U_1} = \frac{U_{n+1}}{U_n} \dots \frac{U_3}{U_2} \frac{U_2}{U_1} = K_n \dots K_2 K_1 = \prod_{i=1}^n K_i. \quad (4.19)$$

Общий фазовый сдвиг каждой частотной составляющей

$$\varphi = \sum_{i=1}^n \varphi_i. \quad (4.20)$$

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 (4.11) и (4.13) запишем нормированную частотную характеристику каскада

$$M_1 = \frac{K_B}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_n)^2}}. \quad (4.21)$$

В многокаскадном усилителе

$$M = \prod_{i=1}^n M_i. \quad (4.22)$$

При идентичности каскадов

$$M = M_1 = (\sqrt{1 - (\omega\tau_n)^2})^{-n}. \quad (4.23)$$

Определяя по-прежнему полосу пропускания усилителя на уровне $1/\sqrt{2}$, из (4.21) получаем верхнюю граничную частоту для одного каскада

$$\omega_{B1} = \frac{1}{\tau_{H1}}. \quad (4.24)$$

Приравняв M к $1/\sqrt{2}$ в (4.23), найдем верхнюю граничную частоту усилителя из n каскадов:

$$\omega_{Bn} = \frac{1}{\tau_{H1}} \sqrt{2^{1/n} - 1} = \omega_{B1} \sqrt{2^{1/n} - 1}. \quad (4.25)$$

Аналогичным образом определим выражения для нижних граничных частот каскада и усилителя в целом:

$$\omega_{H1} = \frac{1}{\tau_d}; \quad (4.26)$$

$$\omega_{Hn} = \frac{\omega_{H1}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}. \quad (4.27)$$

Выражения (4.25) и (4.27) иллюстрируют закономерность сужения полосы пропускания n -каскадного усилителя по сравнению с полосой пропускания отдельного каскада.

§ 4.4. Коррекция частотной характеристики

Важной характеристикой усилителя является произведение верхней граничной частоты на коэффициент усиления. Из (4.7), (4.11) и (4.24) следует, что это произведение для резистивно-емкостного каскада

$$K_0\omega_B = -SR_{\text{эКВ}} \frac{1}{C_2 R_{\text{эКВ}}} = \frac{S}{C_2} \quad (4.28)$$

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 каскадов с коррекцией образуется при включении индуктивности последовательно с сопротивлением нагрузки RC -каскада (рис. 4.5, а). При этом в выходной цепи каскада

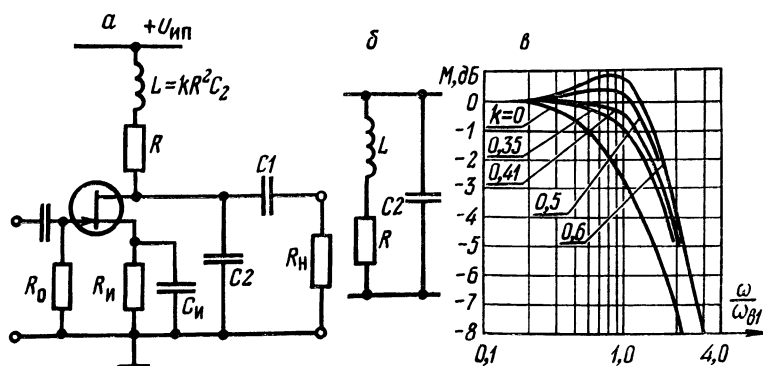


Рис. 4.5. Принципиальная схема усилителя с параллельной коррекцией (а), упрощенная эквивалентная схема выходной цепи (б) и амплитудно-частотные характеристики при различных k (в)

образуется параллельный колебательный контур RLC_2 , 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. 4.5, б.

Индуктивность для цепи параллельной коррекции рассчитывают по формуле

$$L = kR^2C_2, \quad (4.29)$$

где k — постоянная, называемая коэффициентом коррекции. Чаще всего выбирают $k = 0,35$, тогда резонансная частота образовавшегося контура равна:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}} = \frac{1}{\sqrt{k}RC_2} = \frac{\omega_B}{\sqrt{k}} \approx 1,7\omega_B; \quad (4.30)$$

с учетом (4.29) и (4.30) добротность контура

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \omega_B C_2 R \sqrt{k} = \sqrt{k} \approx 0,6. \quad (4.31)$$

Такие параметры контура обеспечивают увеличение эквивалентного сопротивления выходной цепи усилителя с возрастанием частоты вблизи ω_B и, следовательно, расширение полосы усиляемых частот. Зависимость частотной характеристики усилителя с параллельной коррекцией от k показана на рис. 4.5, в.

Коррекция частотной характеристики усилителя в области низких частот (рис. 4.6) просто осуществляется включением цепи $R_{кор}C_{кор}$, повышающей со-

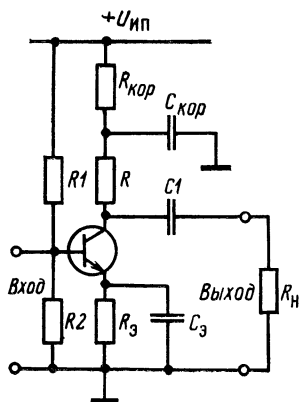


Рис. 4.6. Принципиальная схема усилительного каскада с низкочастотной коррекцией

противление нагрузки на низких частотах, что ведет к снижению ω_n . Если $R_i \gg R_n$, то емкость $C_{кор}$ выбирается из условия

$$RC_{кор} = R_n C_1, \quad (4.32)$$

которое получается при предположении, что $R_{кор} = \infty$. Если емкость $C_{кор}$ взять меньше, чем это следует из (4.32), то в низкочастотной области появится подъем частотной характеристики.

Различные цепи коррекции довольно широко применяются как в усилителях низкой частоты, так и в импульсных усилителях. Высоочастотная коррекция способствует более правильной передаче крутых фронтов и спадов импульсов, низкочастотная — улучшению передачи плоских вершин импульсов. Заметим, что с помощью цепей коррекции нельзя полностью устранить искажения при усилении импульсных сигналов.

§ 4.5. 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, при ослаблении в 10 раз

$$K_{\Pi 0,1} = \frac{\Delta f_{0,7}}{\Delta f_{0,1}}. \quad (4.33)$$

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. 4.7, а). Частотная характеристика такого каскада определяется свойствами контура и, как это видно из эквивалентной схемы (рис. 4.7, б), шунтирующими его сопротивлениями активного элемента (R_i) и нагрузки (R_{Π}). Шунтирование уменьшает добротность контура, поэтому избирательность такого усилителя ниже избирательности входящего в схему контура.

Коэффициент усиления

$$K = -SZ', \quad (4.34)$$

где S — крутизна характеристики активного элемента, а Z' — эквивалентное сопротивление включенного в схему контура, связанное с сопротивлением Z самого контура очевидным соотношением (см. рис. 4.7, б)

$$Z' = Z \| R_i \| R_{\Pi}. \quad (4.35)$$

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 связанных кон-

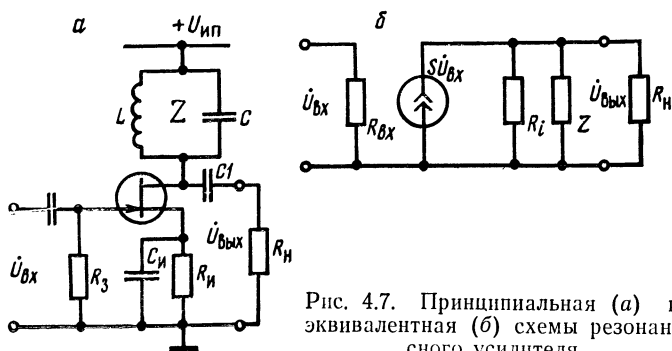


Рис. 4.7. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы резонансного усилителя

туров, 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.

§ 4.6. 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.

Структурная схема усилителя с обратной связью показана на рис. 4.8. Пассивная электрическая цепь, через кото-

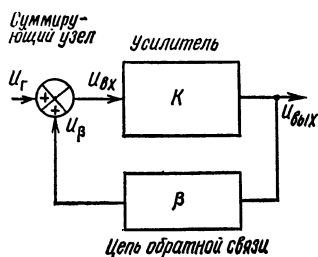


Рис. 4.8. Структурная схема усилителя с обратной связью

рую 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*. Ту часть схемы, которая из напряжения генератора (u_{Γ}) и напряжения обратной связи (u_{β}) вырабатывает управляющее активным элементом усилителя $u_{\text{ВХ}}$, называют суммирующим узлом.

Коэффициенты усиления усилителя без обратной связи (K) и с обратной связью ($K_{\text{ос}}$) определяются соответственно:

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}, K_{\text{ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\Gamma}}. \quad (4.36)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи, называемый чаще *коэффициентом обратной связи*:

$$\beta = \frac{\dot{U}_{\beta}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}. \quad (4.37)$$

Напряжение на выходе усилителя на рис. 4.8

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = K \dot{U}_{\text{ВХ}} = K(\dot{U}_{\Gamma} + \dot{U}_{\beta}) = K(\dot{U}_{\Gamma} + \beta \dot{U}_{\text{ВЫХ}}), \quad (4.38)$$

откуда

$$K_{\text{ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\Gamma}} = \frac{K}{1 - \beta K} \quad (4.39)$$

т. е. коэффициент усиления усилителя, охваченного

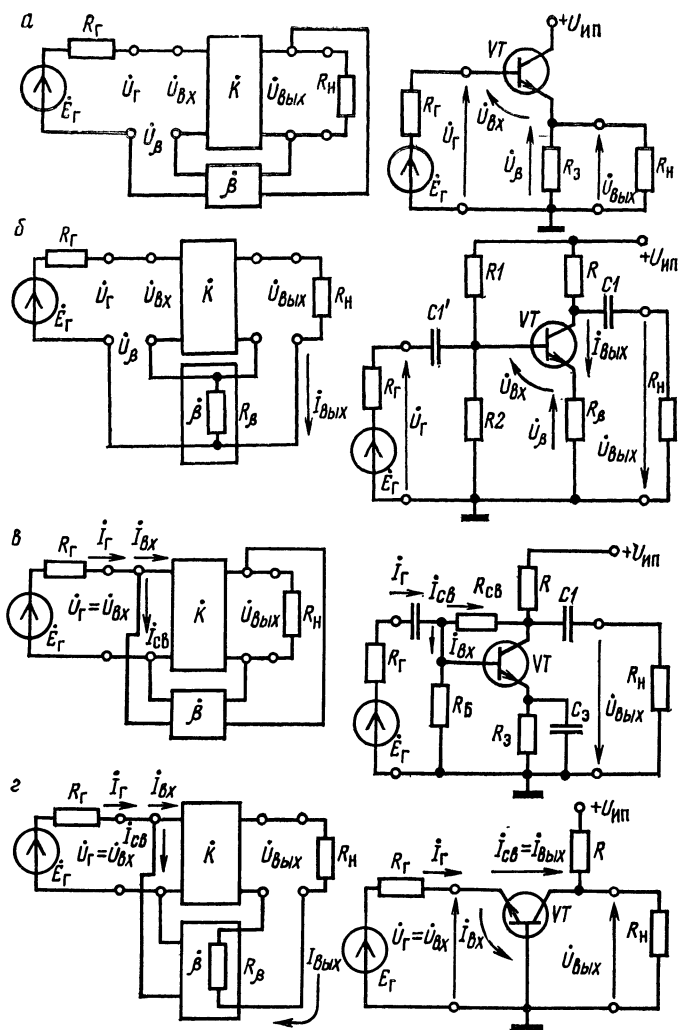


Рис. 4.9. Структурные схемы основных типов обратной связи и примеры соответствующих принципиальных схем:

а — последовательная по напряжению (эмиттерный повторитель); б — последовательная по току (RC-каскад с большими 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)

обратной связью, изменяется в $(1 - \beta K)$ раз по сравнению с исходным. Если модуль K_{oc} больше модуля K , то обратная связь называется положительной, если модуль K_{oc} меньше модуля K , — отрицательной.

Величину $(1 - \beta K)$ называют *глубиной обратной связи*, произведение βK — *петлевым усилением*.

По способу присоединения цепи обратной связи ко входу усилителя различают последовательную (рис. 4.9, а, б) и параллельную (рис. 4.9, в, г) обратные связи. Способ подключения цепи обратной связи к выходу усилителя позволяет получить связь по току (рис. 4.9, б, г) или напряжению (рис. 4.9, а, в).

§ 4.7. Основные характеристики усилителя с обратной связью

Свойства усилителей с обратной связью проанализируем на примере последовательной обратной связи по напряжению (см. рис. 4.9, 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 (4.39) имеем

$$K_{oc} = \frac{1}{\frac{1}{K} - \beta} \approx -\frac{1}{\beta}. \quad (4.40)$$

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 (4.39) по K , получаем

$$\frac{dK_{oc}}{dK} = \frac{1}{(1 - \beta K)^2}$$

или

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1}{1 - \beta K} \frac{dK}{K}, \quad (4.41)$$

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 (4.13) и (4.39) определим коэффициент усиления усилителя с обратной связью в области высших частот:

$$\begin{aligned} K_{в.ос} &= \frac{K_{в}}{1 - \beta K_{в}} = \frac{\frac{K}{1 + j\omega\tau_{и}}}{1 - \frac{\beta K}{1 + j\omega\tau_{и}}} = \frac{K}{j\omega\tau_{и} + 1 - \beta K} = \\ &= \frac{\frac{K}{1 - \beta K}}{1 + \frac{j\omega\tau_{и}}{1 - \beta K}} = \frac{K_{ос}}{1 + j\omega\tau_{и.ос}}, \end{aligned} \quad (4.42)$$

где

$$\tau_{и.ос} = \frac{\tau_{и}}{1 - \beta K} \quad (4.43)$$

есть постоянная интегрирования усилителя с обратной связью. При отрицательной обратной связи $\tau_{и.ос} < \tau_{и}$ и верхняя граница полосы пропускания

$$\omega_{в.ос} = \frac{1}{\tau_{и.ос}} = (1 - \beta K) \omega_{в} \quad (4.44)$$

увеличивается по сравнению с $\omega_{в}$.

Аналогичным образом из (4.16) и (4.39) легко получить коэффициент усиления в области нижних частот:

$$K_{н.ос} = \frac{K_{ос}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{д.ос}}}, \quad (4.45)$$

где постоянная дифференцирующей цепи усилителя с обратной связью

$$\tau_{д.ос} = (1 - \beta K) \tau_{д}. \quad (4.46)$$

Таким образом, отрицательная обратная связь уменьшает нижнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя до

$$\omega_{н.ос} = \frac{1}{\tau_{д.ос}} = \frac{\omega_{н}}{1 - \beta K}. \quad (4.47)$$

Входное сопротивление усилителя с обратной связью $Z_{\text{вх.ос}}$ зависит от типа обратной связи. При последовательной обратной связи по напряжению (см. рис. 4.9, а) в соответствии с (4.36), (4.37), (4.39)

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх.ос}} &= \frac{\dot{U}_{\Gamma}}{\dot{I}_{\Gamma}} \Big|_{\dot{I}_{\Gamma} = \dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{K}_{\text{ос}} \dot{I}_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{\dot{U}_{\text{вых}} (1 - \dot{\beta} \dot{K})}{\dot{K} \dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} (1 - \dot{\beta} \dot{K}) \end{aligned}$$

или

$$Z_{\text{вх.ос}} = (1 - \dot{\beta} \dot{K}) Z_{\text{вх}}, \quad (4.48)$$

где $Z_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}}/\dot{I}_{\text{вх}}$ — 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 $\dot{U}_{\text{вых}}$. Тогда, составив уравнение Кирхгофа для выходной цепи на рис. 4.9, а, получим для тока в выходной цепи

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}} - \dot{K} \dot{U}_{\text{вх}}}{Z_{\text{вых}}} \Big|_{\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{\beta} \dot{U}_{\text{вых}}} = \frac{(1 - \dot{\beta} \dot{K}) \dot{U}_{\text{вых}}}{Z_{\text{вых}}}. \quad (4.49)$$

Здесь $Z_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя без обратной связи. Выходное сопротивление усилителя с обратной связью

$$Z_{\text{вых.ос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{I}_{\text{вых}}} \Big|_{\substack{(4.49) \\ \dot{U}_{\Gamma} = 0}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 - \dot{\beta} \dot{K}}. \quad (4.50)$$

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 поло-

жительную с достаточной глубиной. Устойчивость усилителя к самовозбуждению удобно проверять с помощью так называемой *диаграммы Найквиста*, которая представляет собой *годограф* вектора βK в координатах $[\text{Re}(\beta K), \text{Im}(\beta K)]$. Длина радиуса-вектора, проведенного из начала координат в какую-нибудь точку на кривой (рис. 4.10), равна модулю коэффициента передачи петли

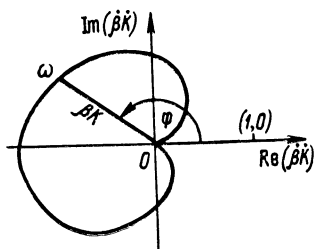


Рис. 4.10. К определению устойчивости по диаграмме Найквиста

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 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 (4.39) не обращается в нуль, а K_{oc} не обращается в бесконечность.

§ 4.8. Повторители напряжения

Усилителями с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению являются катодный, эмиттерный и истоковый повторители (рис. 4.11, 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 (4.39) равен:

$$K_{\text{повтор}} = K/(1 + K), \quad (4.51)$$

а так как коэффициент усиления K усилительных элемен-

тов составляет величину $\sim 50\text{--}100$ и даже более, то с хорошим приближением можно считать, что

$$K_{\text{повтор}} \approx 1. \quad (4.52)$$

Входное и выходное сопротивления повторителя в соответствии с (4.48) и (4.50) равны:

$$R_{\text{вх.повтор}} = (1 + K)R_{\text{вх}}, \quad (4.53)$$

$$R_{\text{вых.повтор}} = R_{\text{вых}}/(1 + K). \quad (4.54)$$

Здесь $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ соответственно входное и выходное сопротивления активного элемента.

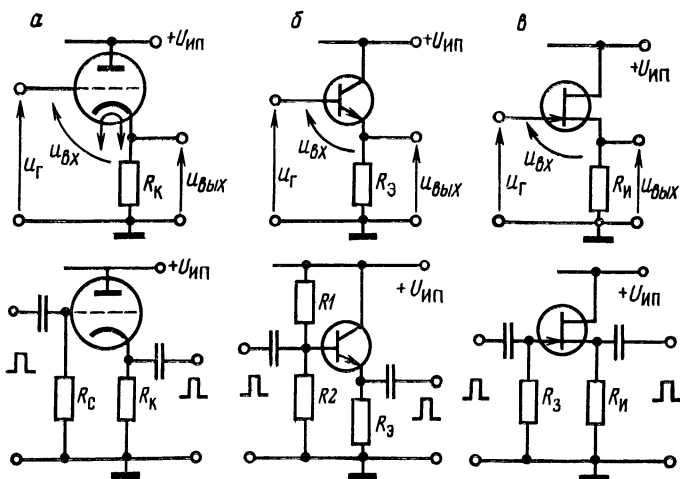


Рис. 4.11. Принципиальные схемы катодных (а), эмиттерных (б) и истоковых (в) повторителей; верхний ряд — с непосредственной связью, нижний ряд — для переменных напряжений

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 $R_{\text{вх}}$, уменьшить $R_{\text{вых}}$ и приблизить к единице коэффициент передачи напряжения) можно при помощи составного транзистора (рис. 4.12). В этом повторителе эмиттерной нагрузкой первого транзистора служит входное сопротивление обычного повторителя, а типичные значения $K_{\text{повтор}}$ превышают 0,995.

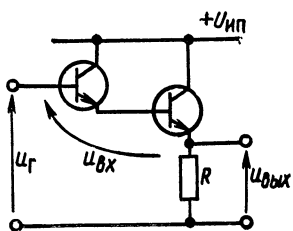


Рис. 4.12. Принципиальная схема эмиттерного повторителя на составном транзисторе

Эмиттерный повторитель применяется в схемах стабилизаторов напряжения: на его выходе может «повторяться» стабильное напряжение источника малой мощности. На рис. 4.13, а на шине $+U_{\text{ип}}$ — положительное нестабилизированное напряжение (например, от выпрямителя с LC - или RC -фильтрами). Резистор $R1$ и стабилитрон VD образуют стабилизатор напряжения, выход которого подключен ко входу эмиттерного повторителя. Выход повторителя является источником стабильного напряжения: изменение в некоторых пределах $R_{\text{н}}$ и $U_{\text{ип}}$

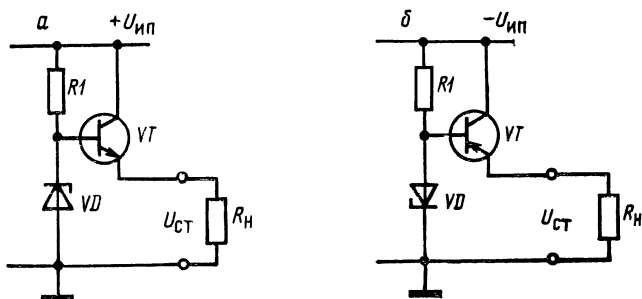


Рис. 4.13. Простейшие схемы стабилизаторов положительного (а) и отрицательного (б) напряжений с эмиттерным повторителем

лишь весьма незначительно влияет на величину $U_{\text{ст}}$. На рис. 4.13, б показана схема аналогичного стабилизатора отрицательного напряжения.

В ряде электронных 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

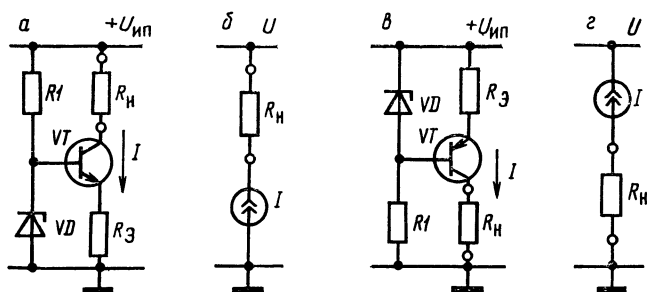


Рис. 4.14. Схемы генераторов тока (а, в) и их обозначения (б, г)

пригоден тот же повторитель, например эмиттерный с постоянным сопротивлением в цепи эмиттера ($R_3 = \text{const}$). Схема, показанная на рис. 4.14, а, полностью аналогична схеме стабилизатора напряжения (см. рис. 4.13, 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) $U_{\text{ип}}$ не сказываются значительным образом на величине I_K , так как $I_3 = I_K + I_B$, а $I_B \ll I_K$.

§ 4.9. Усилители постоянного тока

Если мгновенные значения сигнала могут изменяться сколь угодно медленно, то нижняя граничная частота 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 режимов всех активных элементов в условиях

некоторой нестабильности их характеристик, непостоянства напряжений 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 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.

§ 4.10. Дифференциальный усилитель

Дифференциальным усилителем называется устройство, усиливающее разность двух напряжений (рис. 4.15, а). В идеальном случае схема симметрична и резисторы R_{Σ} отсутствуют ($R_{\Sigma} = 0$). Сопротивление этих ре-

зисторов обычно равно нескольким десяткам Ом. Они предназначены для выравнивания крутизны характеристики транзисторов $VT1$ и $VT2$ и выбираются из условия

$$r_{\vartheta}^{(1)} + R_{\vartheta}^{(1)} = r_{\vartheta}^{(2)} + R_{\vartheta}^{(2)} = r_{\vartheta} + R_{\vartheta}.$$

При этом динамическая крутизна характеристики транзистора

$$S = \frac{1}{r_{\vartheta} + R_{\vartheta}}. \quad (4.55)$$

При малых входных сигналах транзисторы работают в линейном режиме. Будем различать *дифференциальное*

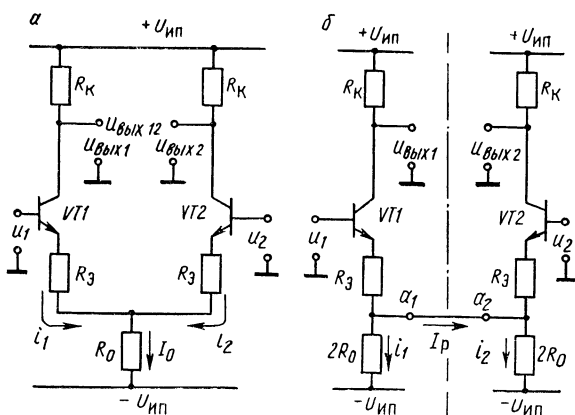


Рис. 4.15. Принципиальная схема простейшего дифференциального усилительного каскада (а) и ее ось симметрии (б)

(разностное) входное напряжение u_d и *синфазное* входное напряжение u_c :

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{1}{2} (u_1 - u_2), \\ u_c &= \frac{1}{2} (u_1 + u_2). \end{aligned} \quad (4.56)$$

Определим коэффициент усиления дифференциального усилителя, представив его схему на рис. 4.15, а в виде двух полусхем (рис. 4.15, б). Приложим ко входам антисимметричные, т. е. одинаковые по величине, но про-

тивоположные по знаку, напряжения ($u_1 = -u_2$). Приращения напряжений в точках a_1 и a_2 , обусловленные приложенными напряжениями, одинаковы, но противоположны по знаку. Иными словами, независимо от величины этих напряжений потенциал на линии $a_1 - a_2$ остается неизменным и его можно условно принять равным нулю, т. е. «заземлить» линию $a_1 - a_2$, как это показано на рис. 4.16, *а*. Таким образом, анализ схемы сводится

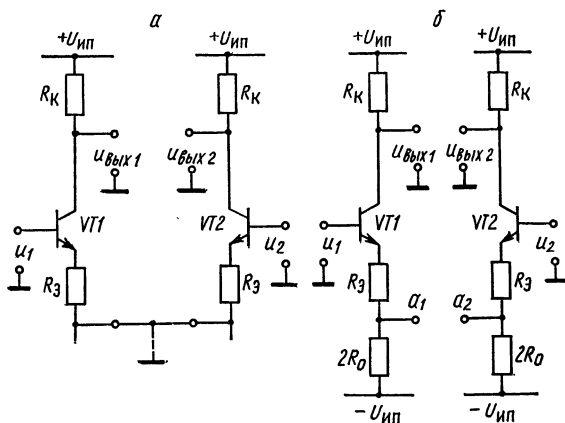


Рис. 4.16. Преобразование схемы дифференциального усилителя на рис. 4.15, *б* при анализе дифференциального (*а*) и синфазного (*б*) сигналов

к рассмотрению двух одинаковых независимых усилителей с последовательной отрицательной обратной связью по току. Коэффициент обратной связи в каждом из них по определению равен:

$$\beta = \frac{u_{\beta}}{u_{\text{вых}}} = \frac{i(r_{\text{э}} + R_{\text{э}})}{-iR_K} = \frac{r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}{R_K}, \quad (4.57)$$

а коэффициент усиления дифференциального напряжения

$$\begin{aligned} K_{\text{д}} &= \frac{K_0}{1 - \beta K_0} = \frac{-SR_K}{1 + \frac{r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}{R_K} SR_K} = \\ &= - \frac{R_K}{\frac{1}{S} + r_{\text{э}} + R_{\text{э}}} \Big|_{(4.55)} = - \frac{R_K}{2(r_{\text{э}} + R_{\text{э}})}. \quad (4.58) \end{aligned}$$

В случае синфазного входного напряжения $u_1 = u_2 = u_c$ потенциал точки a_1 неизменно равен потенциалу точки a_2 и ток I_p в линии, соединяющей эти точки, равен нулю. Следовательно, анализ работы схемы при синфазном входном напряжении может быть сделан при разомкнутой линии $a_1 - a_2$. Дифференциальный усилитель в этом случае распадается на два усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току (рис. 4.16, б), причем левый усилитель усиливает напряжение u_1 , а правый — напряжение u_2 .

Коэффициент обратной связи каждого из этих усилителей

$$\beta = \frac{u_\beta}{u_{\text{вх}}} = \frac{i(r_\Sigma + R_\Sigma + 2R_0)}{-iR_K} = -\frac{r_\Sigma + R_\Sigma + 2R_0}{R_K}; \quad (4.59)$$

коэффициент усиления синфазного напряжения

$$K_c = \frac{-SR_K}{1 + \frac{r_\Sigma + R_\Sigma + 2R_0}{R_K} SR_K} = -\frac{R_K}{\frac{1}{S} + r_\Sigma + R_\Sigma + 2R_0} \Big|_{(4.55)} = \frac{R_K}{2(r_\Sigma + R_\Sigma + R_0)}. \quad (4.60)$$

Из сравнения (4.58) и (4.60) 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):

$$K_{\text{ос. сф}} = \frac{K_d}{K_c} \Big|_{(4.58)}^{(4.60)} = 1 + \frac{R_0}{r_\Sigma + R_\Sigma} \approx \frac{R_0}{r_\Sigma + R_\Sigma} \Big|_{(4.55)} = SR_0. \quad (4.61)$$

Для обеспечения большого коэффициента ослабления синфазного сигнала в схеме дифференциального усилителя вместо резистора R_0 применяют генератор тока, например, по схеме рис. 4.14, а. Так как выходное сопротивление хорошего генератора тока на несколько порядков превышает сопротивление коллекторной нагрузки R_K , коэффициент ослабления синфазного сигнала может достигать 60 дБ и более.

В реальных схемах дифференциальных каскадов элементы схемы и напряжения источников питания ($+U_{\text{ип}}$ и $-U_{\text{ип}}$) выбирают с таким расчетом, чтобы при отсутствии входного сигнала ($u_1 = u_2 = 0$) напряжения на выходах каскада также равнялись нулю ($u_{0\text{вых}1} = u_{0\text{вых}2} = 0$). 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.

§ 4.11. Операционные усилители

Операционным усилителем (ОУ) называют высококачественный дифференциальный усилитель напряжения с большим коэффициентом усиления. 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 характеристиками: полоса от нуля до f_v ; большое входное сопротивление; большой коэффициент усиления (до 10^4 — 10^5 и даже более); большой коэффициент ослабления синфазных помех (до 10^3 — 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. Естественно, что каждое из перечисленных достоинств проявляется в различной степени у ОУ разных марок.

Сигнал на выходе операционного усилителя с дифференциальным входом (рис. 4.17)

$$u_{\text{вых}} = K_0 u_{\text{вх}} = K_0 (u_{\text{п}} - u_{\text{н}}), \quad (4.62)$$

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: $K_0 = \infty$; $R_{вх} = \infty$; $R_{вых} = 0$; полоса пропускания от нуля до бесконечности. Из (4.62) следует: $u_{вх} = u_{н} - u_{и} = u_{вых}/K_0$, т. е. напряжение на дифферен-

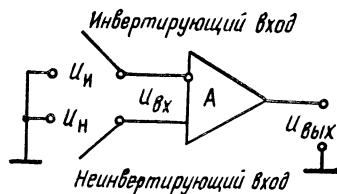


Рис. 4.17. Обозначение операционного усилителя с дифференциальным входом

циальном входе ОУ в линейном режиме практически равно нулю при любом выходном напряжении.

Рассмотрим некоторые простые устройства с ОУ.

Инвертирующий усилитель (рис. 4.18, а). В соответствии с обозначениями на рисунке через сопротивление обратной связи протекает ток

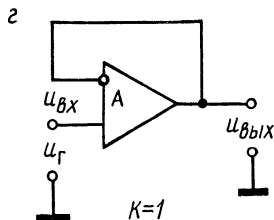
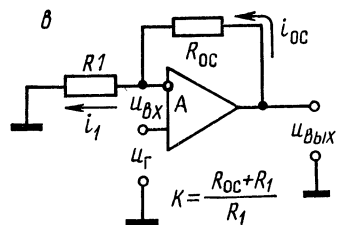
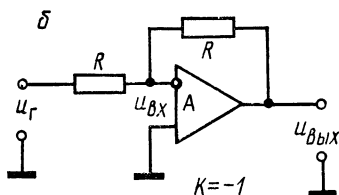
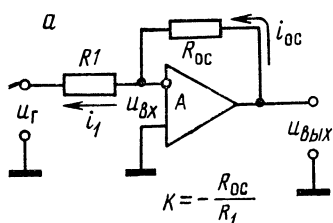


Рис. 4.18. Инвертирующие (а, б) и неинвертирующие (в, г) включения операционных усилителей

$$i_{oc} = \frac{u_{вых} - u_{и}}{R_{oc}}; \quad (4.63)$$

через R_1 — ток

$$i_1 = \frac{u_{и} - u_{г}}{R_1}. \quad (4.64)$$

В случае идеального ОУ $i_{oc} = i_1$. Следовательно,

$$\frac{u_{вых} - u_{и}}{R_{oc}} = \frac{u_{и} - u_{г}}{R_1}. \quad (4.65)$$

Напряжение на неинвертирующем входе равно нулю, поэтому $u_{и} = u_{вх} = 0$ и из (4.65) получаем

$$u_{вых} = -\frac{R_{oc}}{R_1} u_{г}. \quad (4.66)$$

Неинвертирующий усилитель (рис. 4.18, в). Согласно обозначениям на рисунке

$$i_{oc} = \frac{u_{вых} - u_{и}}{R_{oc}}, \quad i_1 = \frac{u_{и}}{R_1}. \quad (4.67)$$

Для идеального ОУ $i_{oc} = i_1$ и (4.67) дает

$$u_{вых} = \frac{R_{oc} + R_1}{R_1} u_{и} \Big|_{u_{вх} = 0} = \frac{R_{oc} + R_1}{R_1} u_{г}. \quad (4.68)$$

Выражения (4.66) и (4.68) показывают, что на основе ОУ выбором сопротивлений R_1 и R_{oc} можно простым способом реализовать инвертирующий или неинвертирующий усилитель напряжения с требуемым коэффициентом

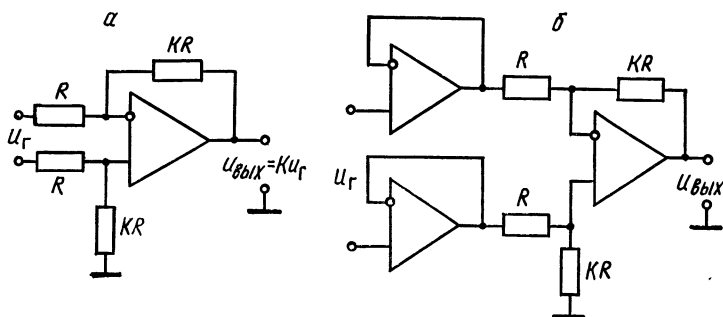


Рис. 4.19. Дифференциальные усилители на базе ОУ: простой (а), с большим входным сопротивлением (б)

усиления, в частности аналоговый инвертор (рис. 4.18, б) и повторитель напряжения (рис. 4.18, г).

На рис. 4.19, а показан простой дифференциальный усилитель на базе ОУ. Если на каждом из его входов разместить повторитель на ОУ (рис. 4.19, б), то входные сопротивления схемы возрастут. Усилитель такого типа называют потенциометрическим дифференциальным усилителем. При принятых на рис. 4.19 обозначениях коэффициенты усиления обеих схем по инвертирующему и неинвертирующему входам равны соответственно K и $-K$.

§ 4.12. Операционный усилитель как элемент для выполнения математических операций

Для осуществления операции *интегрирования* сигнала по времени применяется схема, изображенная на рис. 4.20, а. Действительно, в предположении, что вход-

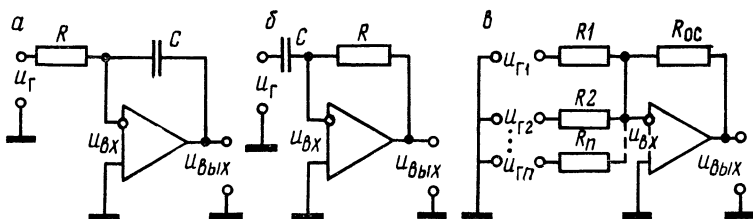


Рис. 4.20. Интегратор (а), дифференциатор (б) и сумматор (в) на напряжениях на основе ОУ

ным током усилителя можно пренебречь, запишем и приравняем друг к другу значения токов через емкость C и сопротивление R :

$$C \frac{d(u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}})}{dt} = \frac{u_{\text{вх}} - u_{\text{г}}}{R}. \quad (4.69)$$

Идеализируя ОУ по коэффициенту усиления, с большой степенью точности можно считать $u_{\text{вх}} \approx 0$. Поэтому из (4.69) имеем

$$u_{\text{вых}} \approx -\frac{1}{RC} \int u_{\text{г}} dt. \quad (4.70)$$

Проводя аналогичные рассуждения для схемы, приве-

денной на рис. 4.20, б, можем записать условие равенства токов через R и C :

$$\frac{u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}}{R} = C \frac{d(u_{\text{вх}} - u_{\Gamma})}{dt}, \quad (4.71)$$

откуда

$$u_{\text{вых}} \approx -RC \frac{du_{\Gamma}}{dt}, \quad (4.72)$$

т. е. напряжение на выходе пропорционально *производной по времени* от напряжения источника сигнала.

Отметим, что с помощью таких схем (см. рис. 4.20, а, б) интегрирование и дифференцирование сигналов осуществляется 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. 4.20, в ток через $R_{\text{ос}}$ равен сумме токов через сопротивления R_1, R_2, \dots, R_n :

$$\begin{aligned} \frac{u_{\text{вых}} - u_{\text{вх}}}{R_{\text{ос}}} &= \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma 1}}{R_1} + \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma 2}}{R_2} + \\ &+ \dots + \frac{u_{\text{вх}} - u_{\Gamma n}}{R_n} \end{aligned} \quad (4.73)$$

или с учетом сделанных выше замечаний

$$u_{\text{вых}} = - \left(\frac{R_{\text{ос}}}{R_1} u_{\Gamma 1} + \frac{R_{\text{ос}}}{R_2} u_{\Gamma 2} + \dots + \frac{R_{\text{ос}}}{R_n} u_{\Gamma n} \right). \quad (4.74)$$

Отношения $R_{\text{ос}}/R_i$ называют масштабными коэффициентами и обозначают μ_i , поэтому

$$u_{\text{вых}} = - \sum_{i=1}^n \mu_i u_{\Gamma i}, \quad (4.75)$$

т. е. напряжение на выходе равно сумме (с обратным знаком) напряжений на входах, умноженных на свои масштабные коэффициенты. Иными словами, при $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{\text{ос}}$ схема является сумматором напряжений на нескольких входах. Если знак суммы не должен быть обратным, на выходе ставят аналоговый инвертор, показанный на рис. 4.18, б.

Операционный усилитель с включенными во входную цепь и цепь обратной связи элементами с различной зависимостью i от u (сопротивления, варисторы, диоды и т. п.) применяется для функционального преобразования напряжений: логарифмирования, умножения, возведения в степень и т. п.

Пусть напряжение u_A на элементе A как функция тока (рис. 4.21) определяется оператором $a < >$:

$$u_A = a < i >, \quad (4.76)$$

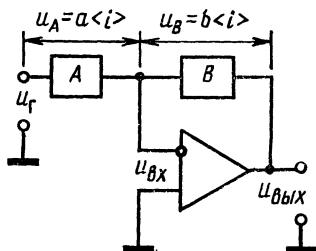


Рис. 4.21. ОУ как функциональный преобразователь

а напряжение на элементе в цепи обратной связи B — оператором $b < >$:

$$u_B = b < i >. \quad (4.77)$$

Так как токи через элементы A и B равны, то

$$a^{-1} < u_A > = b^{-1} < u_B > \quad (4.78)$$

или в соответствии с обозначениями на рис. 4.21

$$a^{-1} < u_{вх} - u_r > = b^{-1} < u_{вых} - u_{вх} >. \quad (4.79)$$

Пренебрегая, как и ранее $u_{вх}$, получаем

$$u_{вых} = -b \{ a^{-1} < u_r > \}. \quad (4.80)$$

Если A и B — резисторы, то (4.80) превращается в (4.66) и имеет место простой инвертирующий усилитель.

Если B — резистор, а операция $a < >$ — возведение в квадрат (например, квадратичная характеристика диода), выходной сигнал пропорционален корню квадратному из u_r . Так как радиоэлектроника располагает сейчас элементами с различными вольт-амперными характеристиками, то на схемах подобного типа и их комбинациях можно с хорошим приближением получить преобразование напряжений практически по любому закону.

§ 4.13. Некоторые схемы на операционных усилителях

Инвертор знака сопротивления (рис. 4.22). К неинвертирующему входу ОУ приложено напряжение ($u_{\text{н}} = u_{\text{г}}$), к инвертирующему — часть выходного напряжения

$$u_{\text{и}} = \frac{Z}{R + Z} u_{\text{вых}}. \quad (4.81)$$

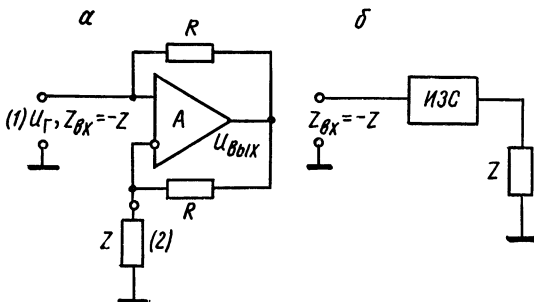


Рис. 4.22. Инвертор знака сопротивления (а) и его обозначение (б)

Напряжение на выходе в соответствии с (4.62) равно:

$$u_{\text{вых}} = K_0 (u_{\text{г}} - u_{\text{и}}) = K_0 \left(u_{\text{г}} - \frac{Z}{R + Z} u_{\text{вых}} \right).$$

Как и во всех предыдущих случаях, пренебрегая слагаемым $u_{\text{вых}}/K_0$, получаем

$$u_{\text{вых}} = \frac{R + Z}{Z} u_{\text{г}}. \quad (4.82)$$

Входной ток схемы равен току через резистор R , включенный между выходом и неинвертирующим входом ОУ:

$$i_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{г}} - u_{\text{вых}}}{R} \Big|_{(4.82)} = -\frac{u_{\text{г}}}{Z}. \quad (4.83)$$

По определению

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{г}}}{i_{\text{вх}}} \Big|_{(4.83)} = -Z.$$

Таким образом, схема преобразует подключенное к ней сопротивление Z в равное ему сопротивление противоположного знака, т. е. инвертирует знак Z .

Если, например, в качестве сопротивления Z подключить конденсатор, то

$$Z = \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_{\text{вх}} = -\frac{1}{j\omega C} = \frac{j}{\omega C}. \quad (4.84)$$

Подключив нагрузку Z ко входу 1 и рассчитав аналогичным образом входное сопротивление со стороны входа 2, можно убедиться в идентичности характеристик инвертора знака сопротивления в обоих направлениях. В этом случае входное сопротивление со стороны входа 2 будет также равно $-Z$.

Гиратор обращает полное сопротивление Z , т. е. преобразует его в величину, пропорциональную $1/Z$. Схема гиратора на рис. 4.23, а собрана на основе двух инверторов знака сопротивлений. Второй из них преобразует нагрузку $R_3 = R$ в $Z_3 = -R$, которая с параллельной ей ветвью $R_2 + Z$ и сопротивлением $R_1 = R$ образует общую нагрузку первого инвертора знака сопротивления, равную

$$Z_1 = [(R + Z) \parallel (-R)] + R = -\frac{R^2}{Z}, \quad (4.85)$$

что в свою очередь обуславливает входное сопротивление схемы гиратора в целом

$$Z_{\text{вх}} = \frac{R^2}{Z}. \quad (4.86)$$

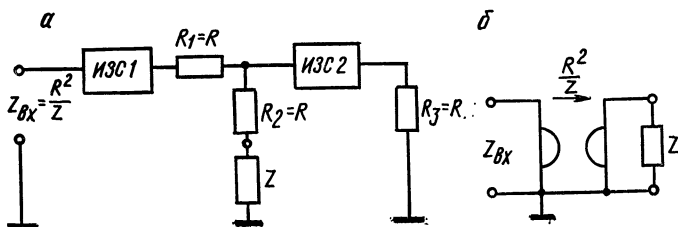


Рис. 4.23. Гиратор на основе инверторов знака сопротивления (а), условное обозначение гиратора (б)

Гиратор так же, как и инвертор знака сопротивления, ведет себя одинаково в обоих направлениях: входы 1 и 2 можно поменять местами. Это обстоятельство используется, в частности, при построении компонентов активных фильтров.

Гираторы находят широкое применение. На их основе создаются, например, малогабаритные элементы, эквивалентные по своим характеристикам катушкам с большой

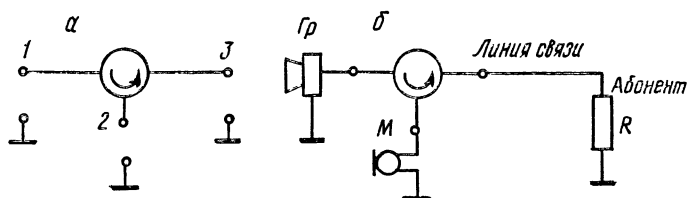


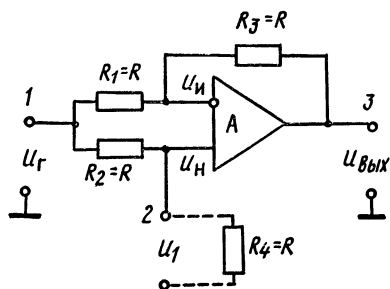
Рис. 4.24. Циркулятор: обозначение (а), переговорное устройство с циркулятором (б)

индуктивностью и малыми потерями. Действительно, если нагрузка гиратора представляет собой конденсатор, то его входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}}|_{(4.86)} = \frac{R^2}{1/j\omega C} = j\omega CR^2, \quad (4.87)$$

что эквивалентно включению катушки с индуктивностью $L = CR^2$.

Циркулятор имеет три или более пар зажимов. В первом случае сигнал, приложенный к паре 1, передается к паре 2, сигнал, приложенный к паре 2, передается к паре 3 и, наконец, сигнал, приложенный к паре 3, пере-



дается к паре 1 («циркулирует»). Обозначение циркулятора и пример его использования в переговорном устройстве, в котором сигнал микрофона (М) не передается на громкоговоритель (Гр),

Рис. 4.25. Каскад циркулятора

а сигнал из линии не воздействует на микрофон, показаны на рис. 4.24.

Для пояснения принципа действия циркулятора проанализируем сначала работу схемы с ОУ на рис. 4.25. Если $u_1 = 0$ (клемма 2 присоединена к земле), то сигнал на клемме 1 (u_r) усиливается с коэффициентом усиления $K' = -R_3/R_1 = -1$ и $u_{\text{вых}} = -u_r$. Если $u_r = 0$ (заземлена клемма 1), схема представляет собой неинвертирующую

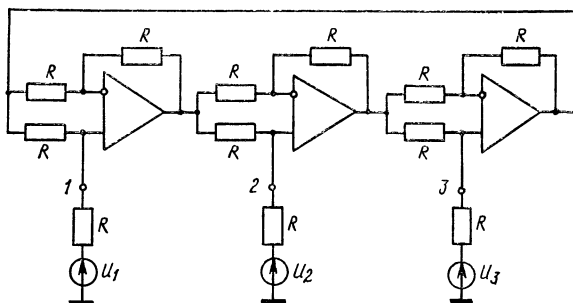


Рис. 4.26. Схема циркулятора

щий усилитель с коэффициентом усиления $K'' = (R_3 + R_1)/R_1 = 2$, поэтому $u_{\text{вых}} = 2u_1$. Наконец, если ко входу 2 присоединено сопротивление $R_4 = R$, то $u_{\text{н}} = u_{\text{п}}$ и $u_{\text{вых}} = K(u_{\text{н}} - u_{\text{п}}) = 0$.

Три каскада рассмотренного типа, соединенные так, как показано на рис. 4.26, образуют циркулятор. Нетрудно убедиться в «циркуляции» сигналов, т. е. в передаче их без изменений от зажимов 1 к 2, от 2 к 3 и от 3 к 1.

§ 4.14. 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 большой, возникает вопрос экономии энергии питания. Для этого прежде всего следует уменьшить мощность, выделяющуюся в самом каскаде. Режим работы апериодического каскада, при котором рабочая точка выбирается в середине линейного участка динамической вольт-амперной характеристики

(рис. 4.27), 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 А.

Каскад становится существенно более экономичным,

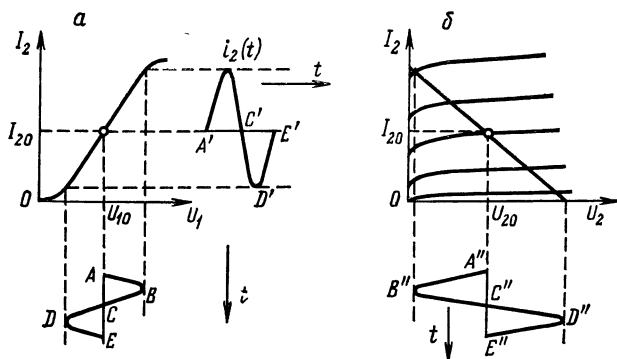


Рис. 4.27. Режим А: положение рабочей точки на динамической передаточной вольт-амперной характеристике активного элемента (а) и выходных статических характеристиках биполярного транзистора (б)

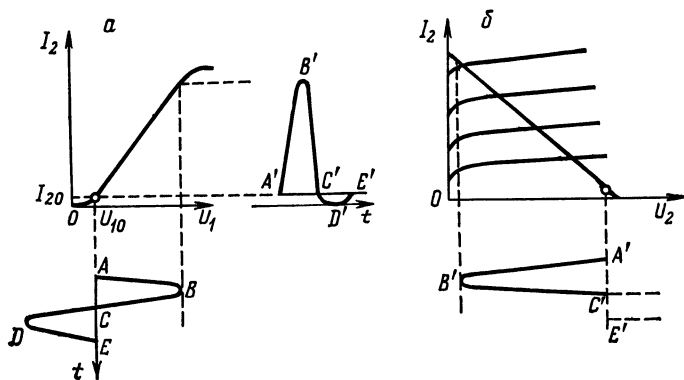


Рис. 4.28. Режим В: положение рабочей точки на динамической передаточной вольт-амперной характеристике активного элемента (а) и выходных статических характеристиках биполярного транзистора (б)

если начальную рабочую точку расположить в самом начале динамической вольт-амперной характеристики усиления (рис. 4.28). Это так называемый режим *В*.

Мощность, выделяемая в каскаде, работающем в режиме *В*, 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_H эти усиленные компоненты складываются таким образом, что восстанавливается первоначальная форма сигнала.

На рис. 4.29, *а* показана принципиальная схема усилителя мощности — двухтактный эмиттерный повторитель на комплементарной паре транзисторов. Комплементарной

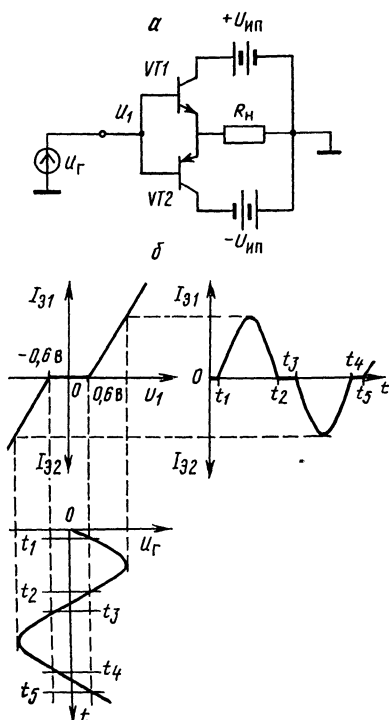


Рис. 4.29. Схема простейшего двухтактного повторителя напряжения на комплементарной паре транзисторов (*а*) и иллюстрирующие ее работу графики (*б*)

(т. е. взаимодополняющей) называют пару транзисторов, имеющих очень близкие характеристики и противоположные структуры ($n-p-n$ и $p-n-p$, n - и p -каналы). Работа схемы иллюстрируется графиками на рис. 4.29, *б*. Транзистор $VT1$ открывается при положительных значениях сигнала, а транзистор $VT2$ — при отрицательных. При нулевом входном напряжении оба транзистора закрыты и от источника питания энергия не потребляется.

Схеме в режиме *В* присущи так называемые переходные искажения (ступеньки $0-t_1$, t_2-t_3 , t_4-t_5 на

рис. 4.29, б), обусловленные тем, что при входном напряжении, меньшем 0,6 В, кремниевые биполярные транзисторы практически закрыты. Для их устранения транзисторы двухтактного каскада нужно приоткрыть в состоянии покоя, т. е. при отсутствии усиливаемого сигнала.

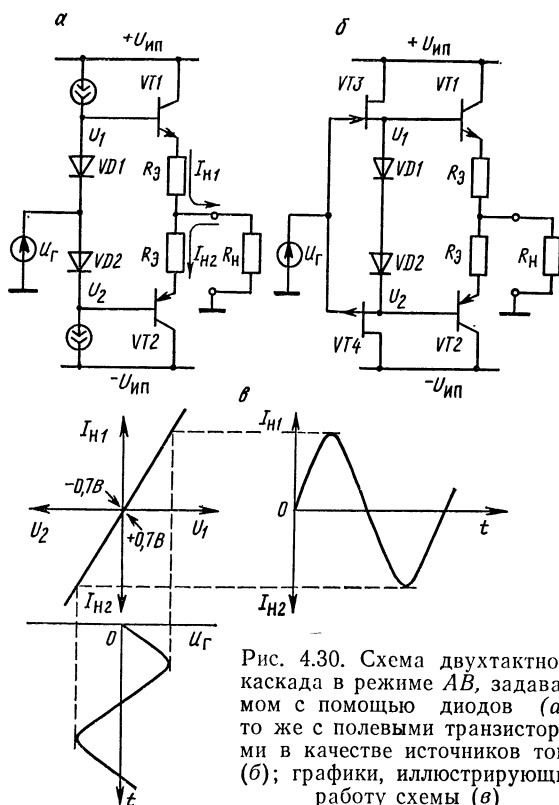


Рис. 4.30. Схема двухтактного каскада в режиме AB , задаваемом с помощью диодов (α); то же с полевыми транзисторами в качестве источников тока (δ); графики, иллюстрирующие работу схемы (θ)

Такой режим работы усилителя называют двухтактным режимом AB . Напряжение смещения обычно получают включением между базами транзисторов диодов ($VD1$ и $VD2$ на рис. 4.30, α).

В режиме AB при постоянных напряжениях смещения на базах U_1 , U_2 увеличение температуры приводит к возрастанию тока покоя транзисторов, что в свою очередь вызывает еще большее нагревание транзисторов. Этот эффект называется термической положительной обратной

связью, и без принятия специальных мер транзисторы могут перегреться и разрушиться.

Частично компенсировать термическую положительную обратную связь можно, размещая диоды смещения на корпусах транзисторов. Дополнительно в эмиттер-

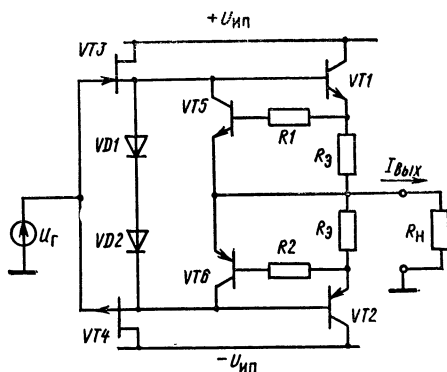


Рис. 4.31. Схема выходного каскада с защитой от перегрузки

ные цепи транзисторов включают резисторы R_3 (рис. 4.30, а, б), создающие отрицательную обратную связь по току. Стабилизирующее действие этой связи возрастает с увеличением R_3 , однако при этом снижается отдаваемая в нагрузку мощность.

Малое выходное сопротивление усилителей мощности создает опасность разрушения транзисторов при коротком замыкании ($R_n = 0$). Поэтому применяют схемы защиты, ограничивающие максимальный выходной ток. Один из вариантов схемы защиты выходного каскада от перегрузки показан на рис. 4.31. Если из-за возрастания выходного тока $I_{\text{вых}}$ падение напряжения на резисторах R_3 превысит значение около 0,6 В, то транзисторы VT5 и VT6 откроются и предотвратят дальнейшее увеличение тока транзисторов VT1 и VT2.

Если двухтактный каскад построен на транзисторах с одинаковой структурой, то сигналы на их базы подаются с противофазных выходов фазоинвертора, в качестве которого нередко используется трансформатор с выводом от средней точки. В случаях, когда нели-

нейные искажения несущественны (например, в мощных выходных каскадах генераторов для высокочастотного нагрева диэлектрических порошков при прессовании пластмасс и т. п.), применяют резонансные однотактные усилители в режиме *B*.

§ 4.15. Активные фильтры

По меньшей мере два серьезных фактора ограничивают применение пассивных фильтров. Во-первых, на низких частотах пассивные фильтры, содержащие катушки индуктивности, имеют большие габариты, массу и обладают малой температурной стабильностью; во-вторых, расчет фильтров с низкодобротными катушками является длительным и громоздким.

Само появление гиратора наводит на мысль, что можно построить безындукционный фильтр путем замены

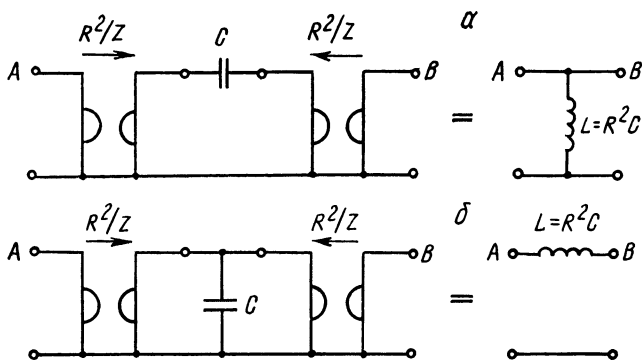


Рис. 4.32. Моделирование параллельной (а) и последовательной (б) индуктивностей при помощи гираторов

каждой из катушек «гиратированным конденсатором» (см. § 4.3, формула (4.83)). Так как добротность подобного рода «катушек» достигает 100 и более, то реализация *LC*-фильтра сводится к расчету фильтра без потерь и замене индуктивностей емкостями, соединенными с гираторами.

Способы моделирования параллельной и последовательной индуктивностей показаны на рис. 4.32, а, б; на рис. 4.33 — моделирование колебательных контуров, причем схемы одинаковы, а контур параллельного или последовательного типа получается в зависимости от того, какая пара клемм считается входной.

Заметим, что имитация высокодобротных LC -структур — лишь один из многочисленных способов построения активных фильтров.

В более общем случае на основе операционных усилителей создаются изолированные звенья фильтров, соеди-

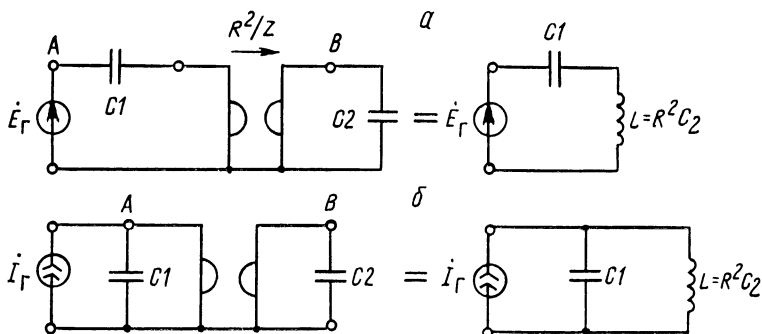


Рис. 4.33. Моделирование последовательного (а) и параллельного (б) колебательных контуров при помощи гираторов

няемые каскадно для получения требуемых передаточных функций. С целью повышения стабильности устройства такого рода охватываются дополнительными петлями отрицательной обратной связи.

Глава 5

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 энергии одних электрических колебаний в энергию других с требуемой частотой (параметрические и квантовые генераторы).

§ 5.1. 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 элемента.

В каждой автоколебательной системе можно выделить три основных элемента: собственно колебательную систему (в часах — маятник или баланс); источник энергии (пружинный или гиревый механизм); 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 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 теряется 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.

§ 5.2. Автогенератор

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. 5.1). При замкнутой петле обратной связи и отсутствии на входе усилителя

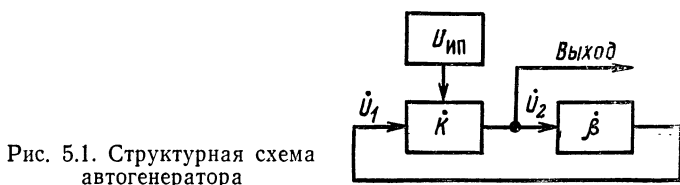


Рис. 5.1. Структурная схема автогенератора

внешнего сигнала *стационарный сигнал* на его выходе (U_2) возможен при условии

$$U_1 = \beta U_2 = \beta K U_1, \quad (5.1)$$

откуда

$$\beta K = 1. \quad (5.2)$$

Условие генерирования автогенератором стационарного сигнала (5.2) распадается на два: условие баланса амплитуд

$$\beta K = 1 \quad (5.3)$$

и условие баланса фаз

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (5.4)$$

Автогенератор с резонансным контуром (рис. 5.2, а) представляет собой резонансный усилительный каскад с цепью обратной связи, созданной взаимной индукцией M катушек $L1$ и $L2$.

Пусть исходное смещение $E_{см}$ 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. 5.2, б. При включении питания в катушке $L1$ возникает ток, возбуждающий в контуре $L1C1$ свободные колебания. Напряжение обратной связи U_β в рассматриваемой схеме снимается с катушки $L2$. Оно является входным напряжением $U_{вх}$ и определяется выражением

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^{(a)}, \quad (5.8)$$

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. 5.2, в. Кривая 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 в 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 реального 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:

$$R_{\text{диф}} = \frac{\partial u}{\partial i} < 0. \quad (5.9)$$

В схеме генератора на туннельном диоде (рис. 5.3, а) положение рабочей точки выбрано на «падающем» участке вольт-амперной характеристики (рис. 5.3, б). Средний наклон рабочего участка характеристики должен обеспечивать полную компенсацию потерь в активном сопротивлении контура, включая нагрузку генератора. Гене-

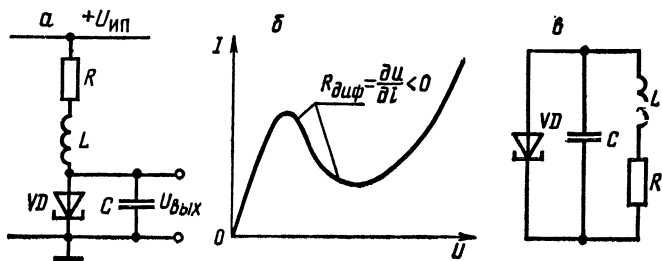


Рис. 5.3. Генератор на туннельном диоде: принципиальная схема (а); рабочий участок вольт-амперной характеристики (б); эквивалентная схема для анализа потерь (в)

раторы на туннельных диодах работают на очень высоких частотах, обеспечивая мощности порядка единиц милливатт в дециметровом и сантиметровом диапазонах и единиц микроватт в диапазоне 40—100 ГГц.

§ 5.3. 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 сигнал низкой частоты $F = f_1 - f_2$. 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 недостаток таких генераторов — невысокая стабильность частоты F .

Значительно более простые и удобные *RC-генераторы* низкочастотных гармонических колебаний. Рассмотрим схему *RC-генератора с мостом Вина* (рис. 5.4). Если внешний сигнал отсутствует, то напряжение на входе усилителя полностью совпадает с напряжением обратной связи ($\dot{U}_{вх} = \dot{U}_\beta$). На средних частотах для данного усилителя коэффициент усиления K представляет собой действительную величину.

Коэффициент обратной связи

$$\beta = \frac{\dot{U}_\beta}{\dot{U}_{вых}} = \frac{R_2}{R_2 + (1 + j\omega C_2 R_2)(R_1 + 1/j\omega C_1)} =$$

$$= \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega C_2 R_1 - 1/j\omega C_1 R_2) \right]^{-1}, \quad (5.10)$$

и условие самовозбуждения (5.2) приобретает вид

$$\beta K = K \left[1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) \right]^{-1} = 1 \quad (5.11)$$

или

$$1 - K + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) = 0. \quad (5.12)$$

Для выполнения равенства (5.12) и вещественная и мнимая части должны быть равны нулю, т. е.

$$\left. \begin{aligned} 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} - K &= 0, \\ \omega C_2 R_1 - 1/\omega C_1 R_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

Отсюда следует, что в рассматриваемой схеме возможны колебания с частотой

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (5.14)$$

причем коэффициент усиления схемы должен удовлетворять условию

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \quad (5.15)$$

В частном случае если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то $\omega_0 = 1/RC$; $K = 3$. (5.16)

Так как колебания в схеме возможны только на одной частоте ω_0 , то они будут почти гармоническими, если

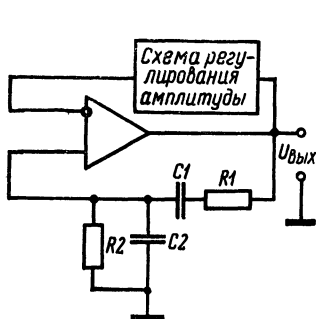


Рис. 5.4. Схема генератора с мостом Вина

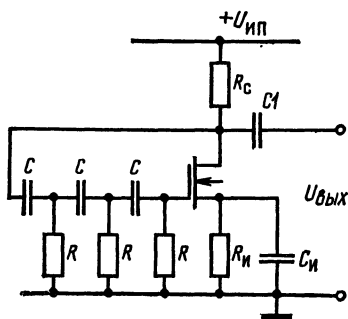


Рис. 5.5. Схема генератора с фазосдвигающей цепочкой

условие амплитуд выполняется при небольшом отклонении от линейности амплитудной характеристики усилителя.

При соответствующем подборе элементов схемы на рис. 5.4 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 $C1$ и $C2$, либо $R1$ и $R2$. При этом стабильность частоты и амплитуды выходных колебаний удовлетворительна для многих применений.

Другая распространенная схема RC -генератора — схема с *фазосдвигающей цепочкой* (рис. 5.5). Емкости C и сопротивления R образуют трехзвенную цепочку обратной связи, которая для инвертирующего усилителя положительна только на частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6}RC. \quad (5.17)$$

При этом модуль коэффициента обратной связи

$$\beta = 1/29. \quad (5.18)$$

Из равенства (5.18) 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.

§ 5.4. 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 системы может и не быть), 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 § 5.3.

В качестве примера генератора скачкообразных колебаний рассмотрим мультивибратор.

В мультивибраторе (рис. 5.6, *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. 5.6, *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 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 $\tau_2 \sim R_K C_2$, а емкость $C1$ разряжается с постоянной времени $\tau_1 \sim R_1 C_1$ (обычно $\tau_1 \gg \tau_2$). Вследствие разряда емкости $C1$ в какой-то момент времени напряжение на базе транзистора

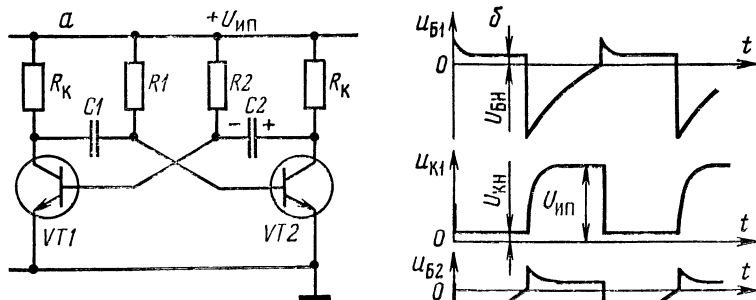


Рис. 5.6. Принципиальная схема мультивибратора на биполярных транзисторах (а) и временная диаграмма напряжений на электродах транзисторов (б); $U_{КН}$ и $U_{БН}$ — напряжения насыщения коллектора и базы соответственно

$VT2$ достигает уровня открывания транзистора $VT2$. В схеме снова замыкается цепь положительной обратной связи, происходит быстрое открывание $VT2$ и запираание $VT1$. Обратная связь разрывается запертым транзистором $VT1$ — наступает второе квазиустойчивое состояние. После этого начинается заряд емкости $C1$ с постоянной времени $\tau'_2 \sim R_K C_1$ и разряд емкости $C2$ с постоянной времени $\tau'_1 \sim R_2 C_2$ (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 по-

стоянные времени R_1C_1 и R_2C_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. 5.7, а) построен на операционном усилителе А.

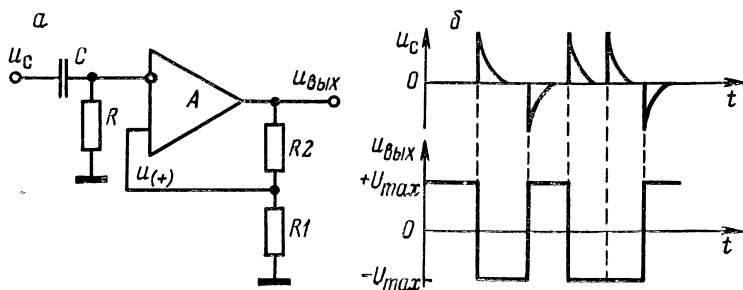


Рис. 5.7. Принципиальная схема ждущего бистабильного мультивибратора (а) и временная диаграмма его работы (б)

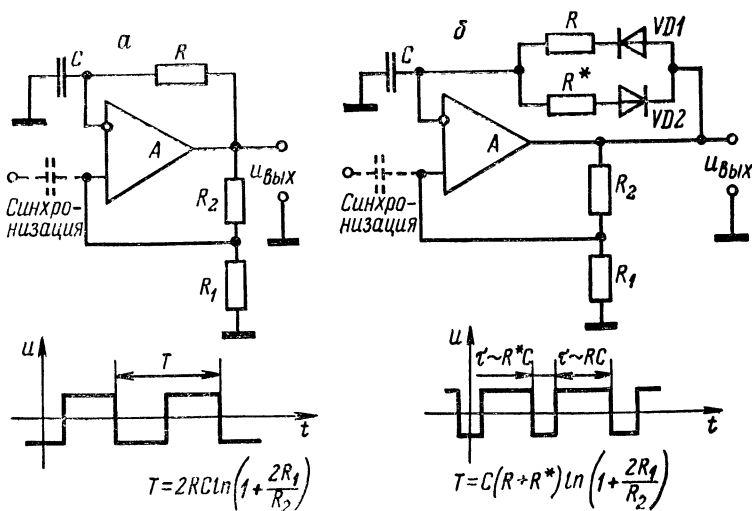


Рис. 5.8. Принципиальные схемы релаксационных генераторов на основе ждущего бистабильного мультивибратора симметричных (а) и несимметричных (б) колебаний

Напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя

$$u_{\text{н}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{\text{вых}}. \quad (5.19)$$

В отсутствие сигнала $u_{\text{с}}$ схема устойчива и операционный усилитель может быть только в насыщенном состоянии: его выходное напряжение равно либо $+U_{\text{мах}}$, либо $-U_{\text{мах}}$ (рис. 5.7, б). Если входной импульс имеет такую же полярность, как и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$, а его амплитуда достигает (по абсолютной величине) значения $u_{\text{н}}$, то в схеме возникает положительная обратная связь, что приводит к быстрому изменению полярности выходного напряжения.

На основе рассмотренного ждущего бистабильного мультивибратора легко построить *симметричный* (рис. 5.8, а) или *несимметричный* (рис. 5.8, 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 (см. рис. 5.8, б).

§ 5.5. 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. 5.9. 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 поддер-

живаются 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 катоду и сеткам резонатора электроны не достигают отражателя, а меняют направление своего движения на обратное

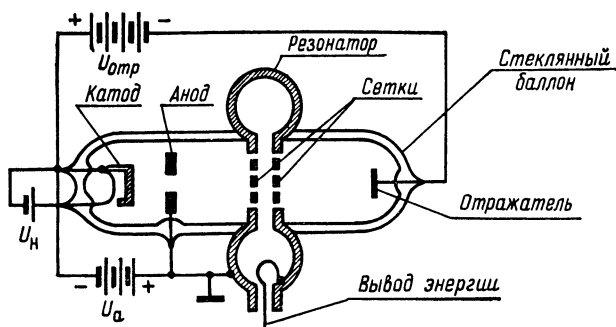


Рис. 5.9. К принципу действия отражательного клистрона

(«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 в разные моменты времени через сетки резонатора, окажется вследствие этого различной. Одни электроны будут ускорены высокочастотным полем резонатора, другие, наоборот, замедлены, так как они окажутся 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 образования электронного потока 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 клистро-на 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 клистропами уровни питающих напряжений и взаимная подстройка резонаторов. В физических исследованиях они применяются в качестве источников высокочастотного напряжения для линейных ускорителей заряженных частиц.

§ 5.6. Магнетрон

Магнетрон является двухэлектродной лампой, в которой электроны движутся под действием электрического и перпендикулярного к нему магнитного полей. Анод магнетрона изготавливается в виде цилиндрической по-

лости. На ее оси расположен катод (рис. 5.10, 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. 5.10, б), искривляет траектории электронов. При некотором критическом значении магнитного поля $B = B_{кр}$ электроны пролетают по касательной к аноду, а при $B > B_{кр}$ анодный ток становится равным нулю, так как электроны, закручиваясь, не достигают анода.

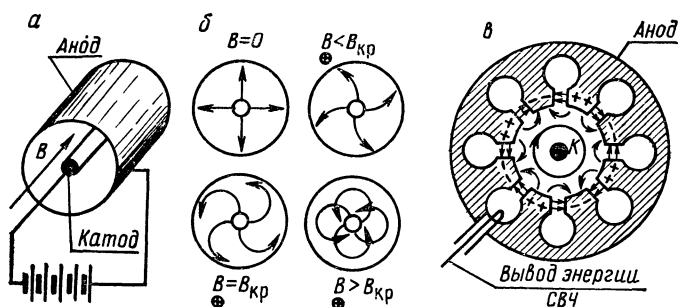


Рис. 5.10. К принципу действия магнетрона: схематическое изображение двухэлектродной электровакуумной лампы в магнитном поле (а); траектории электронов при различных магнитных полях (б); разрез многорезонаторного магнетрона (в)

Для того чтобы магнетрон стал генератором колебаний СВЧ, в теле анода делают симметрично расположенные отверстия и прорезы, как это показано на рис. 5.10, в, в результате чего анод превращается в несколько идентичных, связанных между собой резонаторов СВЧ. Возбуждение колебаний в одном из резонаторов приводит к возникновению колебаний в остальных. Создаваемое резонаторами высокочастотное электрическое поле взаимодействует с потоком электронов в пространстве анод — катод. 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 на-

пряжения 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.

§ 5.7. 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 (арсенид 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 $E_{кр}$:

$$U/l > E_{кр}, \quad (5.20)$$

где l — длина бруска. Частота f_0 колебаний тока при этом связана простой зависимостью со скоростью дрейфа $v_{др}$ электронов от катода к аноду:

$$f_0 = v_{др}/l. \quad (5.21)$$

В арсениде галлия $v_{др} = 10^7$ см/с, поэтому при $l \sim 100\text{—}10$ мкм f_0 составляет 1—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 $\Delta W = 0,35$ эВ (рис. 5.11, а). В каждой из них

электрон имеет различные значения эффективной массы $m_{эф}$ и подвижности μ :

$$m_{эф}^{(1)} = 0,068m_0, \quad \mu_1 = 8000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с};$$

$$m_{эф}^{(2)} = 1,2m_0, \quad \mu_2 = 100 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}.$$

В слабых полях практически все электроны находятся в нижней подзоне (долине), в сильных — переходят в верхнюю долину (становятся «более тяжелыми»). С ростом поля $E = U/l$ при $E = E_{кр}$ 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. 5.11, б).

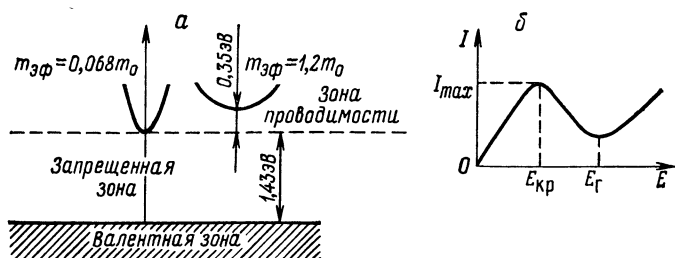


Рис. 5.11. К эффекту Ганна в кристалле арсенида галлия

Обусловленный этими процессами ниспадающий участок вольт-амперной характеристики (диапазон напряженностей $E_{кр} — E_г$) 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 $(E_{кр} — E_г)$ 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 удается получить генерацию с высокой стабильностью частоты.

НЕЛИНЕЙНЫЕ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

§ 6.1. Аппроксимация вольт-амперных характеристик нелинейных элементов

Цепь является нелинейной, если содержит элемент, сопротивление которого зависит от протекающего через него тока. Вольт-амперные характеристики $i = f(u)$ многих нелинейных элементов сложны и обычно представляются графически. Ограниченная область вольт-амперной 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 вольт-амперной характеристики нелинейного элемента, то применяют аппроксимацию *степенным полиномом*

$$i = \sum_{k=0}^n a_k u^k, \quad k = 0, 1, 2, \dots, n. \quad (6.1)$$

Многие нелинейные элементы имеют *квадратичный участок* вольт-амперной характеристики, описываемый полиномом второй степени

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2. \quad (6.1a)$$

Если в схеме действуют большие сигналы, вольт-амперную характеристику нелинейного элемента аппроксимируют *ломаной линией*

$$i = \begin{cases} 0 & \text{при } u < U_0, \\ Su & \text{при } U_0 < u < U_{\text{нас}}, \\ I_{\text{нас}} & \text{при } u \geq U_{\text{нас}}. \end{cases} \quad (6.2)$$

Здесь S — крутизна характеристики, $U_{\text{нас}}$ — напряжение насыщения.

Анализ нелинейных радиоэлектронных устройств при аппроксимации степенным полиномом проводят, пользуясь тригонометрическими функциями суммы и разности аргументов и кратного аргумента. При линейно-ломаной

аппроксимации (6.2) схемы анализируют методом угла отсечки (см. § 6.2). В обоих случаях находят спектральный состав тока, обусловленного воздействием на нелинейную цепь гармонических напряжений. Заключительный этап анализа — выделение нужных спектральных составляющих выходного напряжения. Необходимо иметь в виду, что при нелинейных преобразованиях неприменим принцип суперпозиции.

§ 6.2. Прохождение гармонического сигнала через нелинейную цепь. Умножение частоты

Рассмотрим работу схемы на рис. 6.1, а с нелинейным элементом VT1 при больших сигналах. В этой схеме напряжением смещения $E_{см}$ транзистор поставлен в режим отсечки.

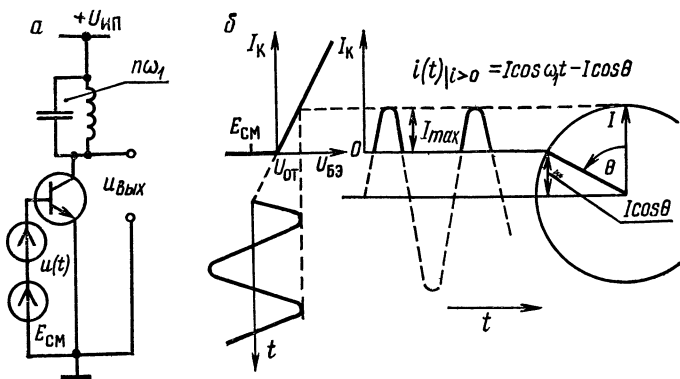


Рис. 6.1. Схема умножения частоты (а) и пояснение процесса отсечки при аппроксимации характеристики транзистора ломаной линией (б)

Углом отсечки Θ называется значение аргумента, отсчитанное от момента достижения коллекторным током максимального значения до момента, когда ток становится равным нулю («отсекается» при напряжении на базе, равном $U_{от}$). В соответствии с обозначениями на рис. 6.1, б коллекторный ток для $i > 0$

$$i(t) = I \cos(\omega_1 t - \cos \Theta) = \frac{I_{\max}}{1 - \cos \Theta} (\cos \omega_1 t - \cos \Theta). \quad (6.3)$$

Разложение (6.3) в ряд Фурье позволяет найти постоянную составляющую I_0 и амплитуды всех гармоник коллекторного тока:

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cos k\omega_1 t, \quad k = 1, 2, \dots \quad (6.4)$$

На рис. 6.2 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.

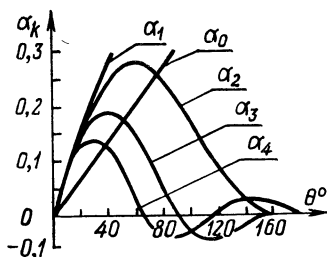


Рис. 6.2. Зависимость коэффициентов гармоник от угла отсечки

Настройкой колебательного контура, включенного в коллекторную цепь транзистора (см. рис. 6.1, 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.

§ 6.3. Параметрические преобразования сигналов

Умножение частоты является примером *нелинейного преобразования* исходного гармонического сигнала. Однако нелинейные элементы чаще используются для *квази-*

линейного 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, например, с использованием квадратичного участка вольт-амперной характеристики нелинейного элемента цепи (см. рис. 6.1, а), для которого крутизна характеристики

$$S = \frac{di}{du} = a_1 + 2a_2u \quad (6.5)$$

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

$$U_{упр} \gg U_c, \quad (6.6)$$

где $U_{упр}$ — амплитуда управляющего сигнала.

Независимость крутизны вольт-амперной характеристики от напряжения преобразуемого сигнала (u_c) позволяет описывать действие этого сигнала на цепь линейными уравнениями. Однако коэффициенты в этих уравнениях не постоянны, а зависят от $u_{упр}$. Такие цепи, например схема на рис. 6.3, и происходящие в них процессы называют параметрическими.

Рассмотрим наиболее простой случай, когда управляющий и преобразуемый сигналы являются косинусоидами:

$$u_{упр} = U_{упр} \cos \omega_{упр}t, \quad u_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi). \quad (6.7)$$

При выполнении условия (6.6) крутизна квадратичного

участка вольт-амперной характеристики нелинейного элемента будет изменяться по закону (рис. 6.4)

$$S(u_{\text{упр}}) = S(t) = S_0 + S_m \cos \omega_{\text{упр}} t. \quad (6.8)$$

Напряжение на выходе преобразователя равно:

$$u_{\text{вых}} = Z_{\text{н}} S(t) u_{\text{с}}, \quad (6.9)$$

где $Z_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

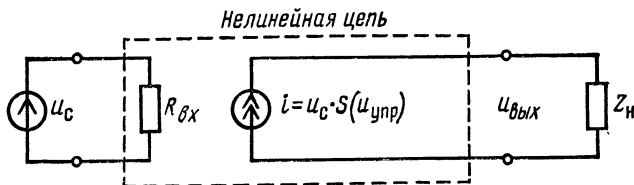


Рис. 6.3. Упрощенная эквивалентная схема параметрического преобразователя

Подставим (6.7) и (6.8) в (6.9):

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) &= Z_{\text{н}}(S_0 + S_m \cos \omega_{\text{упр}} t) U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) = \\ &= Z_{\text{н}} S_0 U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) + Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{упр}} t \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) = \\ &= Z_{\text{н}} S_0 U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}} t + \varphi) + \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos[(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{упр}})t + \\ &\quad + \varphi] + \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m U_{\text{с}} \cos[(\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{упр}})t + \varphi]. \end{aligned} \quad (6.10)$$

Вид преобразования сигнала (6.10) зависит от соотношения частот $\omega_{\text{с}}$ и $\omega_{\text{упр}}$ и частотной характеристики сопротивления нагрузки.

Амплитудная модуляция. Если $u_{\text{упр}}$ — модулирующее напряжение низкой частоты $\omega_{\text{упр}} = \Omega$, а $u_{\text{с}}$ — напряжение несущей частоты $\omega_{\text{с}} = \omega_0$ с постоянной амплитудой $U_{\text{с}} = U_0$, то выполняется условие $\omega_{\text{упр}} \ll \omega_{\text{с}}$. Сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$ 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 (6.10) (несущую частоту ω_0 , нижнюю

боковую частоту $\omega_0 - \Omega$ и верхнюю боковую частоту $\omega_0 + \Omega$)*, и может быть переписано в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = Z_n S_0 U_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (6.11)$$

где $m = S_m/S_0$; Z_n , S_0 и U_0 — постоянные величины. Величина m зависит от амплитуды модулирующего напряжения (см. рис. 6.4), и согласно (6.11) амплитуда высокочастотного колебания несущей частоты изменяется по за-

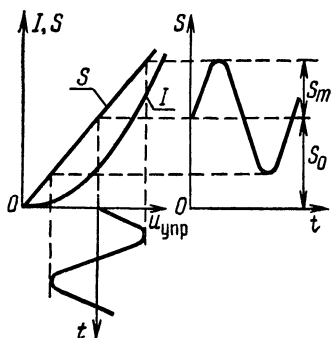


Рис. 6.4. Изменение крутизны характеристики нелинейного элемента управляющим напряжением $u_{\text{упр}} = U_{\text{упр}} \times \cos \omega_{\text{упр}} t$

кону 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 вольт-амперной характеристики равна нулю ($S_0 = 0$). Если при этом S можно изменять симметрично в положительном и отрицательном направлениях, то согласно (6.10) модулированный сигнал

$$u_{\text{вых}}(t) = Z_n S_m U_0 \cos \Omega t \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (6.12)$$

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 Z_n , 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 $Z_{\text{н}}$ является сопротивлением фильтра, настроенного на разностную частоту, и согласно (6.10) выделяется напряжение *промежуточной частоты*

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m U_c \cos[(\omega_c - \omega_{\text{г}})t + \varphi] = \\ &= K_{\text{п}} U_c \cos[(\omega_c - \omega_{\text{г}})t + \varphi]. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Здесь $K_{\text{п}} = \frac{1}{2} Z_{\text{н}} S_m$ — коэффициент преобразования.

Остальные составляющие выражения (6.10) в выходном напряжении отсутствуют, так как сопротивление настроенного на разностную частоту ($\omega_{\text{п}} = \omega_c - \omega_{\text{г}}$ или $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{г}} - \omega_c$) фильтра на частотах ω_c и $\omega_c + \omega_{\text{г}}$ очень мало ($Z_{\text{н}} \approx 0$). Из (6.13) видно, что при преобразовании частоты амплитуда сигнала передается линейно, если $Z_{\text{н}}$ 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 $\omega_c = \omega_{\text{г}} + \omega_{\text{п}}$ и $\omega'_c = \omega_{\text{г}} - \omega_{\text{п}}$. Поэтому в тракт промежуточной частоты одновременно поступают сигналы *прямого* (ω_c) и *зеркального* (ω'_c) каналов. На практике мешающий сигнал зеркального канала ослабляют до преобразования частоты.

Из рис. 6.4 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 упро-

щенную блок-схему супергетеродинного спектрометра электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) (рис. 6.5). 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 пропорциональна степени поглощения. В простейшем случае сигнал модуляции может быть выделен при помощи детектирования и последую-

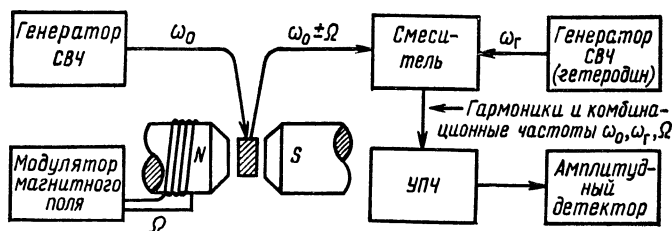


Рис. 6.5. Структура супергетеродинного спектрометра ЭПР

щего 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 радиоспектрометров ЭПР находятся в диапазоне 10—38 ГГц (длина волны 3 и 0,8 см), типичное значение промежуточной частоты — 30 МГц, частоты модуляции магнитного поля 30—70 Гц.

Синхронное детектирование. Если частота гетеродина равна частоте сигнала ($\omega_g = \omega_c$), то выражение (6.13) принимает вид

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} Z_H S_m U_c \cos \varphi; \quad (6.14)$$

если при этом разность фаз между управляющим и преобразуемым напряжениями равна нулю ($\varphi = 0$), то

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2} Z_H S_m U_c. \quad (6.15)$$

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.

Однако наиболее часто синхронный детектор представляет собой линейную электрическую цепь, к которой подключен источник измеряемого сигнала, а один из параметров этой цепи изменяется под воздействием опорного сигнала.

В схеме на рис. 6.6 измеряемый сигнал-напряжение

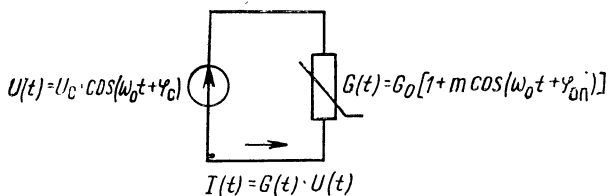


Рис. 6.6. К пояснению принципа действия синхронного детектора как линейной цепи с изменяющимся параметром

$U(t) = U_c \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$ применен к цепи, проводимость которой изменяется по закону $G(t) = G_0 [1 + m \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{on})]$, где m — коэффициент модуляции (положительное, не превышающее единицу число). Ток в цепи

$$\begin{aligned}
 I(t) = U(t) \cdot G(t) = & U_c \cdot G_0 \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_c) + \\
 & + \frac{m U_c \cdot G_0}{2} \cos(2\omega_0 t + \varphi_c + \varphi_{on}) + \\
 & + \frac{m U_c G_0}{2} \cos(\varphi_c - \varphi_{on}).
 \end{aligned} \quad (6.16)$$

Последнее слагаемое представляет собой составляющую тока, которая может быть легко выделена фильтром низкой частоты. Именно она и измеряется при проведении ряда физических исследований, так как при постоянном значении G_0 эта низкочастотная компонента пропорциональна измеряемому сигналу U_c . Наиболее выгодный режим измерения U_c — максимальное значение косинуса, т. е. $\varphi_c - \varphi_{on} = 0$.

Для синхронного детектирования можно использовать так называемый релейный опорный сигнал, представляю-

щий собой скачкообразное от S_1 до S_2 изменение параметра детектирующей цепи с периодом, соответствующим частоте повторения измеряемого гармонического сигнала. Такой опорный сигнал легко может быть получен, а иногда уже имеется во многих экспериментальных установках и измерительных приборах (S_1 , например, может соответствовать закрытому, а S_2 — открытому положению заслонки изучаемого светового потока или же различным значениям магнитного поля при исследовании эффекта Холла и т. п.).

Во всех таких случаях взаимодействие первой гармоники опорного сигнала с измеряемым гармоническим сигналом типа $U_c \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_c)$ приводит к низкочастотной компоненте такого же типа, как и в (6.16), и отличающейся от нее лишь постоянным коэффициентом, обусловленным результатом разложения опорного сигнала в ряд Фурье. Если, например, опорный сигнал может быть аппроксимирован меандром, то такое разложение имеет вид

$$S = \frac{2(S_1 - S_2)}{\pi} \left(\sin \omega_{\text{оп}} t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_{\text{оп}} t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \sin 5\omega_{\text{оп}} t + \dots \right). \quad (6.17)$$

§ 6.4. 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. 6.7, 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. 6.6, б) модулированное колебание согласно (6.11) имеет вид

$$u_{AM} = U[1 + m \cos \Omega t \cos(\omega_0 t + \varphi)]. \quad (6.18)$$

Коэффициент m характеризует степень изменения амплитуды высокочастотного (модулированного) колебания и называется глубиной модуляции. Максимальное и минимальное значения амплитуды модулированного колебания равны соответственно

$$\left. \begin{aligned} U_{\max} &= U(1 + m), \\ U_{\min} &= U(1 - m), \end{aligned} \right\} \quad (6.19)$$

откуда получается формула для вычисления m :

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (6.20)$$

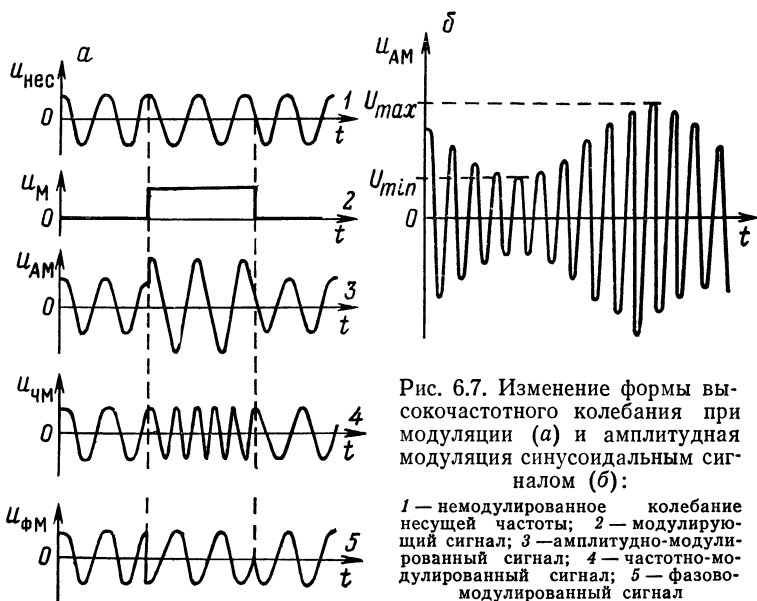


Рис. 6.7. Изменение формы высокочастотного колебания при модуляции (а) и амплитудная модуляция синусоидальным сигналом (б):

1 — немодулированное колебание несущей частоты; 2 — модулирующий сигнал; 3 — амплитудно-модулированный сигнал; 4 — частотно-модулированный сигнал; 5 — фазово-модулированный сигнал

Спектральный состав АМ-сигнала рассмотрен в § 6.3. Так как АМ-сигнал имеет полосу частот $\omega_0 \pm \Omega_v$ (Ω_v — верхняя граничная частота спектра модулирующего сигнала), то радиостанции, работающие по принципу амплитудной модуляции несущей, занимают в эфире полосу

$B = 2\Omega_{\text{в}}$. 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

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t, \quad (6.21)$$

где $\Delta\omega$ — *девиация частоты*. Полоса частот, занимаемая таким колебанием, зависит от *индекса частотной модуляции*

$$\beta = \Delta\omega/\Omega. \quad (6.22)$$

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

$$2\Delta\omega + 2\Omega_{\text{в}}. \quad (6.23)$$

При фазовой модуляции (ФМ) гармоническим сигналом результирующее колебание имеет вид

$$u = U \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \cos \Omega t). \quad (6.24)$$

Форма и спектр колебания совпадают с формой и спектром колебаний при частотной модуляции. Однако при негармоническом модулирующем сигнале их различия существенны (см. рис. 6.7, а, кривые 4, 5).

§ 6.5. Модуляторы

Один из способов осуществления амплитудной модуляции — подача на управляющий электрод нелинейного элемента суммы высокочастотного и модулирующего напряжений. Если напряжением смещения $E_{\text{см}}$ рабочая точка активного элемента выбрана на квадратичном участке его вольт-амперной характеристики, то согласно (6.10) на выходе будет амплитудно-модулированный сигнал, который легко выделить при помощи резонансной нагрузки (рис. 6.8, а).

В мощных модуляторах на ламповых триодах (рис. 6.8, б) источник модулирующего напряжения включается последовательно с источником анодного питания. Благодаря сильной зависимости тока триода от напряжения анод — катод поданные на сетку триода высокочастотные колебания оказываются амплитудно-модулиро-

ванными 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

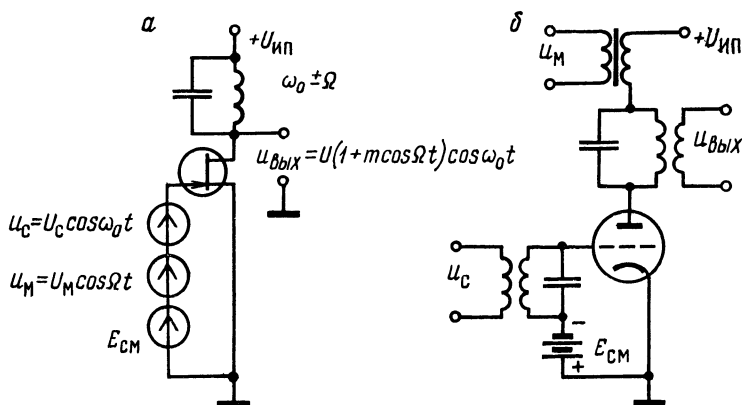


Рис. 6.8. Принцип осуществления амплитудной модуляции на квадратичном участке передаточной вольт-амперной характеристики транзистора (а) и схема анодного модулятора на вакуумном триоде (б)

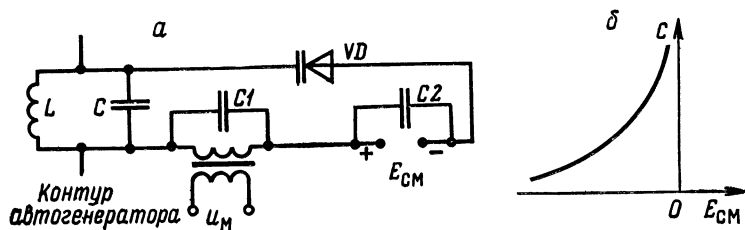


Рис. 6.9. Принцип построения частотного модулятора с варикапом (а) и вольт-фарадная характеристика варикапа (б)

задающего высокочастотного генератора. Модулирующее напряжение подается в цепь смещения варикапа (рис. 6.9, а). Емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ достаточно велики, и их сопротивлением на частоте несущей можно пренебречь. Нелинейность вольт-фарадной характеристики варикапа (рис. 6.9, 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 измерении 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.

§ 6.6. 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. 6.10. При большом уровне модулированного сиг-

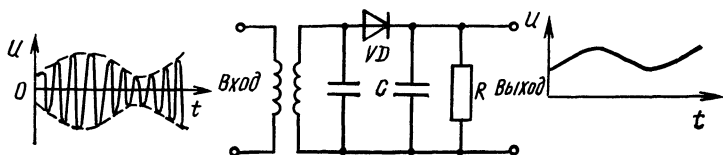


Рис. 6.10. Простейший детектор амплитудно-модулированного сигнала

нала 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

$$\frac{1}{\omega_0} < \tau < \frac{1}{\Omega_B}. \quad (6.25)$$

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. Ее вклад незначителен лишь при малой глубине модуляции, поэтому в смысле искажений всегда, когда это возможно, предпочтительно линейное детектирование.

§ 6.7. 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. 6.11).

Чаще применяется симметричная схема частотного детектора (рис. 6.12, а), называемая *дискриминатором*. Два контура настраиваются на крайние значения частоты подлежащего детектированию ЧМ-сигнала (рис. 6.12, 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 $R1$ и $R2$. Выходной видеосигнал равен $u = u_1 - u_2$. Недостаток этой схемы — необходимость предварительного ограничения амплитуды детектируемого сигнала.

Схема так называемого *дробного детектора* (рис. 6.13) свободна от этого недостатка. Диоды $VD1$ и $VD2$ выпрямляют приложенные к ним напряжения \dot{U}_a и \dot{U}_b , в результате чего по цепочке сопротивлений $R1 - R3 - R4 - R2$ протекает ток, создающий на выходе напряжение

$$u_{\text{вых}} = \frac{|\dot{U}_a| - |\dot{U}_b|}{2} K_d, \quad (6.26)$$

где K_d — коэффициент передачи амплитудного детектора ($VD1, VD2$).

Контуры L_1C_1 и L_2C_2 настроены в резонанс с несущей частотой ω_0 и связаны между собой слабой связью ($M2$);

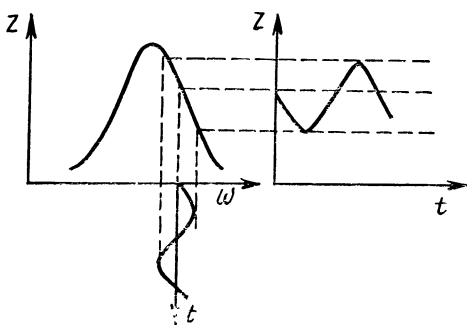


Рис. 6.11. К принципу преобразования частотной модуляции в амплитудную: зависимость сопротивления Z параллельного колебательного контура от мгновенной частоты ω детектируемого сигнала

катушка индуктивности $L3$ связана с катушкой контура $L1$ очень сильной связью $M1$, поэтому напряжения на $L1$ и $L3$ всегда находятся в фазе (\dot{U}_1). При резонансе ($\omega = \omega_0$) 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 :

$$\dot{I}_{L1} = \dot{U}_1 / j\omega L_1.$$

Создаваемый этим током магнитный поток возбуждает в катушке опережающую его на $\pi/2$ э. д. с.:

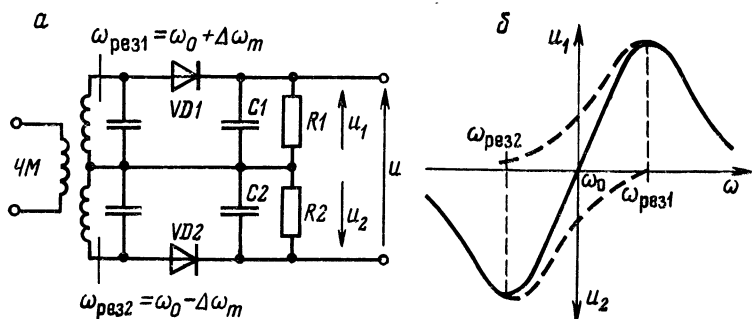


Рис. 6.12. Принципиальная схема частотного дискриминатора (а) и его характеристика (б)

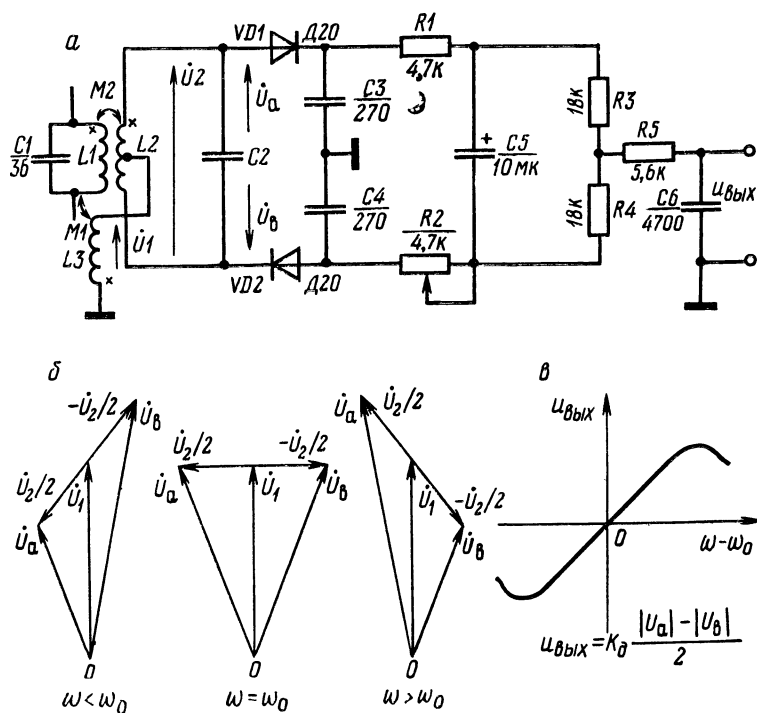


Рис. 6.13. Принципиальная схема дробного детектора (а), векторные диаграммы напряжений (б) и зависимость выходного напряжения от частоты (в)

$$\dot{E}_{L2} = j\omega M_2 \dot{I}_1 = \frac{M_2}{L_1} \dot{U}_1,$$

которая вызывает в контуре $L_2 C_2$ ток

$$\dot{I}_{C2} = j\omega C_2 \dot{E}_{L2};$$

напряжение на контуре $L_2 C_2$ равно:

$$\dot{U}_2 = \rho \dot{I}_{C2} = j\omega C_2 \frac{M_2}{L_2} \rho \dot{U}_1,$$

т. е. \dot{U}_2 сдвинуто по фазе на $\pi/2$ относительно \dot{U}_1 .

Отклонение частоты ω сигнала от ω_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. 6.13, б). Таким образом, выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ пропорционально отклонению частоты ω от несущей ω_0 (рис. 6.13, 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 заряжает конденсатор большой емкости ($C5$), который дает с $R_3 + R_4$ постоянную времени $\tau \approx 0,36$ с. При такой постоянной времени подавляется даже очень низкочастотная амплитудная модуляция.

§ 6.8. Принцип параметрического усиления

В параметрическом усилителе увеличение мощности полезного сигнала достигается за счет энергии источника, периодически изменяющего реактивный параметр системы — емкость или индуктивность. Поясним принцип параметрического усиления на примере колебательного контура с изменяющейся емкостью (рис. 6.14). Пусть в контур поступает слабый сигнал

$$\dot{u}(t) = U \cos \omega_c t. \quad (6.27)$$

При резонансе ($\omega_c = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$) ток в контуре

$$i(t) = \frac{U}{R} \cos \omega_c t, \quad (6.28)$$

где R — эквивалентное сопротивление потерь. Заряд емкости C

$$q(t) = \int i dt = \frac{U}{\omega_0 R} \sin \omega_c t \Big|_{\rho = \frac{1}{\omega_0 C}; Q = \frac{\rho}{R}} = CQU \sin \omega_c t. \quad (6.29)$$

Энергия, запасенная на конденсаторе,

$$\begin{aligned} W &= \frac{Cu^2}{2} = \frac{q^2}{2C} \Big|_{(6.29)} = \frac{1}{2} CQ^2 U^2 \sin^2 \omega_c t = \\ &= \frac{1}{4} CQ^2 U^2 (1 - \cos 2\omega_c t) \Big|_{q_0 = CQU} = \\ &= \frac{q_0^2}{4C} (1 - \cos 2\omega_c t). \quad (6.30) \end{aligned}$$

Выражение (6.30) показывает, что энергия, запасенная конденсатором, изменяется с удвоенной частотой сигнала.

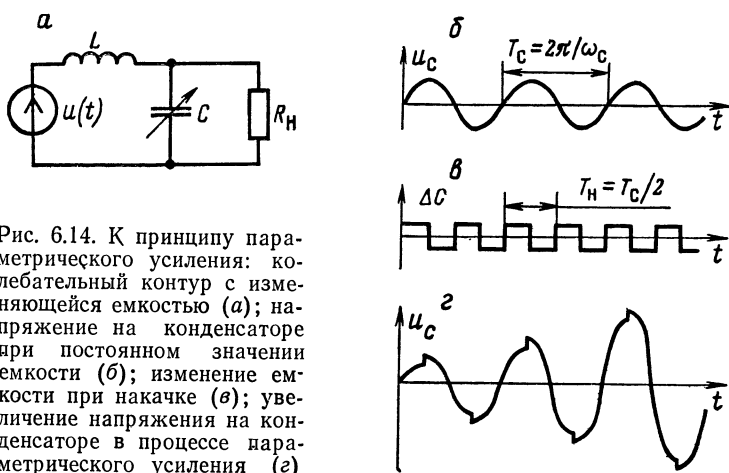


Рис. 6.14. К принципу параметрического усиления: колебательный контур с изменяющейся емкостью (а); напряжение на конденсаторе при постоянном значении емкости (б); изменение емкости при накачке (в); увеличение напряжения на конденсаторе в процессе параметрического усиления (г)

Если вследствие внешнего воздействия емкость конденсатора скачком изменится на небольшую величину ΔC , а заряд q при этом останется неизменным, то согласно (6.30)

$$\frac{\partial W}{\partial C} = - \frac{q^2}{2C^2} = - \frac{W}{C}$$

или для малых конечных приращений

$$\Delta W = -W \frac{\Delta C}{C}. \quad (6.31)$$

Из формулы (6.31) следует, что с уменьшением емкости при максимальном значении W сильно увеличивается запасенная энергия, а с возвратом емкости к прежнему значению при $q = 0$ 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. 6.14.

Можно показать, что при модуляции емкости по закону

$$C = C_0[1 + m \cos(\omega_H t + \varphi_H)]^{-1}, \quad (6.32)$$

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:

$$K_P = P_R/P_{вх} = (1 - mQ/2)^{-1}. \quad (6.33)$$

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 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».

§ 6.9. Прецизионное выпрямление

Если переменное напряжение, подлежащее выпрямлению (детектированию), мало и его амплитуда соизмерима или даже меньше напряжения, при котором происходит резкий рост вольт-амперной характеристики диодов, то обычные методы детектирования становятся неэффективными или же вообще не имеют смысла. Синхронное детектирование, естественно, позволяет решать такого рода задачи, но только при наличии опорного управляющего сигнала.

Точное амплитудное детектирование сигналов субмилливольтового уровня можно осуществить с помощью активного детектора, в котором включение диода в цепь отрицательной обратной связи операционного усилителя позволяет снизить пороговое напряжение детектора в число раз, равное коэффициенту усиления ОУ. Вариант схемы такого детектора показан на рис. 6.15. Для положительной полуволны напряжения несущей частоты (u_c) диод $VD2$ закрыт отрицательной полуволной выходного напряжения операционного усилителя A и выходное на-

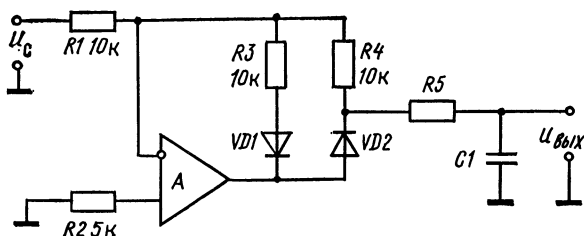


Рис. 6.15. Принципиальная схема однополупериодного активного выпрямителя

пряжение схемы равно нулю ($u_{\text{вых}} = 0$). Для отрицательной полуволны u_c диод $VD2$ открывается и схема работает как инвертирующий усилитель:

$$u_{\text{вых}} = - \frac{R_4}{R_1} u_c. \quad (6.34)$$

Диод $VD1$ играет вспомогательную роль, он замыкает отрицательную обратную связь при положительной полуволне u_c и тем самым предохраняет схему от перегрузки. Подавление гармоник в выходном напряжении детектора осуществляется сглаживающим фильтром R_5C_1 , частота среза которого должна быть в несколько десятков раз ниже несущей частоты.

Глава 7

ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

§ 7.1. 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 проводами G . Линия называется однородной, если эти параметры одинаковы в любом ее участке.

Малый отрезок линии dx (рис. 7.1, а), в пределах которого ток i в любой фиксированный момент времени

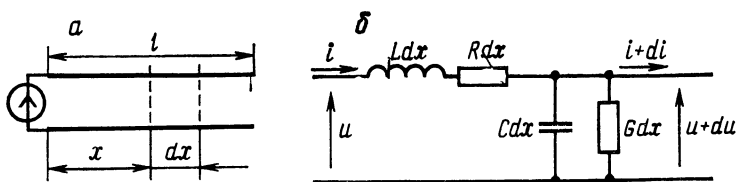


Рис. 7.1. Отрезок двухпроводной линии (а) и эквивалентная схема элемента длины dx (б)

можно считать постоянным, представим при помощи эквивалентной схемы с сосредоточенными параметрами Cdx , Ldx , Rdx и Gdx (рис. 7.1, 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

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} + Gu &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

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

§ 7.2. 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:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} + L \frac{\partial i}{\partial t} &= 0, \\ \frac{\partial i}{\partial x} + C \frac{\partial u}{\partial t} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.2)$$

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

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

Система уравнений (7.3) 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

$$f(x, t) = f\left(t \pm \frac{x}{v}\right). \quad (7.4)$$

В справедливости этого утверждения легко убедиться простой подстановкой (7.4) в (7.3):

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

т. е.

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

Физический смысл (7.4) 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.

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{x_2 - x_1}{v} = \frac{\Delta x}{v}. \quad (7.5)$$

Таким образом, значение функции, которое она имела в точке 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 (7.3) преобразуется в

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + k^2 u = 0, \quad (7.6)$$

где $k = \omega/v$ — волновое число.

Решение уравнения (7.6) имеет вид

$$u = Ae^{jkx} + Be^{-jkx}. \quad (7.7)$$

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 $x = 0$ $u_1 = Ue^{j\omega t}$, то постоянная B равна:

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

а решение (3.7) приобретает вид

$$u = Ue^{j(\omega t - kx)} = u_1 e^{-j\beta}. \quad (7.8)$$

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

$$\beta = kx = \frac{\omega}{v} x = \frac{2\pi f}{v} x = 2\pi \frac{x}{\lambda}. \quad (7.9)$$

Для определения соотношения между током и напряжением преобразуем первое уравнение (7.2) к виду

$$j\omega Li = -\frac{\partial u}{\partial x}. \quad (7.10)$$

Из (7.8) следует:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -jku. \quad (7.11)$$

Подставляя (7.11) в (7.10), определяем отношение напряжения к току:

$$\frac{u}{i} = \frac{\omega L}{k} = vL = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho. \quad (7.12)$$

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 .

§ 7.3. Отражение волн на концах линии

Рассмотрим линию с генератором гармонических колебаний на входе и произвольной нагрузкой Z_H на выходе (рис. 7.2). Для нее действительные волновое уравнение (7.6) и его общее решение (7.7), а также граничные условия: $u = u_1$ при $x = 0$ и $Z_H = u_2/i_2$ при $x = l$.

Из (7.10) можно определить ток

$$i = -\frac{1}{j\omega L} \frac{\partial u}{\partial x}. \quad (7.13)$$

Дифференцируя выражение (7.7)

$$\frac{\partial u}{\partial x} = jk(Ae^{jkx} - Be^{-jkx}) \quad (7.14)$$

и подставляя его в (7.13), с учетом (7.12) имеем

$$i = -\frac{1}{\rho} (Ae^{jkx} - Be^{-jkx}). \quad (7.15)$$

Вспоминая, что Be^{-jkx} и Ae^{jkx} — соответственно пря-

мая и обратная (т. е. отраженная) волны напряжения, запишем (7.7) и (7.15) в виде

$$u = u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}; \quad (7.16)$$

$$i = \frac{1}{\rho} (u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}). \quad (7.17)$$

В конце линии отношение u к i есть сопротивление нагрузки, поэтому, разделив (7.16) на (7.17), получим

$$Z_{\text{н}} = \rho \frac{u_{\text{пр}} + u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}} - u_{\text{отр}}}, \quad (7.18)$$

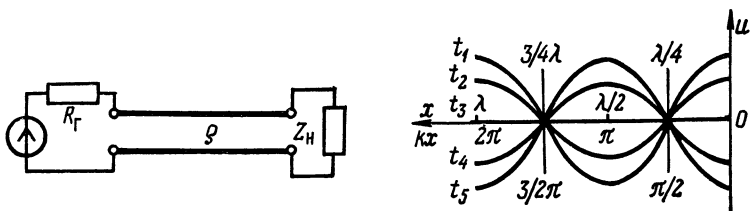


Рис. 7.2. Нагруженная линия

Рис. 7.3. Изменение напряжения вдоль линии, разомкнутой на конце, при $t_i = \text{const}$

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

$$P_U = \frac{u_{\text{отр}}}{u_{\text{пр}}} = \frac{Z_{\text{н}} - \rho}{Z_{\text{н}} + \rho}. \quad (7.19)$$

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:

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

Результирующее напряжение при этом

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

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. 7.3). 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): $\text{КБВ} = 1/\text{КСВ} = U_{\text{min}}/U_{\text{max}}$. Здесь U_{min} и U_{max} соответственно минимальная и максимальная амплитуды напряжения вдоль линии.

§ 7.4. Входное сопротивление линии

Используя выражения (7.7) и (7.15), находим отношение напряжения к току для любого сечения линии:

$$\frac{u}{i} = -\rho \frac{Ae^{jkx} + Be^{-jkx}}{Ae^{jkx} - Be^{-jkx}}. \quad (7.20)$$

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

$$Z_{\text{вх}} = \frac{u_1}{i_1} = -\rho \frac{A+B}{A-B} = \rho \frac{1 + \frac{A}{B}}{1 - \frac{A}{B}}. \quad (7.21)$$

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

$$Z_{\text{н}} = \frac{u_2}{i_2} = -\rho \frac{Ae^{jkl} + Be^{-jkl}}{Ae^{jkl} - Be^{-jkl}}, \quad (7.22)$$

откуда

$$\frac{A}{B} = \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho} e^{-j2kl}. \quad (7.23)$$

Подставив (7.23) в (7.21), после проводимых ниже преобразований получим окончательное выражение для $Z_{\text{вх}}$:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}} &= \rho \frac{1 + \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho} e^{-j2kl}}{1 - \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho} e^{-j2kl}} = \rho \frac{e^{jkl} + \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho} e^{-jkl}}{e^{jkl} - \frac{Z_H - \rho}{Z_H + \rho} e^{-jkl}} = \\ &= \rho \frac{Z_H (e^{jkl} + e^{-jkl}) + \rho (e^{jkl} - e^{-jkl})}{\rho (e^{jkl} + e^{-jkl}) + Z_H (e^{jkl} - e^{-jkl})} = \\ &= Z_H \frac{1 + j \frac{\rho}{Z_H} \operatorname{tg} kl}{1 + j \frac{Z_H}{\rho} \operatorname{tg} kl}. \end{aligned} \quad (7.24)$$

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

$$Z_{\text{вх}}|_{Z_H=\infty} = -j\rho \operatorname{ctg} kl. \quad (7.25)$$

Короткозамкнутая линия имеет входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}}|_{Z_H=0} = j\rho \operatorname{tg} kl. \quad (7.26)$$

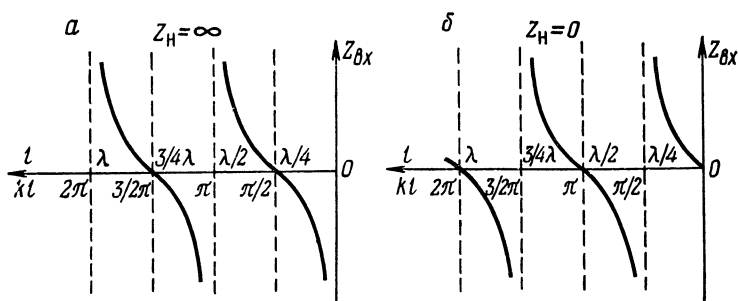


Рис. 7.4. Зависимость входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ линии, разомкнутой на конце (а) и короткозамкнутой (б), от ее длины l

Зависимости (7.25), (7.26) пояснены рис. 7.4. Согласованная линия ($Z_H = \rho$) характеризуется чисто активным входным сопротивлением

$$Z_{\text{вх}}|_{Z_H=\rho} = \rho. \quad (7.27)$$

§ 7.5. 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 превращает дифференциальные уравнения для оригиналов в алгебраические уравнения для изображений. В случае линии с распределенными параметрами такое преобразование приводит не к алгебраическому, а к обыкновенному дифференциальному уравнению

$$\frac{d^2 u(p)}{dx^2} - \frac{p^2}{v^2} u(p) = 0, \quad (7.28)$$

решение которого имеет вид

$$u(p) = A e^{\frac{p}{v} x} + B e^{-\frac{p}{v} x}. \quad (7.29)$$

Из первого уравнения системы (7.2) и равенств (7.9) и (7.12) легко получить выражение для изображения тока:

$$i(p) = -\frac{1}{pL} \frac{du(p)}{dx} = -\frac{1}{\rho} (A e^{\frac{p}{v} x} - B e^{-\frac{p}{v} x}). \quad (7.30)$$

Постоянные A и B находятся из конкретных начальных и граничных условий, после чего совершается обратный 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. 7.5, а) в момент времени $t = 0$ по линии со скоростью $v = 1/\sqrt{LC}$ начинается распространяться волна тока с амплитудой $I/2$ и связанная с ней

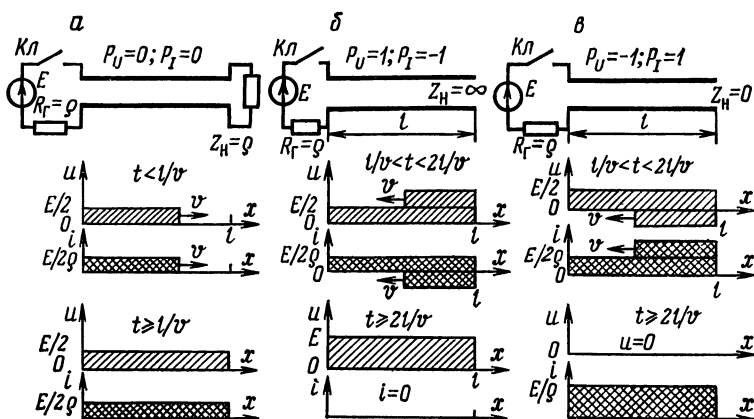


Рис. 7.5. Распределение напряжения и тока согласованной (а), разомкнутой (б) и замкнутой (в) на конце линии после подачи на вход скачка постоянного напряжения

волна напряжения с амплитудой $E/2$. В момент времени $t = l/v$ они достигают конца линии. На этом переходной 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 ($Z_H = \infty$). При $t < l/v$ волна тока $I = E/2\rho$ и волна напряжения распространяются по линии со скоростью $v = 1/\sqrt{LC}$ (рис. 7.5, 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 $t = 2l/v$ переходной 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 (7.19) $P_U = -1$, 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. 7.5, в).

§ 7.6. 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 (7.1) простой заменой переменных сводятся к волновым уравнениям (7.3). Действительно, нетрудно убедиться, что при выполнении так называемого условия Хевисайда

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} = \alpha \quad (7.31)$$

введением новой переменной

$$u = u_0 e^{-\alpha t} \quad (7.32)$$

уравнения (7.1) преобразуются к виду волновых уравнений. Это означает, что все выводы, вытекающие из решения волновых уравнений, применимы и к линиям, для которых выполняется условие (7.31). Только в реальных линиях волны затухают по экспоненциальному закону, так как в (7.32) α — действительное число.

§ 7.7. Применение отрезков длинных линий

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

Линии в качестве колебательных систем и изоляторов. Из выражений (7.9), (7.26) и рис. 7.4, 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. 7.6).

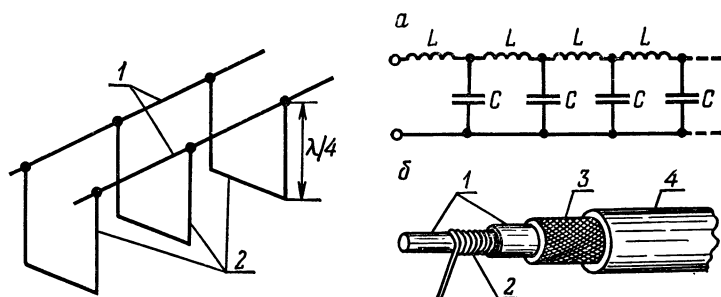


Рис. 7.6. Четвертьволновые изоляторы:
1 — фидер; 2 — металлические опорные изоляторы

Рис. 7.7. Искусственные линии на дискретных элементах (а) и в виде специального кабеля (б):

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

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. 7.7, а, б). Имея небольшие размеры, такие линии позволяют осуществлять 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 создаются 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.

§ 7.8. 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, 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. 7.8). Непосредственно из рис. 7.8 следует, что в таком прямоугольном волноводе не могут распространяться колебания с $\lambda/4 > a/2$. Наличие нижнего предела пропускаемых частот — 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

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}, \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{1}{c} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}, \\ \operatorname{div} \mathbf{H} &= 0, \\ \operatorname{div} \mathbf{E} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (7.33)$$

где \mathbf{E} и \mathbf{H} — электрический и магнитный векторы; c — скорость света в вакууме. В случае прямоугольного вол-

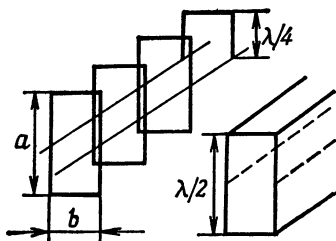


Рис. 7.8. Прямоугольный волновод как совокупность четвертьволновых изоляторов

новода из этих уравнений следует, что любая проекция f векторов \mathbf{E} или \mathbf{H} должна удовлетворять волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 f}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 f}{\partial z^2} - k^2 f = 0. \quad (7.34)$$

Решение этого уравнения ищут в виде

$$f(x, y, z) = X(x)Y(y)Z(z). \quad (7.35)$$

Подстановкой (7.35) в (7.34) находят отдельные уравнения для функций X , Y , Z . Интегрирование их с использованием граничных условий (бесконечный волновод с идеально проводящими стенками) приводит к следующим выражениям для комплексных амплитуд проекций векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} :

$$\begin{aligned}
E_x &= A_x \cos m\pi \frac{x}{a} \sin n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \\
E_y &= A_y \sin m\pi \frac{x}{a} \cos n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \\
E_z &= A_z \sin m\pi \frac{x}{a} \sin n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \\
H_x &= B_x \sin m\pi \frac{x}{a} \cos n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \\
H_y &= B_y \cos m\pi \frac{x}{a} \sin n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z}, \\
H_z &= B_z \cos m\pi \frac{x}{a} \cos n\pi \frac{y}{b} e^{-\gamma z},
\end{aligned} \tag{7.36}$$

где $A_x, A_y, A_z, B_x, B_y, B_z$ — постоянные, определяемые условиями возбуждения; a и b — размеры волновода (рис. 7.9); m и n — любые положительные целые числа.

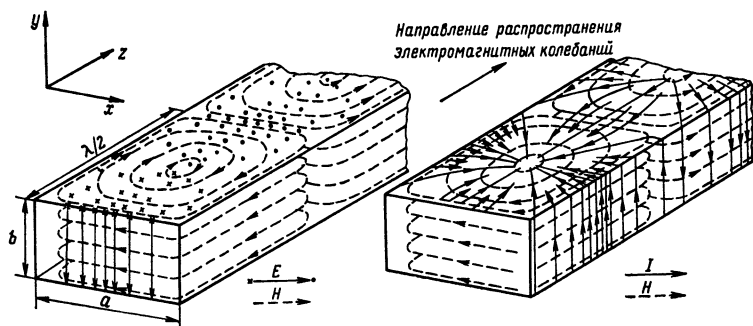


Рис. 7.9. Конфигурация электрического и магнитного полей и токов в стенках прямоугольного волновода для волны TE_{10}

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

$$\gamma = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2}. \tag{7.37}$$

Числа m и n показывают число стоячих полувольт, укладываемых соответственно вдоль размеров a и b . Чем больше m и n , тем сложнее картина поля в волноводе. Волны с наименьшими m и n называются простейшими.

На практике чаще реализуют условия, при которых в волноводе может существовать только простейшая волна одного типа. Конфигурация электрического и магнитного полей для волны с $m = 1$ и $n = 0$, или так называемой поперечной электрической волны TE_{10} , приведена на рис. 7.9.

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. 7.10, *а, б*). Штырь располагают па-

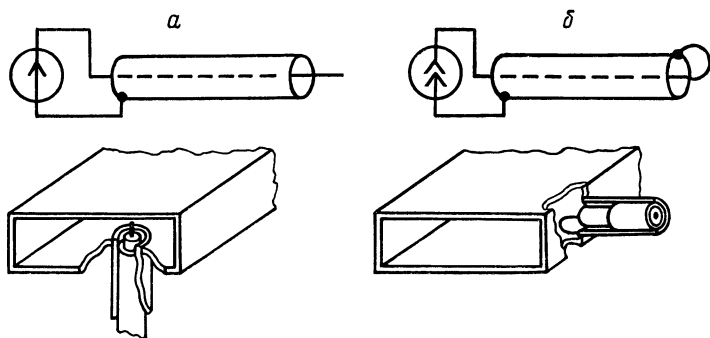


Рис. 7.10. Возбуждение в прямоугольном волноводе волны TE_{10} при помощи штыря (*а*) и петли с током (*б*)

раллельно 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.

§ 8.1. Тепловые шумы

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 $B = \Delta f$ можно представить в виде $U_{\text{ш}} = \sqrt{S_U(f)B}$, а величину шумового тока как $I_{\text{ш}} = \sqrt{S_I(f)B}$.

Определим величину и спектральный состав теплового шума сопротивлений в небольшом интервале частот при помощи модели, показанной на рис. 8.1, а. Она представ-

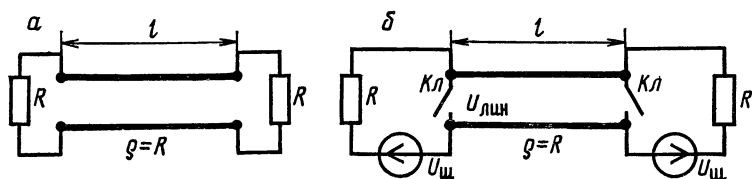


Рис. 8.1. К определению э. д. с. тепловых шумов

ляет собой два одинаковых резистора R , находящихся при абсолютной температуре T и соединенных длиной линией без потерь. Волновое сопротивление линии $r = R$, l — длина. 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 нешумящего сопро-

тивления и генератора напряжения шума $U_{\text{ш}}$ (рис. 8.1, б). Здесь левый генератор отдает в линию мощность

$$P_{\text{лин}}^{\text{лев}} = U_{\text{лин}} I_{\text{лин}} = \frac{U_{\text{ш}}}{2} \frac{U_{\text{ш}}}{R + \rho} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{4R}, \quad (8.1)$$

где 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:

$$\overline{W}_{\text{лин}}^{\text{лев}} = P_{\text{лин}}^{\text{лев}} \frac{l}{v} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{4R} \frac{l}{v}. \quad (8.2)$$

Такая же энергия передается линии правым генератором, поэтому средняя запасенная линией энергия

$$\overline{W}_{\text{лин}} = \frac{U_{\text{ш}}^2}{2R} \frac{l}{v}. \quad (8.3)$$

Если теперь ключами Кл одновременно закоротить оба конца линии, то эта энергия распределится между собственными колебаниями линии в рассматриваемой области частот

$$B = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}. \quad (8.4)$$

Частоты собственных колебаний линии

$$f_0 = n \frac{v}{2l}, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (8.5)$$

откуда

$$B = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = (n_{\text{в}} - n_{\text{н}}) \frac{v}{2l}, \quad (8.6)$$

или число собственных колебаний в узком частотном диапазоне равно:

$$n^* = n_{\text{в}} - n_{\text{н}} = \frac{2l}{v} B. \quad (8.7)$$

Согласно квантовой теории гармонического осциллятора средняя энергия, приходящаяся на каждый тип колебаний:

$$\overline{W} = \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} \quad (8.8)$$

и запасенная в линии энергия:

$$W_{\text{лин}} = n^* \overline{W} = \frac{2l}{v} \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} B. \quad (8.9)$$

Сравнивая (8.3) и (8.9), получаем

$$U_{\text{ш}}^2 = 4R \frac{hf}{e^{hf/kT} - 1} B. \quad (8.10)$$

Для всего радиодиапазона, включая субмиллиметровые волны, при комнатных и более высоких температурах

$$hf \ll kT, \quad (8.11)$$

поэтому на радио- и более низких частотах

$$e^{hf/kT} \approx 1 + \frac{hf}{kT}$$

и (8.10) принимает вид известной в радиоэлектронике формулы Найквиста

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kTRB. \quad (8.12)$$

Эта формула описывает тепловые шумы активных резисторов при любых температурах, исключая температуру жидкого гелия, до которой в специальных случаях охлаждаются устройства СВЧ.

Формула Найквиста (8.12) показывает, что спектр шума, обусловленный тепловым движением электронов,

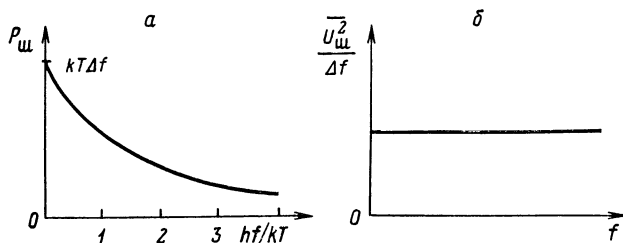


Рис. 8.2. Частотные характеристики шумов:

a — согласно (8.10); *б* — белого шума

равномерен вплоть до очень высоких частот. Такой шум иногда называют белым. Общая зависимость мощности шумов от частоты, соответствующая выражению (8.10), показана на рис. 8.2, *a*. На очень высоких частотах или при низких температурах мощность теплового шума меньше kTB . Зависимость спектральной плотности теплового шума от частоты в радиодиапазоне (или белого шума) изображена на рис. 8.2, *б*.

Тепловой шум учитывается путем включения в схему последовательно с сопротивлением эквивалентного генератора действующего напряжения шума $U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTRB}$ или параллельно с сопротивлением эквивалентного генератора действующего тока $I_{\text{ш}} = \sqrt{4kTB/R}$ (рис. 8.3). Обе схемы взаимно эквивалентны и приводят к одним и тем

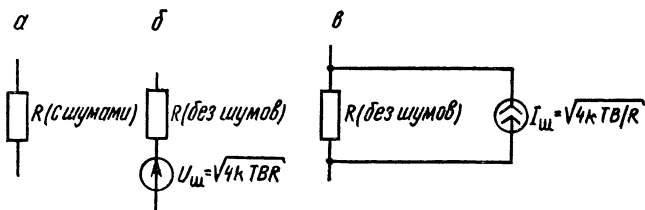


Рис. 8.3. Представление тепловых шумов резистора (а) на эквивалентных схемах в виде источника напряжения (б) и источника тока (в)

же результатам. Легко убедиться, что мощность шума, отдаваемая таким генератором в согласованную нагрузку, не зависит от величины R и равна kTB .

Графики зависимости действующего напряжения тепловых шумов от сопротивления и полосы пропускания согласно (8.12) показаны на рис. 8.4. Шумы реальных резисторов всегда больше чисто тепловых шумов. Минимальными дополнительными шумами характеризуются металлические резисторы.

Тепловые шумы создаются только теми элементами электрических цепей, которые рассеивают энергию. Реактивные сопротивления — емкости и индуктивности — не могут быть источниками теплового шума. Убедимся в этом на примере замкнутой цепи из резистора и конденсатора (рис. 8.5). Пусть конденсатор создает тепловые шумы с действующим напряжением $U_{\text{шс}}$. При этом генератор $U_{\text{шс}}$ будет отдавать в резистор мощность

$$\begin{aligned}
 P_{\text{шс} \rightarrow R} &= RI_{\text{шс}}^2 = R \left(\frac{U_{\text{шс}}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \right)^2 = \\
 &= \frac{1}{R} \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}} \right)^2 U_{\text{шс}}^2 = N(\omega) U_{\text{шс}}^2. \quad (8.13)
 \end{aligned}$$

Резистор генерирует шум с действующим напряжением $U_{шR}$, но конденсатор не может рассеивать поступающую энергию ($P_{шR \rightarrow C} = 0$). При термодинамическом равновесии из резистора в конденсатор и из конденсатора в резистор должны передаваться равные мощности, поэтому

$$P_{шC \rightarrow R} = P_{шR \rightarrow C} = N(\omega) U_{шC}^2 = 0. \quad (8.14)$$

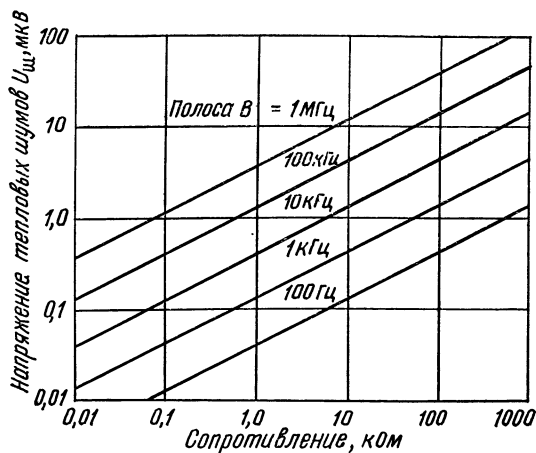


Рис. 8.4. Графики зависимости эффективного напряжения тепловых шумов от сопротивления и полосы пропускания

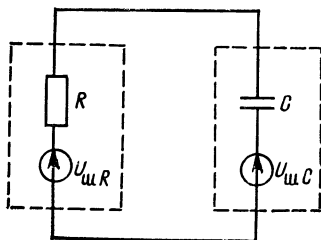


Рис. 8.5. RC -цепь, находящаяся в состоянии термодинамического равновесия при $U_{шC} = 0$

Но $N(\omega) \neq 0$ на всех ненулевых частотах, следовательно, $U_{шC} = 0$, т. е. конденсатор не является источником теплового шума. Легко убедиться, что это справедливо и для индуктивных элементов. Реактивные элементы цепи мо-

гут лишь изменять спектральное распределение тепловых шумов, но не генерировать шумы. Тепловые шумы, создаваемые любыми произвольным образом соединенными пассивными элементами, равны тепловым шумам, которые возникли бы на сопротивлении, равном действительной части полного сопротивления эквивалентной цепи.

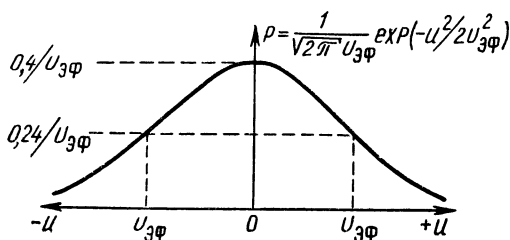


Рис. 8.6. Функция распределения плотности вероятности мгновенных значений напряжения u тепловых шумов (гауссово распределение)

Формула Найквиста (8.12) определяет среднее значение квадрата или эффективное напряжение $U_{эф}$ тепловых шумов. Мгновенные значения этого напряжения имеют гауссово (нормальное) распределение плотности вероятности (рис. 8.6):

$$p = \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{эф}} \exp^{-u^2/2U_{эф}^2}. \quad (8.15)$$

Функция p имеет максимальное значение при $u = 0$, показывая, что вероятность мгновенных значений напряжения u вблизи нуля наибольшая. Вероятность получить

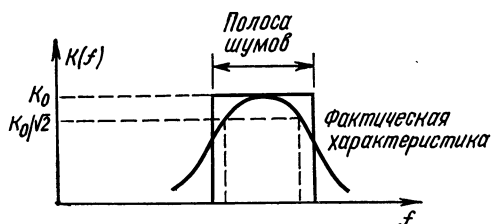


Рис. 8.7. К определению эквивалентной полосы пропускания шумов

результат измерения мгновенного напряжения между любыми двумя значениями u_1 и u_2 равна интегралу от функции (8.15) в пределах от u_1 до u_2 :

$$P(u_1, u_2) = \int_{u_1}^{u_2} p du. \quad (8.15a)$$

Важно правильно определить полосу пропускания шумов. Для любой частотной характеристики, $K(\omega) = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ или $K(\omega) = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$, эквивалентная шумовая полоса B с постоянным коэффициентом передачи K_0 определяется соотношением

$$B = \frac{1}{|K_0|^2} \int_0^{\infty} |K(\omega)|^2 d\omega. \quad (8.16)$$

Коэффициент K_0 обычно берется равным максимальному абсолютному значению $K(\omega)$ (рис. 8.7). Интегрирование в (8.16) часто осуществляют графически: строят в линейном масштабе график частотной зависимости возведенного в квадрат коэффициента усиления по напряжению и находят прямоугольник полосы пропускания с площадью, равной площади под фактической частотной характеристикой (см. рис. 8.7).

§ 8.2. Избыточные шумы

Шумы, создаваемые нетепловыми источниками, называют *избыточными*.

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 среднего значения. Порожденный этим эффектом шум называется *дробовым*, потому что звук громкоговорителя, подключенного к усилителю низкой частоты с таким шумом, напоминает шум сыплющихся дробин.

Шум насыщенного вакуумного 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 B он создает эффективный ток дробового шума

$$I_{др} = \sqrt{2qI_d B}, \quad (8.17)$$

где q — элементарный заряд.

Спектральный состав дробового шума такой же, как и теплового, поэтому источником белого шума известной величины может служить насыщенный вакуумный диод. Шумовой ток такого диода вычисляется по формуле (8.17).

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.

Контактные шумы вызываются флуктуацией проводимости контактов электрической цепи. Они возникают в реле, переключателях, транзисторах, диодах и других элементах. Большие контактные шумы генерируются композиционными резисторами, угольными микрофонами и другими элементами, содержащими множество соприкасающихся между собой частиц. К контактным относят и *фликкер-шумы* электронных ламп.

Отличительные характеристики контактных шумов: 1) пропорциональность эффективного значения шумового тока среднему значению постоянного тока и 2) частотная зависимость плотности распределения мощности вида $1/f$, простирающаяся до очень низких частот (нескольких циклов в сутки), из-за чего контактные шумы обычно являются преобладающими в низкочастотных цепях.

Импульсные (взрывные) шумы в отличие от рассмотренных обусловлены производственными дефектами и могут быть устранены технологическим путем. Они проявляются как резкие всплески тока, амплитуда которых в несколько десятков раз превышает амплитуду тепловых шумов. Импульсы появляются хаотически со средней частотой от нескольких сот в секунду до менее одного в минуту. Длительность шумовых импульсов также колеблется от микросекунд до секунд. Спектральная плотность мощности импульсных шумов обычно имеет вид $1/f^2$. Шумовые импульсы по природе являются токо-

выми, поэтому напряжение импульсных шумов тем больше, чем больше сопротивление цепи.

Если в электронной системе действуют несколько независимых источников шумов, то суммарное эффективное напряжение шумов находят как

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{\sum_k U_k^2}, \quad (8.18)$$

где U_k — эффективное напряжение шума k -го источника.

§ 8.3. Шумы активных элементов

В биполярных транзисторах имеются источники шумов всех рассмотренных выше типов. Для достаточно широкого диапазона частот — от f_1 до f_2 (рис. 8.8) шумы биполярного транзистора представляют собой белый

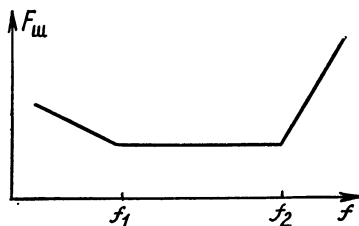


Рис. 8.8. Типичная частотная зависимость шум-фактора биполярного транзистора

шум, состоящий из тепловых шумов сопротивления базы и дробовых шумов эмиттерного и коллекторного $p-n$ -переходов.

Увеличение шум-фактора на частотах выше f_2 обусловлено уменьшением коэффициента усиления транзистора и увеличением вследствие этого относительного вклада шумов коллекторного $p-n$ -перехода, которые не зависят от коэффициента усиления. На очень низких частотах шумы возрастают за счет контактных явлений. Рост коллекторного тока также ведет к увеличению шума транзистора. Низкочастотные транзисторы имеют частоту f_1 в пределах 1 — 50 кГц и $f_2 > 10$ МГц, у высокочастотных f_2 много выше.

Шумы полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом состоят из дробовых шумов $p-n$ -перехода, тепловых шумов сопротивления канала между стоком и истоком и шумов вида $1/f$, возникающих в области пространственного заряда между затвором и каналом. Мини-

мальные шумы дают транзисторы с большой крутизной S передаточной вольт-амперной характеристики и малым током затвора.

Шумы полевых транзисторов с изолированным затвором не содержат компоненты дробовых шумов, так как в этих транзисторах нет $p-n$ -перехода. Однако шумы вида $1/f$ у МОП-транзисторов обычно намного больше, чем у полевых транзисторов с $p-n$ -переходом.

Шумы в интегральных операционных усилителях преимущественно обусловлены входным каскадом ОУ. В большинстве интегральных ОУ на входе используется дифференциальный каскад. Два транзистора дифференциального каскада создают шум приблизительно в $\sqrt{2}$ раз больше шума однотранзисторного каскада, поэтому обычно интегральные ОУ имеют большие шумы, чем усилители на дискретных транзисторах. Шумовые характеристики ОУ характеризуют при помощи эквивалентных напряжения $U_{ш}$ и тока $I_{ш}$ шумов, приведенных ко входу.

§ 8.4. Шумовые характеристики систем

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 σ^2 :

$$\begin{aligned}\bar{X} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i, \\ \overline{X^2} &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i^2, \\ \sigma^2 &= \overline{(X - \bar{X})^2} = \overline{X^2} - (\bar{X})^2.\end{aligned}\tag{8.19}$$

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.

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 $K_{ш}$, 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 $U_{ш} = \sqrt{4kT_0RB}$ и нешумящего сопротивления R (рис. 8.9, а, б). Ток во входной

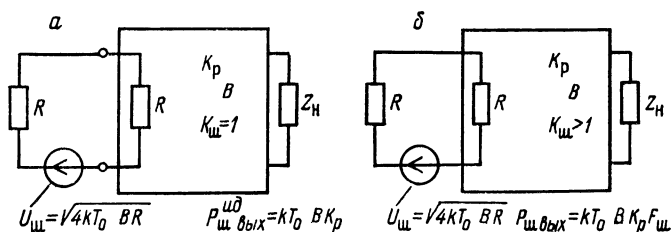


Рис. 8.9. К определению коэффициента шума цепи с идеальным (а) и шумящим (б) усилителями

цепи будет при этом $I_{ш.вх} = \frac{U_{ш}}{2R} \sqrt{kT_0B/R}$, а потребляемая входом усилителя мощность

$$P_{ш.вх} = RI_{ш.вх}^2 = kT_0B. \quad (8.20)$$

Мощность шумового сигнала на выходе составит

$$P_{ш.вых}^{ид} = kT_0BK_P, \quad (8.21)$$

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

$$K_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.вых}^{ид}} = \frac{P_{ш.вых}}{kT_0BK_P}. \quad (8.22)$$

Легко убедиться, что данное ранее определение коэффициента шума (4.7) эквивалентно (8.22):

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{с.вх}}/P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{с.вых}}/P_{\text{ш.вых}}} = \frac{P_{\text{с.вх}}/kT_0B}{P_{\text{с.вх}}K_P/P_{\text{ш.вых}}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{kT_0BK_P}. \quad (8.23)$$

Обычно, не детализируя источники шума в тракте усилителя, пользуются мощностью шума, приведенной ко входу. В случае идеального усилителя ее значение равно kT_0B , в реальном усилителе она в $K_{\text{ш}}$ раз больше: $kT_0BK_{\text{ш}}$.

Последнюю приведенную ко входу мощность можно также представить в виде суммы мощностей теплового шума kT_0B и дополнительного источника $kT_{\text{ш}}B$:

$$P_{\text{ш.вх}} = kT_0B + kT_{\text{ш}}B. \quad (8.24)$$

Температура $T_{\text{ш}}$ называется шумовой температурой и может служить мерой мощности шума в радиоэлектронных устройствах. Очевидно, что

$$T_{\text{ш}} = (K_{\text{ш}} - 1)T_0. \quad (8.25)$$

Коэффициент шума радиовещательных приемников и телевизоров имеет значения от нескольких единиц до нескольких десятков. Наименьшими значениями $K_{\text{ш}}$ характеризуются квантовые и параметрические усилители ($K_{\text{ш}} \approx 1,1\text{--}1,3$; $T_{\text{ш}} \approx 30\text{--}100$ К).

§ 8.5. 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 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 по-

мощью 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 спектры сигнала и шума не перекрываются или перекрываются частично. При этом выделение возможно даже тогда, когда в некоторой области частот мощность шума значительно превосходит мощность сигнала (рис. 8.10, а, б). Если

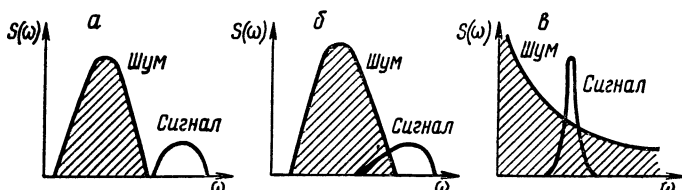


Рис. 8.10. Случаи, в которых сигнал может быть выделен из шума частотной фильтрацией

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. 8.10, 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. При многих физических измерениях можно искусственно создать условия, когда спектр шума и спектр сигнала укладываются в рамки случаев, изображенных на рис. 8.10. Для этого регистрируемую физическую величину модулируют с частотой $\omega_{\text{мод}}$ и производят усиление сигнала (и шума) на частоте модуляции, 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. 8.11). В результате напряжение на выходе селективного усилителя (амплитуда первой гар-

моники) пропорционально интенсивности светового потока.

Чувствительность таких методов регистрации определяется минимально обнаружимым сигналом (для схемы на рис. 8.11 — наименьшей интенсивностью светового потока, который может быть измерен). Чувствительность улучшается при уменьшении полосы пропускания усилителя (B). Сужение полосы усилителя возможно и целе-

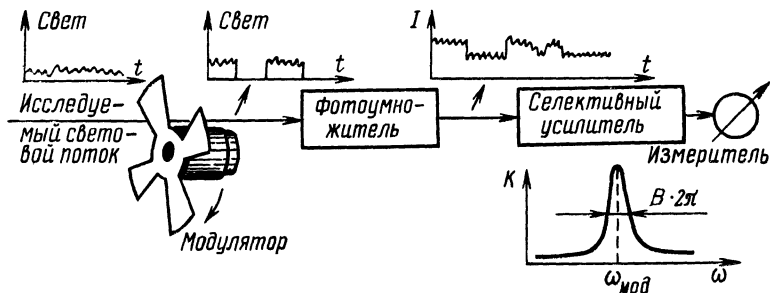


Рис. 8.11. Блок-схема измерения непрерывного светового потока методом усиления сигнала фотоумножителя на частоте прерывания (метод переменного тока)

сообразно только до определенного предела, так как при очень малых значениях B начинает проявляться взаимная неустойчивость несущей частоты $\omega_{\text{мод}}$ и центральной частоты полосы пропускания усилителя, в результате чего коэффициент усиления полезного сигнала хаотически изменяется, внося тем самым дополнительный шум и ухудшая характеристики измерителя в целом.

§ 8.6. Измерители с синхронным детектором

Реальную полосу пропускания регистрирующей системы в целом можно существенно уменьшить, применяя синхронное детектирование. При этом в качестве опорного сигнала используется сигнал модуляции (рис. 8.12). Схема измерения на этом рисунке вплоть до узкополосного усилителя совпадает со схемой на рис. 8.11. Однако назначение узкополосного усилителя здесь иное: он уменьшает вклад нечетных гармоник частоты модуляции, которые детектируются наряду с полезным сигналом (см. § 6.3). Напряжение на выходе узкополосного усилителя

$$u = \eta I_c \cos \omega_0 t,$$

где η — постоянный коэффициент — учитывает квантовую эффективность фотокатода, усиление фотоумножителя и усилителя; I_c — подлежащая измерению интенсивность светового потока.

Опорный сигнал для второго входа синхронного детектора может быть получен различными способами, например изменением индуктивного сопротивления катушки под действием перемещающихся вблизи нее стальных

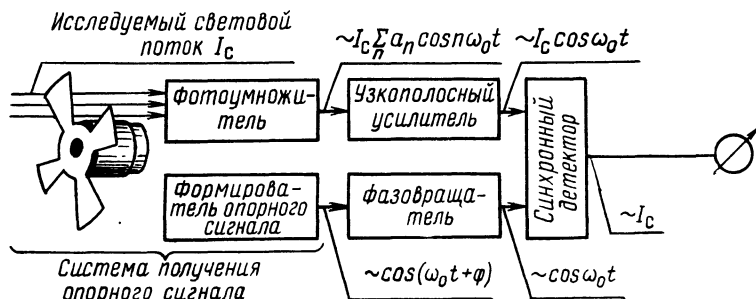


Рис. 8.12. Блок-схема измерения световых потоков с синхронным детектором

(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.

Измеритель с синхронным детектором позволяет получить очень узкую эффективную полосу пропускания B 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 B , дальнейшее сужение полосы пропускания нецелесообразно.

Изменение уровня стационарных сигналов, т. е. таких, средние параметры которых не изменяются в процессе регистрации, встречается сравнительно редко. В действительности чаще всего приходится измерять 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 (перестройка 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 B измерителя в целом.

§ 8.7. Когерентное суммирование

Если достоверно известно, что подлежащий регистрации сигнал должен появляться строго синхронно с каким-нибудь 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 $1/f$.

Суть метода когерентного суммирования пояснена на рис. 8.13. Предположим сначала, что синхронный с опорным полезный сигнал поступает на вход регистратора без помех (рис. 8.13, *a*). Управляемый опорным сигналом когерентный сумматор осуществляет алгебраическое сложение (и запоминание суммы) значений, соответствующих одинаковым фазам повторяющегося полезного сигнала. Очевидно, что N циклов сложения полезного сиг-

нала эквивалентны усилению его в N раз (рис. 8.13, 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,

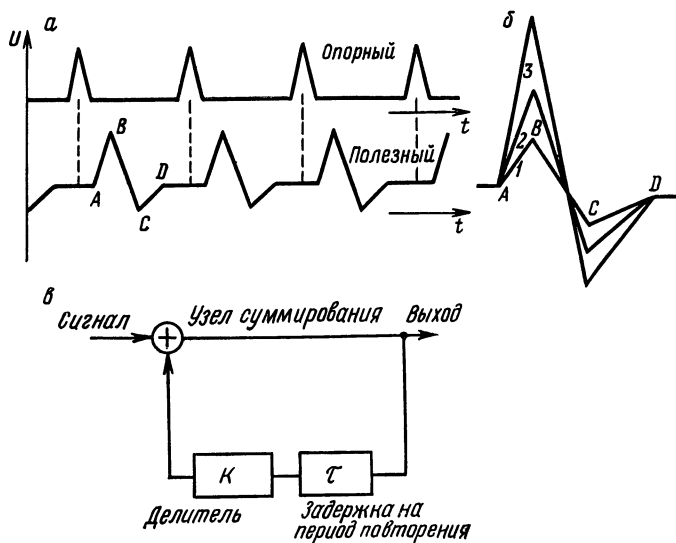


Рис. 8.13. Когерентное суммирование: опорный и синхронный с ним полезный сигнал (а); алгебраическое сложение амплитуд (б); блок-схема когерентного сумматора (в)

но так как фаза всплесков шума имеет случайный характер, его сумма растет пропорционально \sqrt{N} . Результирующее отношение сигнал/шум увеличивается ($N/\sqrt{N} = \sqrt{N}$).

Когерентные сумматоры реализуются на основе аналого-цифровых преобразователей и устройств цифровой электроники по структурной схеме, показанной на рис. 8.13, в. Если делитель имеет коэффициент передачи $K=1$, то происходит накопление (и выделение из шума) по описанному выше способу. Если же $K \leq 1$, то имеет место так называемое экспоненциальное накопление, при котором вклад выборок сигнала в итоговый сигнал тем

меньше, чем раньше эта выборка поступила на вход. Такой режим характеризуется меньшей эффективностью повышения отношения сигнал/шум, но позволяет следить за изменениями входного сигнала, что в ряде экспериментов имеет первостепенное значение.

Глава 9

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

§ 9.1. 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 ноль, им соответствуют сигналы «логическая единица» и «логический ноль», 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 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 (единиц и нулей) на их входах.

Простейшими булевыми функциями являются функции одной переменной. Их может быть только четыре (табл. 9.1). Эти функции описывают работу одноходовых цифровых схем. Функции $f_0(A)$ и $f_3(A)$ описывают схемы, выходы которых постоянно присоединены к уровням логического нуля и логической единицы соответственно; функция $f_1(A)$ — схему, выход которой постоянно соединен с входом, функция $f_2(A)$ — инвертор, или схему отрицания (кратко — схема НЕ).

Булевы функции двух переменных (их всего 16) сведены в табл. 9.2. Все функции имеют свои названия и обозначения, но в таблице приведены названия лишь тех функций, которые необходимы для дальнейшего изложе-

Таблица 9.1

Функция	Значение функций при переменной, равной		Логиче- ское обо- значение	Название функции
	0	1		
f_0	0	0	$Y=0$	Константа нуль
f_1	0	1	$Y=A$	Переменная A
f_2	1	0	$Y=\bar{A}$	Отрицание (инверсия)
f_3	1	1	$Y=1$	Константа единица

ния. Заметим лишь, что если наборы переменных рассматривать как число, записанное в двоичной системе счисления, то индексы функций являются десятичными эквивалентами этих двоичных чисел, например f_{10} и 1010, f_{15} и 1111 и т. д.

В булевой алгебре доказана теорема: функция любого количества переменных может быть получена методом суперпозиции из функций двух переменных. Метод суперпозиции заключается в подстановке на место переменных других булевых функций и (или) перенумерации переменных, т. е. в их перестановке. Теорема и пояснение сущности метода суперпозиции позволяют ограничиться рассмотрением булевых функций только двух переменных и строить многовходовые комбинационные схемы только из двухвходовых схем. При этом необходимо, чтобы выходы одних схем можно было подключить ко входам других.

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: f_1 и f_{10} ; f_1 и f_{12} ; f_7 и f_{10} . Функционально полный набор представляет даже одна функция f_8 или одна функция f_{14} .

Таким образом, на базе электронных схем одного типа, работа которых описывается, например, булевой функцией $f_8(B, A)$, можно построить любую цифровую комбинационную схему при условии, что выходы таких схем можно подключать ко входам других таких же схем.

Таблица 9.2

Функция	Значение функции на наборах перемен- ных								Логическое обозначение	Название функции и описываемой ею электронной схемы
	B	A	B	A	B	A	B	A		
	0	0	0	1	1	0	1	1		
$f_0(B, A)$	0	0	0	0	0	0	0	0	$Y = 0$	
$f_1(B, A)$	0	0	0	0	1	0	0	0	$Y = BA$	Конъюнкция (И)
$f_2(B, A)$	0	0	0	1	0	0	0	0		
$f_3(B, A)$	0	0	1	0	0	0	0	0	$Y = B$	
$f_4(B, A)$	0	1	0	0	0	0	0	0		
$f_5(B, A)$	0	1	0	1	0	0	0	0	$Y = A$	
$f_6(B, A)$	0	1	1	0	0	0	0	0	$Y = B \oplus A$	Сумма по моду- лю 2 (ИСКЛЮЧА- ЮЩЕЕ ИЛИ)
$f_7(B, A)$	0	1	1	1	0	0	0	0	$Y = B + A$	Дизъюнкция (ИЛИ)
$f_8(B, A)$	1	0	0	0	0	0	0	0	$Y = \overline{B+A}$	Отрицание дизъюнкции (ИЛИ—НЕ)
$f_9(B, A)$	1	0	0	1	0	0	0	0		
$f_{10}(B, A)$	1	0	1	0	0	0	0	0	$Y = \bar{A}$	Отрицание (инвер- сия) A (НЕ)
$f_{11}(B, A)$	1	0	0	0	1	0	0	0		
$f_{12}(B, A)$	1	1	0	0	0	0	0	0	$Y = \bar{B}$	Отрицание (инвер- сия) B (НЕ)
$f_{13}(B, A)$	1	1	0	1	0	0	0	0		
$f_{14}(B, A)$	1	1	1	0	0	0	0	0	$Y = \overline{B \cdot A}$	Отрицание конъюн- кции (И—НЕ)
$f_{15}(B, A)$	1	1	1	1	1	1	1	1	$Y = 1$	

Набор исходных схем или логических элементов, реально используемых в цифровой электронике, описывается избыточно полным функциональным набором булевых функций $f_1(B, A)$, $f_7(B, A)$, $f_{10}(B, A)$, которым соответствуют логические элементы И, ИЛИ, НЕ. Избы-

точность набора позволяет получить несколько вариантов одинаково функционирующих схем и выбрать из них те, которые лучше подходят для решения конкретных задач.

Примеры электрических схем, реализующих наиболее

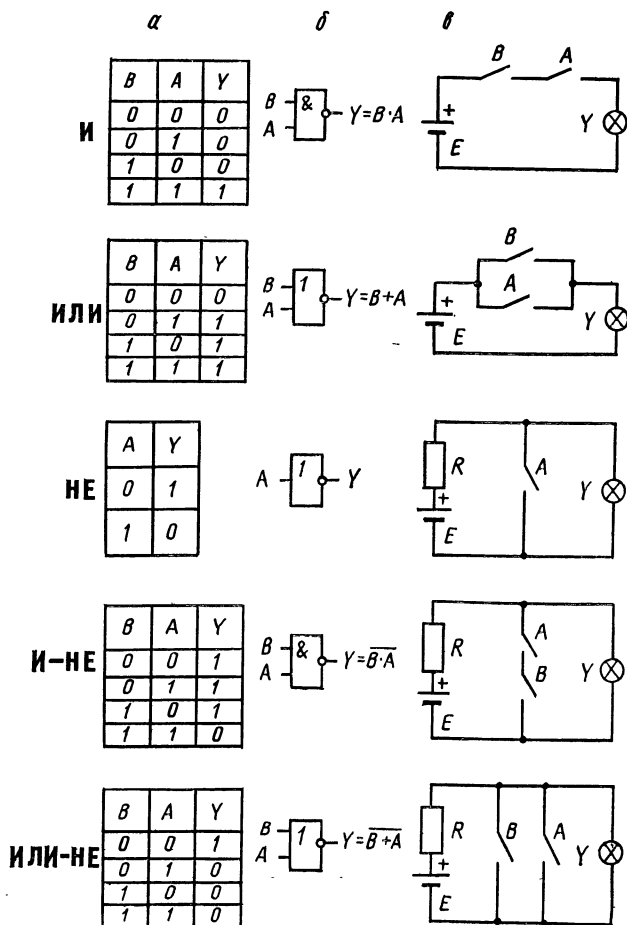


Рис. 9.1. Таблицы истинности (а); обозначения с записью правил функционирования в виде операций булевой алгебры (б) и примеры реализации основных логических элементов (в).

Разомкнутый контакт соответствует 0, замкнутый — 1; напряжение на лампочке равно нулю — $Y = 0$, лампочка под напряжением — $Y = 1$

употребительные в цифровой электронике булевы функции, приведены на рис. 9.1. Эти схемы, к сожалению, не удовлетворяют требованию возможности включения выходов одних на входы других, но они наглядны.

§ 9.2. Основные правила булевой алгебры

Основные правила и теоремы булевой алгебры приведены в табл. 9.3. Убедиться в их справедливости нетрудно методом подстановки в правую и левую части уравнений всех возможных комбинаций переменных и провер-

Таблица 9.3

$\bar{0} = 1$	$\bar{1} = 0$	
$A + 0 = A$	$A \cdot 1 = A$	
$A + 1 = 1$	$A \cdot 0 = 0$	
$A + A = A$	$A \cdot A = A$	
$A + \bar{A} = 1$	$A \cdot \bar{A} = 0$	
$\overline{(\bar{A})} = A$		Закон двойного отрицания
$B + A = A + B$	$B \cdot A = A \cdot B$	Закон коммутативности
$A + A \cdot B = A$	$A \cdot (A + B) = A$	Закон поглощения
$A + \bar{A} \cdot B = A + B$	$A \cdot (\bar{A} + B) = A \cdot B$	
$\overline{A+B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$	$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$	Законы инверсии (де Моргана)
$(A+B)+C=A+(B+C)$	$(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C) = A \cdot B \cdot C$	Закон ассоциативности
$A+B \cdot C=(A+B) \times (A+C)$	$A \cdot (B+C)=A \cdot B+A \cdot C$	Закон дистрибутивности

кой выполнения равенства для каждой из комбинаций. Заметим, что проделать это совсем не трудно, так как в случае двух переменных таких комбинаций всего четыре, а в случае трех переменных — восемь.

Многие законы, например ассоциативности, дистрибутивности и другие, можно обобщить на случай большего количества переменных. Законы инверсии также являются следствием более общего правила Шеннона: если имеется функция

$$Y(X_1, X_2, \dots, X_n),$$

то существует функция

$$Y^*(\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_n) = \bar{Y}(X_1, X_2, \dots, X_n),$$

причем Y^* отличается от Y лишь тем, что в ней все знаки логического умножения (конъюнкции) заменены на знаки логического суммирования (дизъюнкции), а все знаки логического суммирования — на знаки логического умножения.

Пользуясь соотношениями табл. 9.3, можно преобразовывать и упрощать выражения булевой алгебры, однако при проектировании цифровых схем к такому приему прибегают редко, так как разработаны удобные и эффективные методы преобразования решений булевой алгебры при помощи карт и диаграмм минимизации.

Любому логическому выражению $Y = f(A, B, C, \dots)$ можно поставить в соответствие таблицу состояния, в которую заносятся значения Y при всех возможных комбинациях переменных. Для решения обратной задачи — нахождения булевой функции по таблице состояний — используют одну из следующих теорем:

- 1) любая логическая функция представима в виде логической суммы простых конъюнкций на тех наборах переменных, при которых функция принимает значение 1;
- 2) любая логическая функция представима в виде логического произведения простых дизъюнкций на тех наборах переменных, при которых она принимает значение 0.

Что такое простые конъюнкции и простые дизъюнкции, легко уяснить из табл. 9.4, 9.5. Первые представляют собой логическое произведение всех переменных со знаком инверсии или без него, причем каждый знак инверсии относится только к одному символу и ставится над переменными, имеющими в данном наборе значение 0. Про-

Таблица 9.4

№	B	A	Простые конъюнкции	Простые дизъюнкции
0	0	0	$\bar{B} \cdot \bar{A}$	$B + A$
1	0	1	$\bar{B} \cdot A$	$B + \bar{A}$
2	1	0	$B \cdot \bar{A}$	$\bar{B} + A$
3	1	1	$B \cdot A$	$\bar{B} + \bar{A}$

Примечание. Число переменных $n=2$.

Таблица 9.5

№	C	B	A	Простые конъюнкции	Простые дизъюнкции
0	0	0	0	$\bar{C} \cdot \bar{B} \cdot \bar{A}$	$C + B + A$
1	0	0	1	$\bar{C} \cdot \bar{B} \cdot A$	$C + B + \bar{A}$
2	0	1	0	$\bar{C} \cdot B \cdot \bar{A}$	$C + \bar{B} + A$
3	0	1	1	$\bar{C} \cdot B \cdot A$	$C + \bar{B} + \bar{A}$
4	1	0	0	$C \cdot \bar{B} \cdot \bar{A}$	$\bar{C} + B + A$
5	1	0	1	$C \cdot \bar{B} \cdot A$	$\bar{C} + B + \bar{A}$
6	1	1	0	$C \cdot B \cdot \bar{A}$	$\bar{C} + \bar{B} + A$
7	1	1	1	$C \cdot B \cdot A$	$\bar{C} + \bar{B} + \bar{A}$

Примечание. Число переменных $n = 3$.

стые дизъюнкции — логические суммы, каждая из которых также включает все переменные, со знаком инверсии или без него, причем инвертируются те переменные, которые в данном наборе равны 1.

Пользуясь правилами табл. 9.3, выражения для одних и тех же функций, полученных по первой и второй теоремам, можно привести к одинаковому виду, поэтому в дальнейшем рассмотрим синтез функций и упрощение (минимизацию) полученных выражений, пользуясь только первой теоремой, оставив альтернативную возможность для самостоятельного изучения.

§ 9.3. Комбинационные схемы

Как упоминалось в § 9.1, сигнал на выходе комбинационной схемы (КС) однозначно определяется комбинацией сигналов на входах. Действие КС описывается таблицей состояний или выражениями булевой алгебры.

Синтез КС по таблице состояний состоит в нахождении булевой функции, описывающей данную КС по теореме, сформулированной в предыдущем параграфе, минимизации ее и, наконец, составлении искомой схемы по минимизированному логическому выражению. Процедура минимизации упрощается, если воспользоваться диаграммами минимизации.

Диаграмма минимизации (рис. 9.2) содержит 2^n клеток. Каждая из них соответствует вполне определенной простой конъюнкции. Нетрудно заметить, что в кле-

точках, имеющих общую границу, а также в крайних клеточках одной и той же строки и в верхней и нижней клеточках одного и того же столбца конъюнкции отличаются лишь знаком инверсии одной переменной.

Процедура получения минимизированного выражения по заданной таблице состояний заключается в следующем:

1) если на наборе переменных данной простой конъюнкции функция принимает значение 1, в соответствующую ей клеточку заносится единица. Остальные клеточки оставляют пустыми;

2) обводят контурами прямоугольники из соседних клеточек, содержащие 2^n единиц, стремясь получить кон-

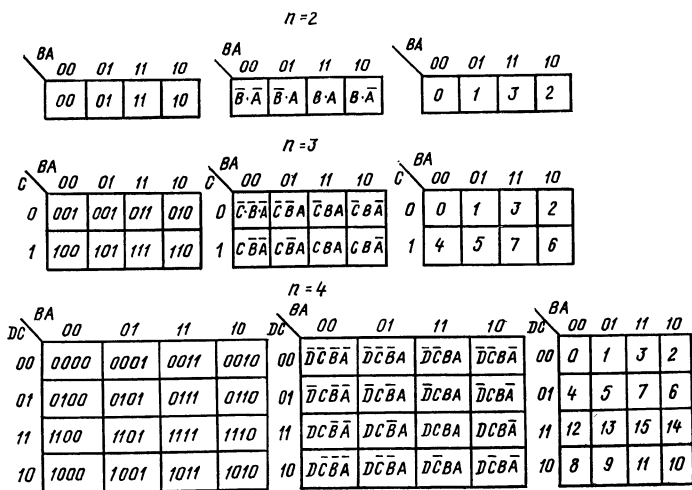


Рис. 9.2. Диаграммы минимизации для двух, трех и четырех переменных

туры максимальной величины. Соседними считаются также верхняя и нижняя клеточки столбца и крайние клеточки одной и той же строки. Контуров могут перекрываться;

3) искомое минимизированное выражение есть логическая сумма укороченных конъюнкций контуров, охватывающих все единицы.

Вместо полной таблицы состояний можно ограничиться перечислением десятичных эквивалентов двоич-

ных чисел, соответствующих тем наборам переменных, при которых функция принимает значение 1. Пусть, например, требуется построить четырехходовую комбинационную схему, которая при наборах входных сигналов 0001, 0011, 0101 и 0111 дает на выходе единицу, а при

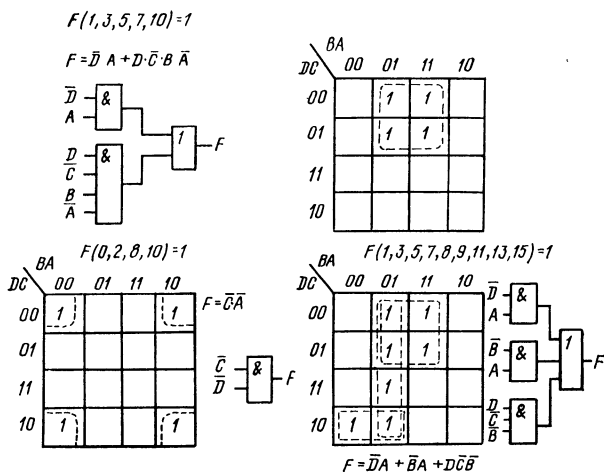


Рис. 9.3. К синтезу и минимизации комбинационных схем

остальных наборах — 0. Простая форма записи исходных данных: $n = 4$, при наборах 1, 3, 5, 7 F равна единице. Или еще короче: $n = 4$; $F_1(1, 3, 5, 7) = 1$. Все фазы синтеза КС пояснены на рис. 9.3.

§ 9.4. Базовые схемы

Реальные схемы цифровой электроники строятся на транзисторах, работающих в ключевом режиме: транзистор может находиться либо в состоянии насыщения, либо в запертом состоянии. При отрицательном и нулевом относительно эмиттера напряжениях на базе в схеме с общим эмиттером транзистор типа $n - p - n$ закрыт и напряжение на его коллекторе равно напряжению источника питания. Если же на базу подано положительное напряжение достаточной величины и транзистор полностью открыт, то оба его $p - n$ -перехода смещены в прямом направлении (рис. 9.4).

Широкое распространение получили схемы цифровой 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

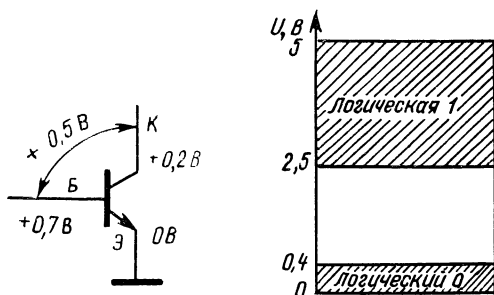


Рис. 9.4. Кремниевый транзистор в насыщенном состоянии

Рис. 9.5. Уровни напряжений в элементах ТТЛ

логики (ТТЛ). За логическую единицу в большинстве типов такого рода схем приняты напряжения от 2,5 до 5 В. В устойчивом состоянии входные и выходные сигналы схем ТТЛ не могут принимать значения в интервале от 0,4 до 2,5 В (рис. 9.5).

Простейшая схема инвертора на биполярном транзисторе изображена на рис. 9.6, а. В реальных схемах ТТЛ на входе размещают еще один транзистор VT1 (рис. 9.6, б), назначение которого будет пояснено при анализе двухвходовых схем.

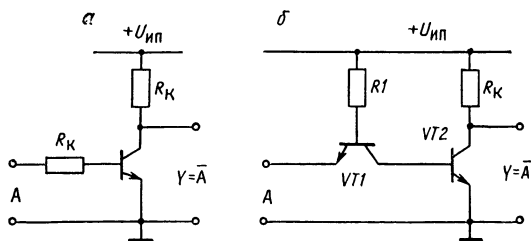


Рис. 9.6. Инвертор: простейшая схема (а) и упрощенная схема ТТЛ (б)

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 $f_{14}(A, B)$ и $f_8(B, A)$, 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 (см. рис. 9.1): 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 вентиляем, показана на рис. 9.7, а. Логическая операция И (конъюнкция) реализуется в ней на двухэмиттерном транзисторе. Получение многоэмиттерного транзистора — ординарная процедура 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 (B или A) подан логический ноль, 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 потенциал. 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_n (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.

При логической единице на B и A 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 $VT3$ 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 вхо-

дов путем создания в транзисторе $VT1$ дополнительных эмиттеров (при необходимости их может быть четыре и даже восемь). Очевидно, что, если хотя бы на одном входе (эмиттере) логический нуль, на выходе — логическая единица. В качестве примера на рис. 9.7, б показана четырехходовая схема И — НЕ, выходной каскад которой обеспечивает более высокий, чем в предыдущем случае, коэффициент размножения по выходу.

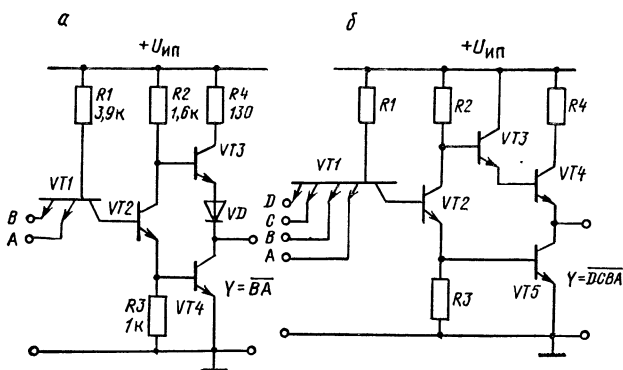


Рис. 9.7. Двухходовая (а) и четырехходовая (б) схемы И — НЕ ТТЛ

Базовая схема ЭСЛ (эмиттерно-связанной логики) приведена на рис. 9.8. Схемы ЭСЛ позволяют получить в настоящее время наибольшее быстродействие; задержка сигнала в отдельной из них составляет около 1 нс. Это достигнуто благодаря тому, что транзисторы в схемах ЭСЛ никогда не находятся в состоянии насыщения, так как в них происходит переключение строго определенного тока при помощи малых (порядка долей вольта) перепадов управляющего напряжения. В схеме на рис. 9.8, а ток транзистора $VT3$, определяемый сопротивлением $R2$ и потенциалом на базе транзистора $VT3$, задаваемым температурно-компенсированной цепью из делителя $R5$, $VD1$, $VD2$, $R6$ и эмиттерного повторителя на $VT4$ и $R4$, переключается в транзисторы $VT1$ или $VT2$ (или в оба). Основной выходной сигнал формируется на объединенном коллекторе $VT1$ и $VT2$ и через эмиттерный повторитель поступает на выход.

Интегральная инжекционная логика (И²Л) не имеет аналогов в дискретном исполнении и получила свое на-

Схемы И²Л можно рассматривать как дальнейшее развитие элементов транзисторной логики с непосредственными связями (ТЛНС). Элемент ИЛИ — НЕ

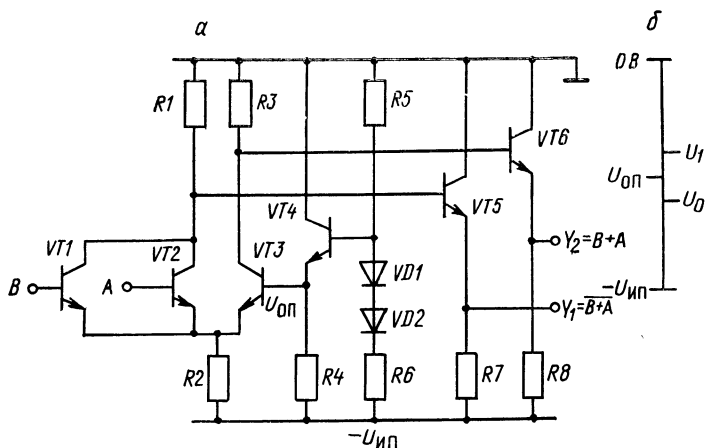


Рис. 9.8. Базовая схема ЭСЛ (а); разность напряжений, соответствующих логической единице и логическому нулю $U_1 - U_0 = 0,7$ В (б)

Элементарная ячейка И²Л получается при замене резистора генератором тока (рис. 9.9, б), причем в схемах И²Л база каждого транзистора имеет свой индивидуальный генератор тока. Эти генераторы иногда вообще не рисуют на схемах или же рисуют присоединенными не к шине питания, а к «земляной» шине (рис. 9.9, в). Электрическая схема И²Л-ячейки (рис. 9.9, г) весьма компактным образом реализуется в интегральной технологии. Некоторое представление о ее структуре можно получить из сравнения рис. 9.9, г и 9.9, д.

Для пояснения принципа действия схем И²Л еще раз обратимся к рис. 9.4, б и напомним, что напряжение на коллекторе насыщенного транзистора (0,2 В) существенно ниже, чем напряжение на его же базе (0,7 В). Поэтому ток генератора тока I либо полностью протекает в базу своего транзистора, открывая его до состояния насыщения, либо, наоборот, вообще не попадает в базу, а полностью протекает через один или несколько

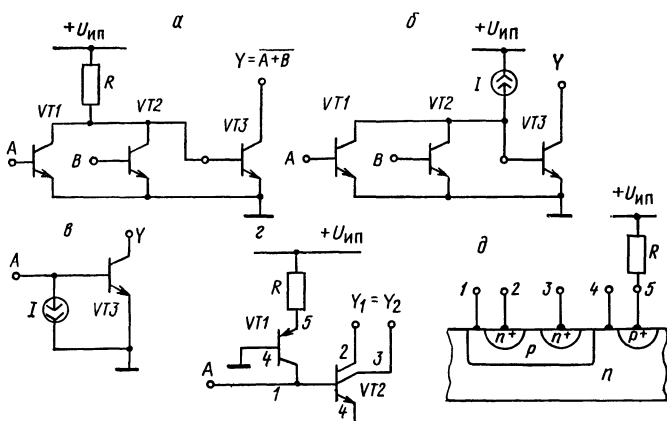


Рис. 9.9. Интегральная инжекционная логика (И²Л): элемент ИЛИ — НЕ ТЛНС (а); то же с генератором тока I (б); ячейка И²Л (в); электрическая схема инвертора (г) и топология его ячейки (д).

Соответствующие друг другу выводы на схемах г и д обозначены одинаковыми цифрами; резистор R — внешний

присоединенных к данной базе коллекторов других транзисторов, находящихся в насыщении.

Схемы И²Л обладают многими достоинствами. Они занимают малую площадь на полупроводниковой пластине, потребляют небольшую энергию, нечувствительны к изменениям напряжения питания. Как правило, большие И²Л-схемы, например микропроцессоры, непосредственно в интегральном оформлении обрамлены элементами ТТЛ для сопряжения их с другими устройствами.

МДП- и КМДП-схемы. Интегральные микросхемы на МДП-транзисторах стали выпускаться лишь с 1964 г., хотя принцип действия полевого транзистора был известен еще до появления биполярных транзисторов.

Сначала в цифровых схемах применяли преимущественно МДП-транзисторы с индуцированным каналом p -типа. Напомним, что в этом случае транзистор работает в режиме обогащения и не проводит ток без отрицательного смещения на затворе, превышающего (по модулю) пороговое напряжение.

В дальнейшем были преодолены технологические трудности получения МДП-транзисторов с каналом

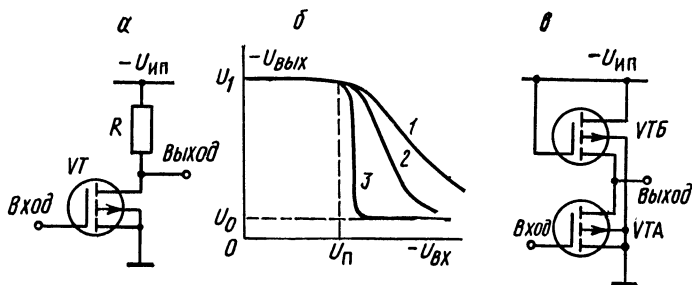


Рис. 9.10. Инверторы на МДП-транзисторах: схема с линейной нагрузкой (α); ее амплитудные характеристики $U_{вых} = f(U_{вх})$ при $R = 20$ кОм (1), $R = 40$ кОм (2) и $R = 120$ кОм (3) (δ); схема с МДП-транзистором в качестве пассивной нагрузки (θ)

n -типа, созданы на одной полупроводниковой пластине транзисторы обоих типов. Наиболее совершенными в плане экономичности, быстродействия и занимаемой площади стали так называемые *комплементарные* (КМДП) схемы, в которых используются p - и n -канальные полевые транзисторы.

Переходные характеристики инвертора (рис. 9.10, δ) показывают, что при плавном изменении напряжения на входе схемы на рис. 9.10, α более или менее резкий переход от логической единицы к нулю (или наоборот) имеет место при величине нагрузочного резистора не менее 20 кОм. Резисторы такого номинала, полученные методом диффузионной технологии, занимают на полупроводниковой пластине площадь почти на порядок большую, чем сама МДП-структура. По этой причине, а также из-за того, что паразитная емкость резистор — подложка осложняет получение схем с высоким быстродействием, в цифровых микросхемах на полевых транзисторах резисторы вообще не применяются. Их заменяют «нагрузочными» МДП-структурами, которые имеют такую же конфигурацию, как и активные МДП-транзисторы.

Нагрузочный МДП-транзистор, используемый в качестве резистора, номинальное значение которого определяется геометрическими размерами канала транзистора и постоянным потенциалом на затворе, представляет собой пассивную нагрузку, поэтому схемы на его основе, например инвертор на рис. 9.10, *в*, называют схемами с пассивной нагрузкой.

Ряд преимуществ, в частности лучшую форму переда-

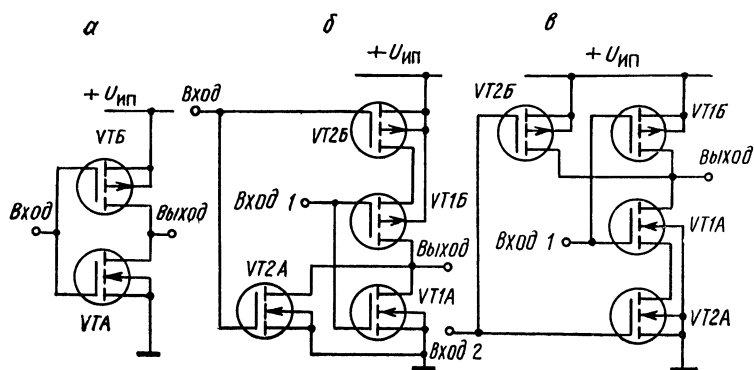


Рис. 9.11. Схемы с активной нагрузкой: инвертор (*а*); ИЛИ — НЕ (*б*); И — НЕ (*в*)

точной характеристики и отсутствие потребляемой от источника питания мощности в статическом режиме, имеют КМДП-схемы, в которых нагрузочный транзистор выполняет функции активного элемента. Принцип действия схем такого рода (рис. 9.11) не требует особых пояснений. Заметим лишь, что увеличение числа входов схем ИЛИ — НЕ (рис. 9.11, *б*), И — НЕ (рис. 9.11, *в*) и некоторых других достигается простыми дополнениями исходной структуры парами транзисторов с *p*- и *n*-каналами.

§ 9.5. Триггеры

Триггер служит для запоминания и хранения одного бита информации — «0» или «1». В общем случае у триггера имеются два типа входов: для сигналов, определяющих новое состояние триггера (информационные), и для занесения этой информации в триггер (исполнительные, или синхронизирующие).

Простейший триггер (рис. 9.12, *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. 9.12, *б*), либо состояние «нуль» ($Q = 0$, рис. 9.12, *в*). Каждое из этих состояний

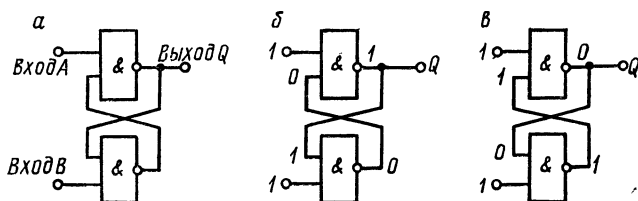


Рис. 9.12. Триггер (*а*) и его устойчивые состояния: единица (*б*) и нуль (*в*)

триггера устойчиво и может сохраняться сколь угодно долго, что легко проверить по таблице истинности двух-входовой схемы И — НЕ (см. рис. 9.1). 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. 9.13, *а*, *б*).

Рассматриваемый триггер называется $\bar{R}S$ -триггером (от англ. set — установить, reset — переустановить) и имеет только информационные инвертирующие 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 состояний для комбинационных схем таблица переходов триггера (рис. 9.13, *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 состоянии 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. 9.13, *в*, показывает, что без потери каких-

нибудь сведений полная таблица может быть заменена сокращенной (рис. 9.13, *з*). В обеих таблицах прочерки указывают на то, что при построении схем нельзя допустить появления 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) устанавли-

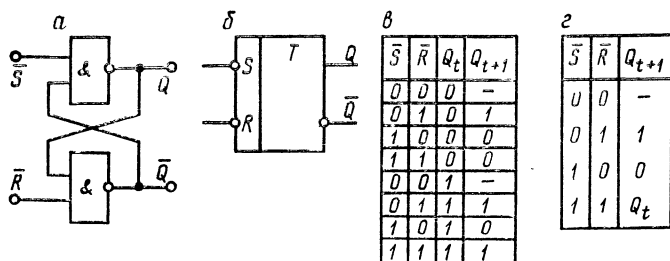


Рис. 9.13. Структура (*а*), обозначение (*б*), полная (*в*) и сокращенная (*з*) таблицы переходов $\bar{R}\bar{S}$ -триггера

вается 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 «бездребезговых» перепадов напряжения и импульсов. Простые механические ключи для этой цели непригодны, так как реальный процесс замыкания и размыкания состоит из большого количества чередующихся состояний соединения и разъединения контактов — «дребезга». Схема, приведенная на рис. 9.14, свободна от этого недостатка, и при переключении ключа $Kл$ на выходе триггера происходит скачок напряжения. Дребезг переключателя $Kл$ не оказывает на этот

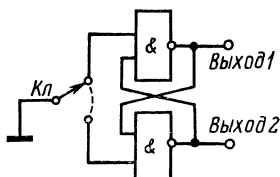


Рис. 9.14. «Бездребезговый» генератор одиночных перепадов напряжений

скачок влияния: триггер опрокидывается при первом касании, а в дальнейшем разрывы контактов эквивалентны поступлению на вход логической единицы или режиму хранения нового установившегося состояния.

§ 9.6. Синхронизируемые триггеры

Схема синхронизируемого RS -триггера показана на рис. 9.15, *а*. Обычно на вход синхронизации поступает логический ноль, поэтому на выходах левых элементов И — НЕ, соединенных с входами обведенного пунктиром $\bar{R}\bar{S}$ -триггера, наблюдаются логические единицы и $\bar{R}\bar{S}$ -триггер сохраняет свое состояние независимо от того, какие сигналы на входах R и S и изменяются ли они. Переключение триггера (или подтверждение предыдущего состояния) 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. 9.15, *в*) составляется по таблице пере-

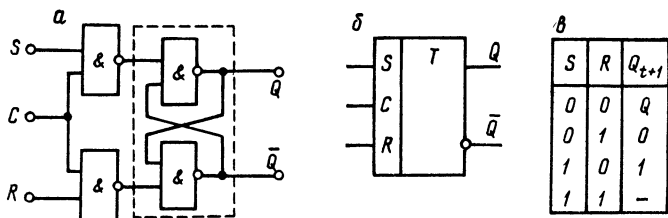


Рис. 9.15. Структура (*а*), обозначение (*б*) и таблица переходов (*в*) синхронизируемого RS -триггера

ходов $\bar{R}\bar{S}$ -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 ноль; 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 англ. delay — задержка). D -вход такого триггера эквивалентен S -входу RS -триггера, а на второй вход (бывший R) тот же сигнал подается через инвертор

(рис. 9.16, *а*). Отсюда легко определить свойства \bar{D} -триггера: триггер запоминает и хранит на выходе Q сигнал, который был на входе D в момент спада импульса C .

На рис. 9.16, *б* показана структура D -триггера, в кото-

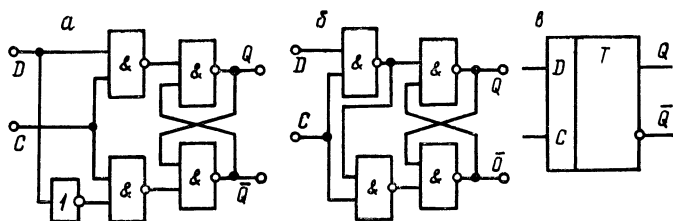


Рис. 9.16. Структура (*а*, *б*) и обозначение (*в*) D -триггеров

рой инвертирование S -сигнала производится без дополнительного инвертора. Характеристики этого триггера такие же, как и D -триггера на рис. 9.16, *а*.

§ 9.7. 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 быстрдействию 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, 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 такого рода нередко называют *MS*-триггерами (от англ. master — хозяин, slave — раб).

Триггеры с двухступенчатым запоминанием имеют такие же, как и у одноступенчатых триггеров, обозначения

входов и выходов, а таблицы переходов одноступенчатых двух- и одноступенчатых триггеров полностью совпадают.

В качестве примера рассмотрим D -триггер с двухступенчатым запоминанием (рис. 9.17, a). Информация с D -входа заносится в такой триггер в два этапа. Сначала по фронту C -импульса первый D -триггер устанавливается

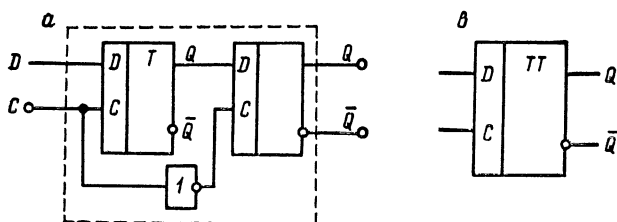


Рис. 9.17. Структура (a) и обозначение (b) D -триггера с двухступенчатым запоминанием

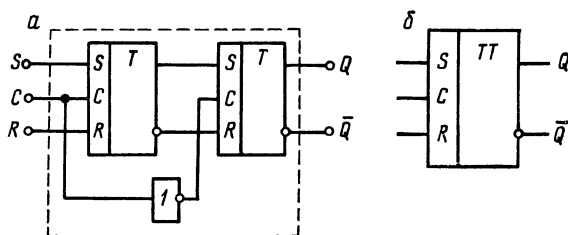


Рис. 9.18. Структура (a) и обозначение (b) двухступенчатого RS -триггера

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. 9.18).

§ 9.8. Триггеры с T -входом, JK -триггеры

Каждый импульс на T -входе или, что то же самое, счетном входе переключает триггер в противоположное состояние. Так как переключение триггера с двухступенчатым запоминанием происходит после окончания C -им-

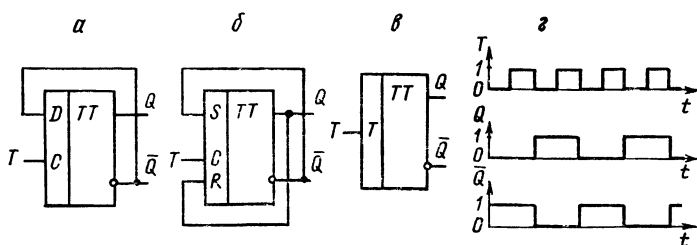


Рис. 9.19. Организация T -входа в D -триггере (а); RS -триггере (б); обозначение T -триггера (в) и временная диаграмма его работы (г)

пульса, то уровни на собственных выходах триггера могут служить в качестве управляющих сигналов для его переключения. Подключение инверсного выхода двухступенчатого D -триггера к его же информационному входу преобразует C -вход в T -вход, потому что после каждого C -импульса этот триггер должен установиться в положение \bar{Q} , т. е. переключиться в противоположное состояние (рис. 9.19, а). В двухступенчатом RS -триггере та же цель достигается введением двух дополнительных обратных связей: между \bar{Q} и S , а также между Q и R (рис. 9.19, б).

Из рис. 9.20, а нетрудно уяснить свойства наиболее универсального — JK -триггера (от англ. jump — скачок,

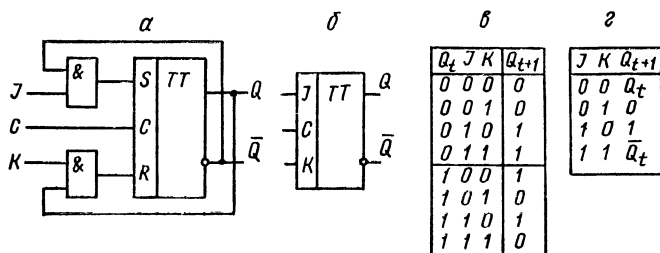


Рис. 9.20. JK -триггер: структура (а), обозначение (б), полная (в) и сокращенная (г) таблицы переходов

кеер — держать) с двухступенчатым запоминанием (рис. 9.20, б). Если $J = K = 1$, то он полностью эквивалентен RS -триггеру с обратными связями на рис. 9.19, б, т. е. его C -вход эквивалентен T -входу и по каждому C -импульсу он изменяет свое состояние на противоположное. При $J = K = 0$ триггер после C -импульса сохраняет предыдущее состояние, при $J = 1, K = 0$ переходит в «1», а при $J = 0, K = 1$ — в «0». Все эти свойства представимы при помощи полной (рис. 9.20, в) и эквивалентной ей по содержанию сокращенной (рис. 9.20, г) таблицы переходов.

Используя полную таблицу переходов и применив к ней такой же подход, как к таблицам состояний для получения и минимизации булевых функций, можно получить уравнение JK -триггера (см. рис. 9.20, б)

$$Q_{t+1} = J\bar{Q}_t + \bar{K}Q_t. \quad (9.1)$$

Таким же образом могут быть получены и уравнения для любых других триггеров, например для RS :

$$Q_{t+1} = Q_t\bar{R} + S\bar{R}. \quad (9.2)$$

§ 9.9. Регистры

Цепочку триггеров, предназначенную для хранения одного двоичного числа, называют регистром. Если каждый триггер регистра предназначен для хранения цифры строго определенного разряда, то им ставят в соответствие весовые коэффициенты, показывающие, какому числу соответствует единичное состояние триггера. В число двоичных регистрах весовые коэффициенты равны 2^n , где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ — порядковый номер триггера, начиная с младших разрядов.

В экспериментальной физике широкое распространение получили регистры, предназначенные для счета импульсов, или просто счетчики.

Различают асинхронные (рис. 9.21) и синхронные (рис. 9.22) счетчики. В последних при поступлении на вход очередного импульса все подлежащие переключению триггеры изменяют свое состояние одновременно. В суммирующих счетчиках каждый входной импульс прибавляется к числу, хранящемуся в регистре, в вычитающих — вычитается из этого числа.

Один из принципов построения реверсивного счетчика, т. е. суммирующего импульсы, поступающие на вход «+»,

и вычитающего импульсы, поступающие на вход «—», показан на рис. 9.23.

Важная характеристика счетчика — разрешающее время τ_p , или минимальное время между двумя импульсами, регистрируемыми отдельно. Если за промежуток времени $\Delta t < \tau_p$ поступят два или даже группа импуль-

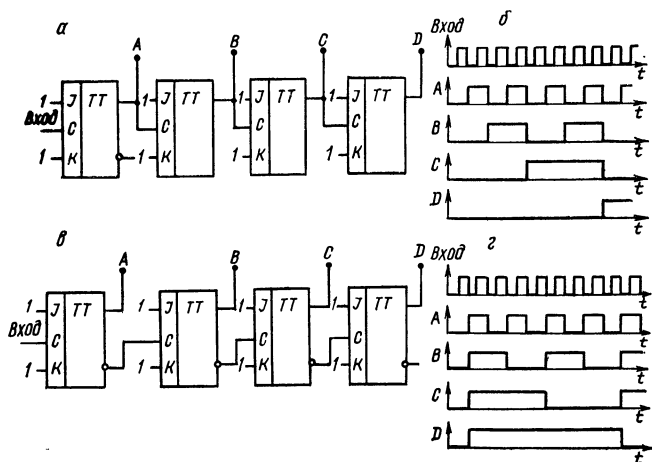


Рис. 9.21. Двоичные суммирующий (а) и вычитающий (б) асинхронные счетчики и временные диаграммы их работы (б) и (г) соответственно

сов, то будет иметь место «просчет», или потеря информации, так как все они будут восприняты счетчиком как один импульс. Это один из многочисленных примеров регистрирующих устройств с мертвым временем. В течение мертвого времени, которое в данном случае равно τ_p , счетчик как бы выключается из процесса измерения и не воспринимает поступающую на его вход информацию.

Если на вход устройства с мертвым временем τ_m поступают сигналы, распределенные во времени случайным образом, например импульсы, вызванные актами распада ядер радиоактивного вещества, то критерием качества работы устройства в целом является его счетная характеристика (рис. 9.24).

Как самостоятельные приборы двоичные счетчики применяются достаточно редко из-за неудобства снятия показаний. Существует ряд способов построения счетчи-

ков, работающих в десятичной системе счисления. Такие счетчики состоят из последовательности «декад» — счетных регистров с коэффициентом пересчета 10.

Минимальное число триггеров, из которых может быть синтезирована декада,—четыре. Принцип построения — исключение из 16 возможных состояний двоичного регистра на четырех триггерах шести состояний путем

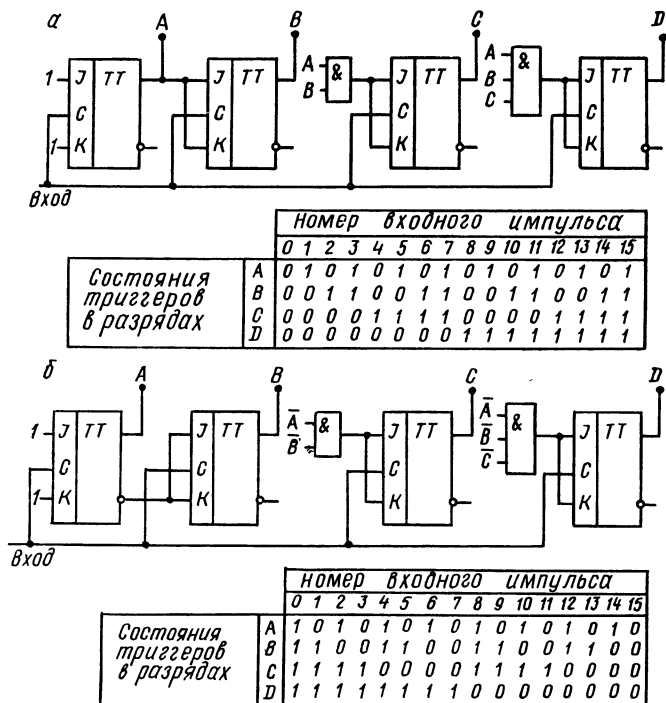


Рис. 9.22. Двоичные суммирующий (а) и вычитающий (б) синхронные счетчики и таблицы их состояний

введения цепей запрета и обратной связи. Схемы декад на триггерах типа JK приведены на рис. 9.25.

Счетчики с любым коэффициентом пересчета $m \leq 2^k$, где k — число триггеров, можно построить на триггерах типа *RS*, *D* или *JK*. В качестве примера рассмотрим синтез синхронных счетчиков на *JK*-триггерах с двухступенчатым запоминанием. Синтез состоит из определения

функций управления информационными входами триггеров, минимизации, построения комбинационных схем по полученным минимизированным выражениям и схемы счетчика в целом.

По таблице состояний JK -триггера (см. рис. 9.20, г) составим таблицу переходов (рис. 9.26). Каждая строка этой таблицы показывает, какими должны быть сигналы

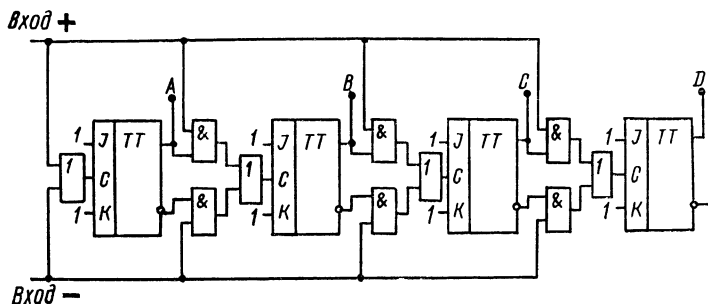
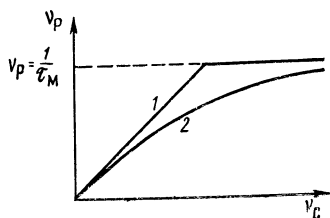


Рис. 9.23. Реверсивный счетчик

на входах J и K , чтобы после C -импульса произошел указанный переход. Так, например, триггер переходит из состояния «0» в состояние «1», если на K -вход подана единица, а на J -вход нуль или единица; в первом случае триггер установится в «1», во втором — C -вход эквивалентен T -входу. Поэтому в таблице переходов и указано,

Рис. 9.24. Счетные характеристики идеального (кривая 1) и реального (кривая 2) регистраторов с мертвым временем τ_m : ν_c — частота событий, ν_p — частота регистрируемых событий



что $K = 1$, а $J = X$, т. е. или «1» или «0». Аналогичным образом заполнена вся остальная таблица.

Из условия синхронности переключения триггеров следует, что все C -входы следует объединить и считать соединяющий их проводник входом счетчика в целом.

Следующий этап синтеза — занесение в таблицу желаемой последовательности состояний триггеров. В качестве примера на рис. 9.27 демонстрируются все этапы синтеза синхронной декады с чисто двоичными весовыми коэффициентами триггеров. Заметим, что последователь-

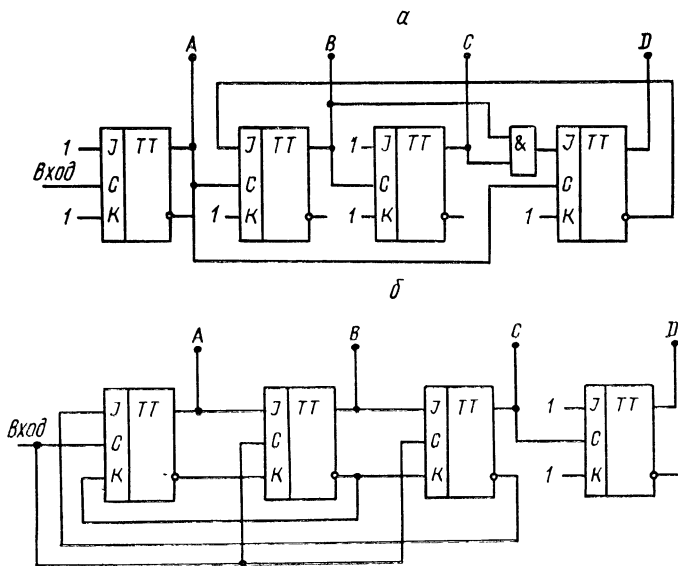


Рис. 9.25. Асинхронные декады на JK -триггерах: обычная (а); без дополнительных логических элементов (б)

ность состояний может быть любой при условии, что среди них нет повторяющихся комбинаций.

Пользуясь таблицей на рис. 9.26, заносим в колонки J и K каждого триггера сигналы 0, 1 или X , обеспечивающие требуемое переключение триггеров соответственно A , B , C и D . Далее проводим синтез комбинационных

Переход	J	K
$0 \rightarrow 0$	0	X
$0 \rightarrow 1$	1	X
$1 \rightarrow 0$	X	1
$1 \rightarrow 1$	X	0

Рис. 9.26. Таблица переходов JK -триггера

схем в предположении, что входами их являются выходные сигналы этих же триггеров. При минимизации в каждом конкретном случае заменяем X единицей или нулем из соображений предельного упрощения итоговой комбинационной схемы. Нереализуемые состояния (например,

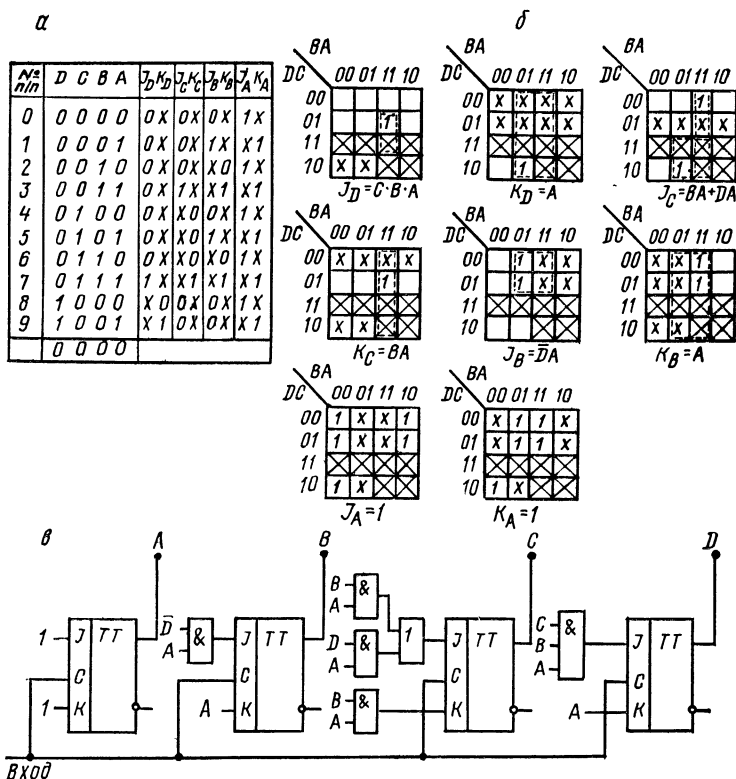


Рис. 9.27. Синтез синхронной декады 1-2-4-8: таблица для определения функций $J_i K_i$ (а); таблицы минимизации (б); итоговая схема (в)

10—15 в десятичных счетных регистрах) также могут считаться единицей или нулем из соображений удобства минимизации.

Из сравнения рис. 9.25 и 9.27, в видно, что эвристические методы синтеза иногда приводят к более простым схемам, чем алгоритмизированные.

§ 9.10. Схемы преобразования и коммутации

Дешифратор (рис. 9.28) служит для распознавания кодовых комбинаций. Если двоичный дешифратор имеет k входов, то число возможных комбинаций сигналов на входах равно числу k -разрядных двоичных чисел, т. е. 2^k ,

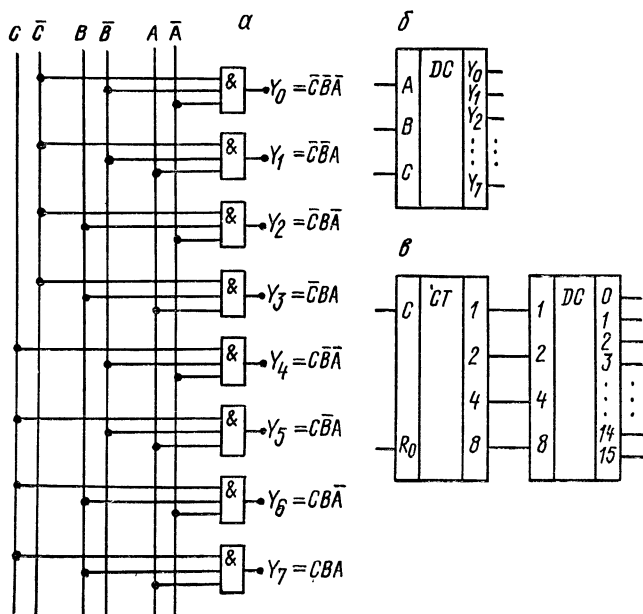


Рис. 9.28. Дешифратор: структура (а), обозначение (б) и пример применения для индикации состояния счетчика (в)

поэтому полный двоичный дешифратор имеет 2^k выходов. В простейшем случае синтез дешифратора сводится к построению набора из 2^k комбинационных схем, имеющих k общих входов. На практике для построения дешифраторов применяются способы, позволяющие более экономно расходовать электронные компоненты.

Шифраторы преобразуют цифры, задаваемые сигналом «1» на индивидуальных шинах, в параллельный код. Устройство преобразования десятичных цифр в двоичный код приведено на рис. 9.29. Конструирование подобного рода шифраторов сводится фактически к представлению цифр в виде суммы чисел, каждое из которых равно 2^k , где $k = 0, 1, 2, \dots$.

Преобразователи кодов. Принцип синтеза комбинационных схем может быть положен в основу преобразования кодов. Поясним это примером. Пусть требуется преобразовать чисто двоичный код 8-4-2-1 в код 2-4-2-1. Для этого составляют таблицу (рис. 9.30, а), в которой каждой комбинации в коде 8-4-2-1 ($D_1C_1B_1A_1$) ставится в соответствие комбинация $D_2C_2B_2A_2$ в коде 2-4-2-1. Таковую таблицу можно рассматривать как набор четырех таблиц для определения переключаательных функций D_2, C_2, B_2 и A_2 , аргументами которых являются D_1, C_1, B_1 и A_1 . Нереализуемые комбинации могут считаться или «0» или «1» из соображений удобства минимизаций. Все

Рис. 9.29. Структурная схема шифратора

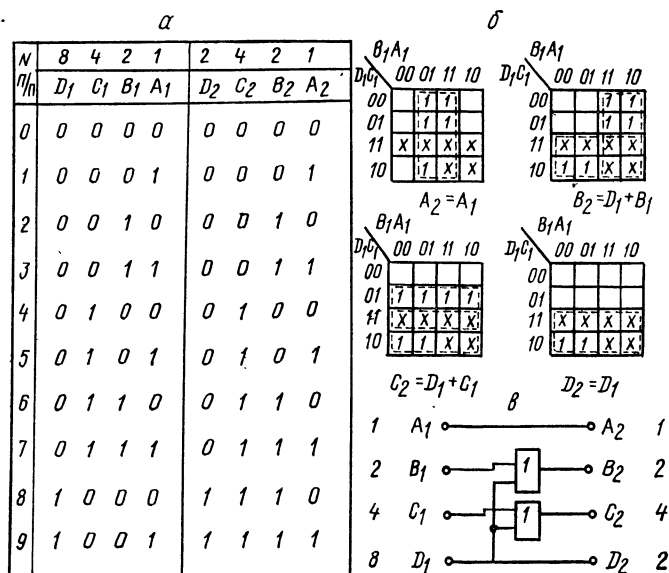
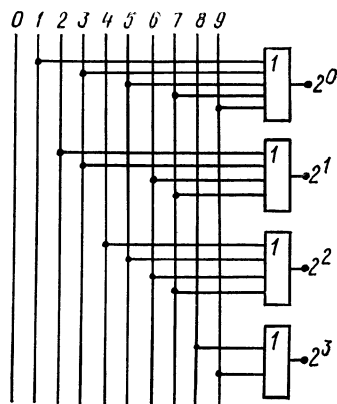


Рис. 9.30. Синтез преобразователя кода 8-4-2-1 в код 2-4-2-1: таблица состояний (а); карты минимизации (б); итоговая схема (в)

фазы синтеза преобразователя приведены на рис. 9.30.

Мультиплексным называют канал передачи информации, в котором одни и те же шины служат для передачи сигналов от различных источников (рис. 9.31). На передающем конце к линии через схемы И поочередно подключаются выходы триггеров A' , B' , C' и D' . Разрешающий подключение сигнал поступает на схемы И от де-

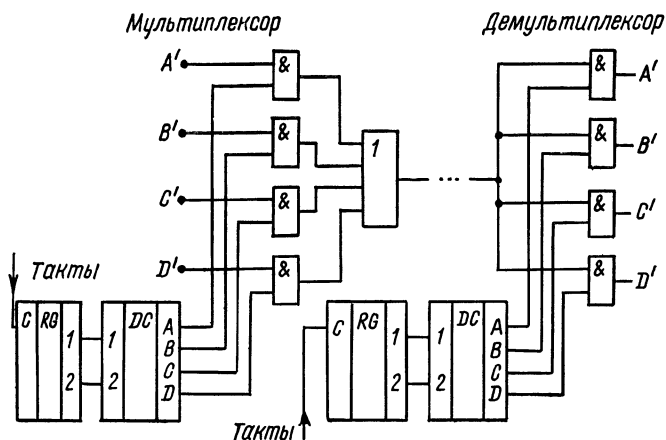


Рис. 9.31. Мультиплексный канал передачи информации

шифратора состояний счетного регистра, поэтому в любой момент времени гарантируется подключение к линии выхода только одного триггера.

Аналогичный счетный регистр и дешифратор на приемном конце линии обеспечивают разделение поступающей информации на четыре канала. На вход обоих счетных регистров подается единый для всей системы сигнал тактовой частоты.

§ 9.11. Сумматоры

Регистры, предназначенные для счета импульсов, выполняют простейшую операцию алгебраического суммирования единицы и содержимого регистра. Более совершенные устройства обработки информации производят все необходимые арифметические и логические действия над кодами.

Сумматор — устройство для суммирования двух двоичных кодов — занимает особое положение: с его помощью при должном выборе способа кодирования можно, в принципе, производить все четыре арифметических действия над кодами.

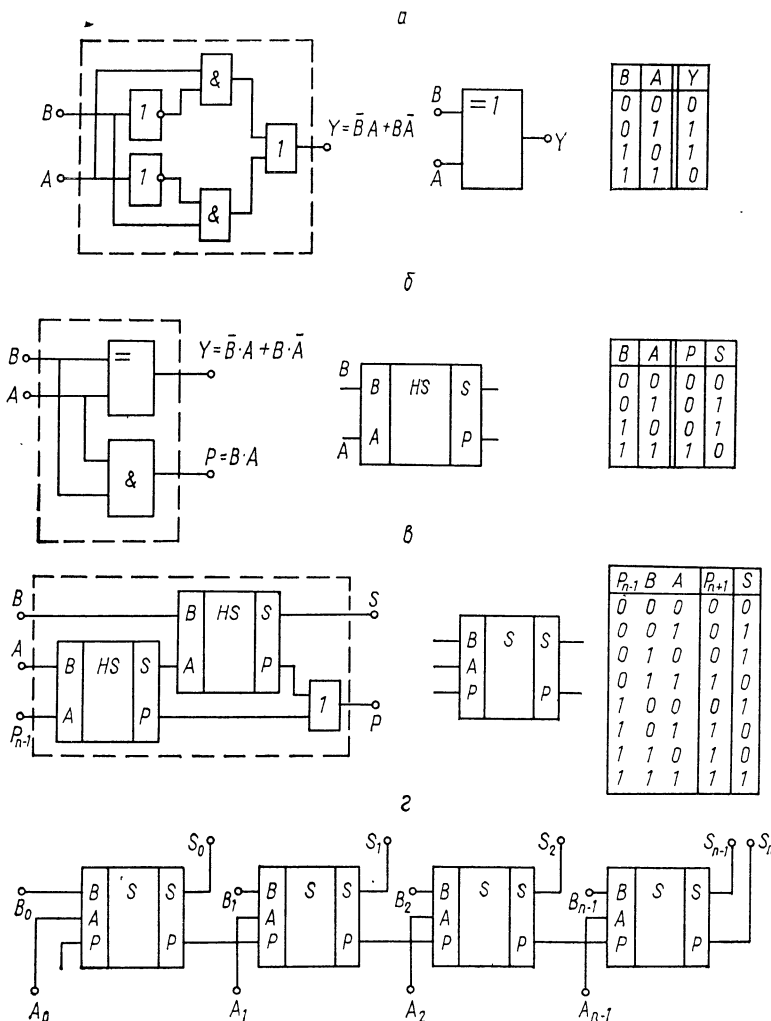


Рис. 9.32. Структура и таблица состояний логических схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (а), полусумматора (б), одноразрядного сумматора (в) и схема многоразрядного комбинационного сумматора (г)

Одноразрядный сумматор, как и любая комбинационная схема, может быть синтезирован по таблице состояний в соответствии с правилами, сформулированными в § 9.3. Но обычно по этим правилам синтезируют лишь одну схему — СУММАТОР ПО МОДУЛЮ 2, или, что то же самое, ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (рис. 9.32, а). Эта схема имеет важное самостоятельное значение, а также входит в качестве составного элемента в схему так называемого полусумматора — устройства, способного суммировать одноразрядные двоичные числа (рис. 9.32, б). Сигналы на его выходе имеют название «СУММА» (S) и «ПЕРЕНОС» (P).

Название «полусумматор» обусловлено тем, что на базе двух таких устройств можно построить одноразрядный сумматор (рис. 9.32, в), который наряду с одноразрядными слагаемыми A и B учитывает перенос из младшего разряда P_{n-1} и имеет поэтому три входа. Нетрудно заметить, что все входы равнозначны (взаимозаменяемы).

Один из способов построения сумматора многоразрядных чисел — так называемый параллельный комбинационный сумматор — поясняется на рис. 9.32, г. Он имеет n -разрядные входы для чисел A и B и $(n + 1)$ -разрядный выход для суммы S , так как разрядность суммы не может более, чем на единицу, превышать разрядность большего из слагаемых.

На первом этапе развития электронной вычислительной техники сумматор был тем элементом ЭВМ, при помощи которого выполнялись многие операции над числами. Сейчас он повсеместно вытеснен так называемыми *арифметико-логическими устройствами* (АЛУ) — интегральными схемами, как правило, четырехразрядными, имеющими входы чисел A , B и кода управления F . В зависимости от кода на входах F над числами A и B могут быть осуществлены различные преобразования, в частном случае — суммирование. Итог появляется на четырехразрядном выходе сигнала результата S и одноразрядном выходе переноса. Несколько АЛУ могут быть объединены для обработки чисел большей разрядности.

§ 9.12. Тристабильные схемы

Если еще раз возвратиться к рис. 9.7 и 9.11, то нетрудно заметить, что в логических элементах ТТЛ, МДП, КМДП сигналы на клемме «выход» образуются путем

подключения ее через открытый транзистор к общему проводу (0) или же к шине источника питания (1). Так как сопротивление насыщенного транзистора мало, то и в случае 0, и в случае 1 выходное сопротивление этих элементов мало. Такие схемы называют низкоимпедансными для сигнала 0 и для сигнала 1.

Благодаря низкому выходному сопротивлению обеспечивается большая нагрузочная способность: к выходу схем такого рода допускается подключение многих входов других логических схем. Однако в ряде случаев низкое выходное сопротивление как при нулевом, так и при единичном логическом сигнале на выходе препятствует соединению между собой выходов двух (или нескольких) логических схем с целью создания таким «монтажным» способом более сложных логических устройств. В арсенале базовых схем ТТЛ имеются схемы с «открытым коллектором», в которых выход логического нуля является низкоомным, а выход логической единицы — высокоомным. Если несколько выходов таких схем объединены, то для получения на этом объединенном выходе сигнала 0 достаточно, чтобы хотя бы одна из схем давала на выходе ноль.

Принципиально новую возможность обмена информацией между различными блоками и устройствами позволили получить логические схемы с дополнительным входом управления C . В случае ТТЛ выходные каскады их эквивалентны выходам схем на рис. 9.7 с той лишь разницей, что сигналом управления могут быть одновременно закрыты (т. е. переведены в состояние отсечки) оба выходных транзистора. Клемма выхода оказывается при этом как бы изолированной и от общего провода, и от источника питания.

Такие схемы называют «тристабильными», так как на их выходе могут наблюдаться три устойчивых состояния: 0; 1 и состояние отключения выхода, или $R_{\text{вых}} = \infty$.

На рис. 9.33, а показана схема ТТЛ, которая при $C = 1$ (т. е. когда добавочный эмиттерный переход и диод $VD1$ закрыты) полностью эквивалентна схеме И — НЕ на рис. 9.7, а. Если же сигнал на C — логический ноль, то $R_{\text{вых}} = \infty$, так как оба транзистора $VT3$ и $VT4$ закрыты одновременно.

Эта схема как бы объединила в себе все то, что на логической схеме выглядит так, как показано на рис. 9.33, б. Элемент этого рисунка — магистральный усилитель (рис. 9.33, в) может быть реализован и в отдель-

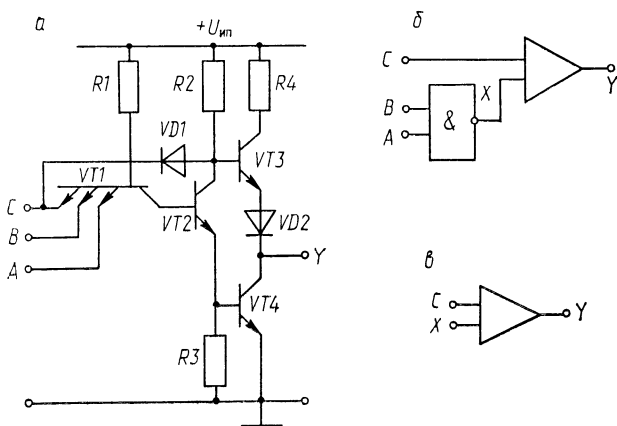


Рис. 9.33. Тристабильная схема И — НЕ логики ТТЛ (а), ее обозначение (б) и обозначение магистрального усилителя произвольного типа (в)

ном исполнении. Принцип действия его предельно прост: при $C = 1$ сигнал на выходе повторяет сигнал на входе X , а при $C = 0$ выход изолирован от схемы, или $R_{\text{вых}} = \infty$.

§ 9.13. Общая шина

На определенном этапе развития цифровой электроники и электронной вычислительной техники дополнение систем обработки информации новыми блоками и устройствами порождало все возрастающее количество проводов для связи между ними. Но в начале 60-х гг. был обоснован принцип и построены первые ЭВМ, в которых дополнительные устройства требовали не введения новых линий связи, а лишь удлинения уже существующих, причем такое «удлинение» конструкторы, как правило, предусматривают заранее, устанавливая в ЭВМ «лишние» разъемы для дополнительных блоков.

Новый способ обмена информацией сильно повлиял на структуру самих ЭВМ и в значительной мере способствовал появлению микропроцессоров. Взаимный обмен информацией между многими источниками и приемниками стали осуществлять по группе одних и тех же проводов (шин), названных магистралью, или общей шиной.

Подача сигнала на любой из проводов магистрали осуществляется одинаковым образом через магистральные усилители (или тристабильные схемы). Источниками кодов для магистрали обычно являются триггерные регистры в различных блоках. Выходы триггеров каждого такого регистра выводятся на общую шину через группу магистральных усилителей с объединенными С-входами (рис. 9.34, а). Сигналы управления объединенными С-входами различных блоков вырабатываются дешифратором, поэтому подключение к шине в одно и то же время более одного источника исключено. Считывание же информации может происходить и несколькими приемниками в одно и то же время.

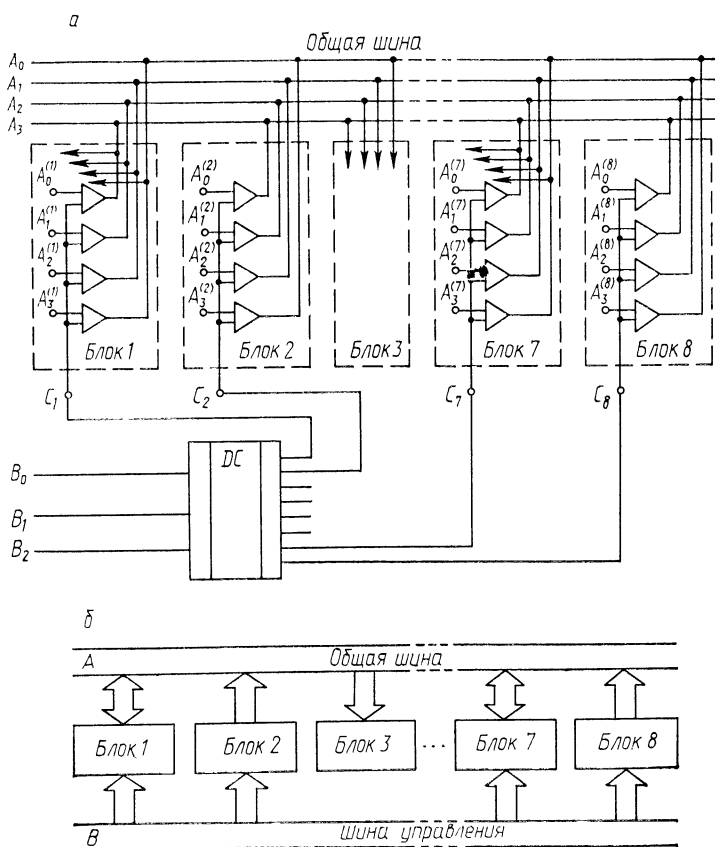


Рис. 9.34. Обмен информацией через общую шину

Показанный на рис. 9.34, *а* дешифратор, строго говоря, не всегда существует в виде автономного устройства. Нередко он расчленен на части, находящиеся в различных блоках. Каждая такая часть дешифрирует одно значение кода на шинах B (на рис. 9.34, *а* — B_0, B_1, B_2). Шины B разводятся таким же образом, как и остальные провода магистрали, но в их функции не входит прием информации от различных блоков. По ним во все блоки передаются коды управления, которые в самих блоках преобразуются в управляющие сигналы. Иногда такую группу шин рассматривают как отдельную общую шину управления (рис. 9.34, *б*), так как по ней могут передаваться не только сигналы, определяющие порядок подключения кодов из блоков к общей шине, но и другие коды управления.

В середине 60-х гг. были выработаны единые принципы организации обмена информацией между различными электронными устройствами и ЭВМ, которые после уточнения и дополнения в 1969 и 1972 гг. получили всеобщее распространение и известны под названием стандарта КАМАК (от англ. Computer Application Measurements and Control).

Важное место в нем отводится магистрали, обеспечивающей двухстороннюю передачу данных между различными электронными модулями, помещенными в единый блок — крейт (от англ. crate). Благодаря стандартизации конструктивных и электрических параметров любой модуль, выполненный в стандарте КАМАК, будучи установленным в любой разъем крейта, оказывается подключенным к магистрали и готовым к обмену информацией с другими модулями крейта. Управление этим обменом осуществляет устройство управления — контроллер крейта. Через него же происходит обмен информацией с ЭВМ и контроллерами других крейтов.

Система КАМАК получила широкое распространение в технике физического эксперимента. Она предоставляет пользователю возможность быстро приспособлять и оперативно видоизменять структуру сложного электронного обеспечения конкретного эксперимента, возложить на ЭВМ функции сбора и обработки экспериментальных данных, контроля параметров, автоматической подстройки и т. п., иными словами, осуществить комплексную автоматизацию процесса измерения и обработки на базе ЭВМ.

§ 9.14. Цифро-аналоговые преобразователи

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) служат для преобразования кода в пропорциональное ему напряжение или ток.

Если предположить, что регистр, хранящий преобразуемый в напряжение код, состоит из триггеров, на выходе которых состоянию 0 соответствует напряжение $U_0 = 0$ В, а состоянию 1 — напряжение U_1 , равное строго

одинаковой величине для любого из триггеров регистра, то в качестве ЦАП может быть использована схема на рис. 4.20, в, включенная так, как показано на рис. 9.35, а. Номинальные значения резисторов R_0, R_1, R_2, R_3 выбраны здесь таким образом, чтобы масштабные коэффициенты (см. формулу (4.75)) соответствовали весам разрядов.

Заметим, что требования к точности применяемых резисторов достаточно жесткие, так как разброс напряжений при включении любого из разрядов должен быть,

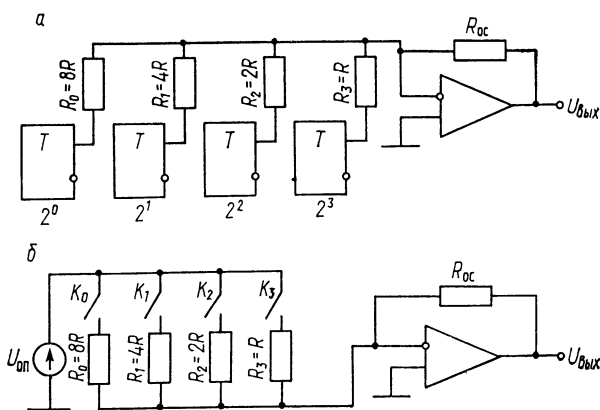


Рис. 9.35. Принцип построения ЦАП на ОУ с триггерами, обеспечивающими стабильные перепады напряжения на выходе (а) и с электронными ключами (б)

по крайней мере, в 2 раза меньше напряжения, включаемого младшим разрядом. В случае n -разрядного двоичного ЦАП это приводит к условию $(\Delta R/R) \leq (1/2^{n+1})$, что уже при $n = 10$, т. е. при 1024 градациях напряжения на выходе, составляет величину $\sim 0,05 \%$.

Так как строгое постоянство перепадов напряжений непосредственно на выходах триггеров обеспечить достаточно трудно, то ЦАП строятся обычно с применением электронных ключей. В простейшем случае ключ представляет собой транзистор, переключаемый логическими нулем и единицей соответственно в состояние отсечки или насыщения. Принцип построения ЦАП того же типа, что и предыдущий (но на базе ключей и единого источника опорного напряжения), показан на рис. 9.35, б.

Определенными достоинствами обладает ЦАП на так называемой сетке сопротивлений $R - 2R$, показанной на

рис. 9.36, а (сравните с рис. 2.6, д). Для его реализации при любой разрядности требуются прецизионные резисторы лишь двух номинальных значений. Более того, все токи, включаемые в сетку сопротивлений $R - 2R$, имеют одинаковую величину, а их вклад в выходное напряжение приводится в соответствие с весом разряда благодаря двум свойствам самой сетки $R - 2R$: во-первых, сопротивление между любой из точек соединения резисторов (A, B, C, \dots, P, Q, S) и общим проводом одинаково

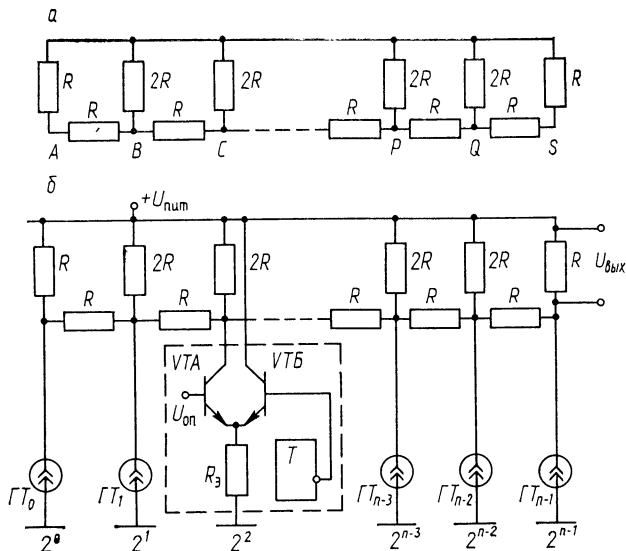


Рис. 9.36. Сетка $R - 2R$ (а) и структура ЦАП на ее основе (б)

и равно $3R/2$, во-вторых, ток, втекающий по одной из ветвей в любой из узлов (B, C, \dots, P, Q), раздваивается на две равные части. По этим причинам построение ЦАП на сетке сопротивлений $R - 2R$ сводится к созданию идентичных прецизионных стабилизаторов тока, которые при состоянии триггера управления «ноль» выключены, а при состоянии «единица» включены и генерируют в сетку сопротивлений стабилизированный ток. В схеме ЦАП на рис. 9.36, б такие стабилизаторы обозначены как генераторы тока ΓT , а принципиальная схема одного из них — ΓT_2 — показана в развернутом виде в обрамлен-

ном пунктиром прямоугольнике. Работает он следующим образом. Когда триггер находится в состоянии «единица», на его инверсном выходе, соединенном с базой транзистора $VTБ$, напряжение существенно ниже, чем $U_{оп}$ (например, 0 В при $U_{оп} = 2$ В), поэтому транзистор $VTБ$ заперт, не проводит ток и не влияет на работу транзистора VTA в режиме генератора тока (см. § 4.8 и рис. 4.14, а). В итоге в сетку $R-2R$ течет стабилизированный ток. Если же триггер переключается в нуль, напряжение на его инверсном выходе становится большим, чем $U_{оп}$, и ток в сетку $R-2R$ прекращается, так как транзистор VTA запирается, а ток через транзистор $VTБ$, минуя сетку сопротивлений, идет на шину источника питания.

Напряжение $U_{оп}$ является единым для всех генераторов ГТ, а одинаковость самих генерируемых токов достигается регулировкой резистора R_3 . В прецизионных схемах ЦАП, выполненных по интегральной технологии, подгонка величин подобного рода резисторов достигается путем разрушения части проводящего покрытия лазерным лучом («лазерная доводка»).

Разрядность ЦАП достигает 16, что позволяет вырабатывать $2^{16} = 65\,536$ градаций напряжения.

§ 9.15. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) — обязательный элемент всех устройств цифровой электроники, которые обрабатывают непрерывно изменяющиеся сигналы. Как правило, АЦП преобразуют в цифру (код) электрическое напряжение. Конечное число разрядов получаемого кода обуславливает систематическую погрешность преобразования — ошибку квантования (см. § 1.5).

В общем случае АЦП состоит из двух частей: устройства выборки и хранения (УВХ) и собственно АЦП. УВХ запоминает (например, на конденсаторе) измеряемое напряжение в какой-то момент времени и удерживает его неизменным до тех пор, пока собственно АЦП не осуществит преобразование этого постоянного напряжения в код. Один из способов преобразования — подбор напряжения, цифровое значение которого известно и которое при этом равно измеряемому.

Получить источник электрических напряжений с известным цифровым эквивалентом позволяет схема, состоящая из регистра триггеров и ЦАП. Если, например, такой регистр представляет собой счетчик импульсов, то

каждый очередной импульс увеличивает значение хранящегося в нем кода на единицу. Напряжение на выходе ЦАП возрастает при этом на одну градацию, и такими единичными приращениями его можно увеличить до уровня измеряемого напряжения (разумеется, с точностью до одной градации).

Если описанным или каким-нибудь другим способом будет установлено состояние регистра, при котором напряжение на выходе ЦАП и измеряемое равны, то код в регистре и будет искомым цифровым значением измеряемого напряжения.

Описанный алгоритм поиска называется методом единичных приращений. Он напоминает процесс взвешивания, при котором на одну чашу кладут груз, равный постоянному напряжению на выходе УВХ, на вторую — одну за другой гири единичной массы. Если при очередном добавлении чаша с гирями перетянет, то число гирь на ней — цифровое значение измеряемого напряжения.

Роль «электронных весов» выполняет компаратор (от лат. *comparator* — сравниваю). Он имеет два входа и один выход. Если напряжение на первом входе меньше, чем на втором, то на выходе — логическая единица, если же наоборот — на выходе логический нуль. Простейший компаратор представляет собой операционный усилитель, ко входам которого подведены сравниваемые напряжения, а выходные сигналы положительного и отрицательного насыщения усилителя преобразованы в логические нуль и единицу выбором напряжения источника питания и диодной схемой фиксации уровня (рис. 9.37).

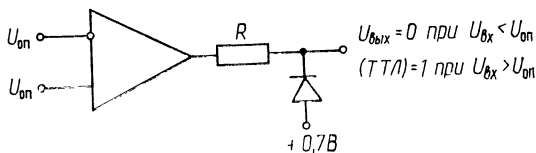


Рис. 9.37. Компаратор на ОУ

Более быстрый метод нахождения кода — поразрядное уравнивание. В нем используются не единичные приращения, а скачки напряжения величиной в 1, 2, 4, ..., 2^{n-1} , причем сначала включается напряжение 2^{n-1} , затем к нему добавляется 2^{n-2} и т. д. до единицы. После

каждого добавления анализируется сигнал компаратора. Если компенсирующее напряжение превысило измеряемое, последнюю добавку «снимают», сбрасывая в нуль триггер соответствующего разряда, если же нет — триггер оставляют в состоянии 1 и переходят к следующему разряду.

В итоге требуется n процедур сравнения в отличие от 2^n при методе единичных приращений, что обуславливает более высокое быстродействие АЦП с поразрядным уравниванием.

На рис. 9.38 пояснена структура АЦП следящего типа. Сигнал 1 на выходе компаратора переводит счет-

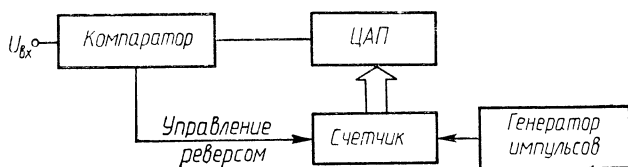


Рис. 9.38. Следящий АЦП

чик в режим суммирования, а сигнал 0 — в режим вычитания, поэтому напряжение на выходе ЦАП постоянно следит за входным напряжением, а число в счетчике является его цифровым аналогом.

В основу действия АЦП могут быть положены различные физические принципы, но во всех случаях имеет место одна и та же закономерность: повышение быстродействия ведет к увеличению погрешности преобразования.

Современные АЦП преобразуют в цифру мгновенные значения напряжения со скоростью от тысяч до миллионов раз в секунду, а наиболее быстрые из них производят одно преобразование за несколько наносекунд, т. е. за миллиардные доли секунды.

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Общие положения, методические замечания

В недалеком прошлом физик-экспериментатор должен был сам придумывать, конструировать, собирать и налаживать радиоэлектронные узлы исследовательских установок. Сейчас 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: усвоение материала теоретической части курса, приобретение навыков работы с несложной радиоизмерительной аппаратурой, проведение радиоизмерений.

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, высокочастотным генератором, звуковым генератором, ампервольт-омметром (мультиметром) и стендом, представляющим собой наборное поле, на котором могут фиксироваться, подключаясь при этом к источникам питания, специально разработанные для целей практикума модули.

Модули делятся на два класса. Одни из них являются упрощенными аналогами некоторых приборов или закон-

ченными функциональными элементами (генератор импульсов, триггер и т. п.), другие — подлежащими исследованию схемами или просто элементами, из которых при помощи перемычек со штекерными 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.1 — П.18). 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. Целесообразно снабдить каждое рабочее место 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); лабораторный стенд; модуль № 6.

Сведения из теории

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 первого и второго вида, например омметры.

Электронный осциллограф — один из наиболее универсальных приборов, предназначенный для наблюдения (реже — фотографирования) электрических сигналов и измерения их характеристик.

Любой электронный осциллограф состоит из электронно-лучевой трубки (ЭЛТ), 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/деление» (с/деление, мс/деление, мкс/деление). Неподвижность изображения на экране обеспечивается синхронизатором, совмещающим начало развертки с определенным уровнем или фазой исследуемого процесса.

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, характеристики и т. п. Наблюдать функциональную взаимосвязь между сигналами можно также подавая один из них на вход Y , а второй — на вход X . При этом пере-

ключателем 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

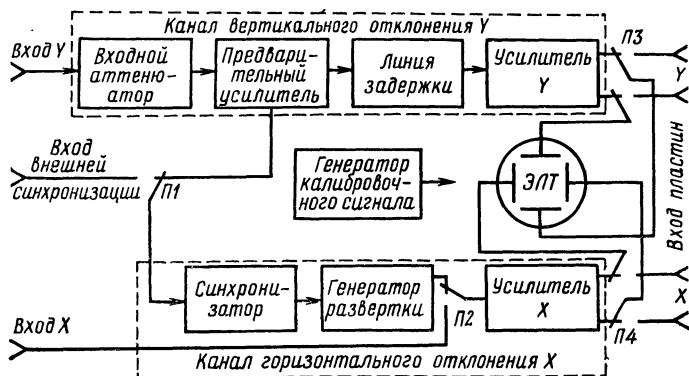


Рис. Л1.1. Структурная схема осциллографа

аттенюатора, шкала которого оцифрована в единицах «В/деление». Линия задержки компенсирует время запаздывания начала развертки при запуске развертки исследуемым сигналом. В низкочастотных осциллографах линия 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 производится 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 низко-

частотных 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 уси-

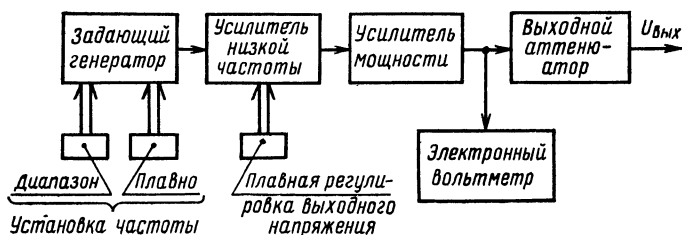


Рис. Л1.2. Структурная схема генератора низкой частоты

ления, 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 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 перестраиваемый по частоте одновременно с задающим генератором резонансный усилитель. Коэффициент усиления этого усилителя может изменяться сигналом собственного генератора модулирующего напряжения звуковой частоты или напряжением, подаваемым на вход внешней модуляции. В первом случае осуществляется внутренняя,

а во втором — внешняя амплитудные модуляции. 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 attenuator. Коэффициент деления attenuатора определяет уровень

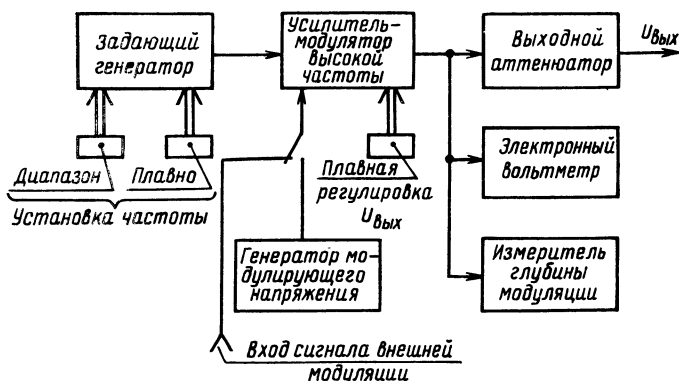


Рис. Л1.3. Структурная схема генератора стандартных сигналов

сигнала на выходе ГСС. Обычно он регулируется в пределах от 1 В до долей микровольта.

Выходной attenuator 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 attenuатора.

Комбинированный прибор предназначен для измерения тока, напряжения, сопротивления, а также усиленных параметров транзисторов. Такие приборы часто называют тестерами, или мультиметрами. Характеристики и правила пользования прибором помещены на стенке его корпуса.

Лабораторный стенд предназначается для размещения модулей, содержащих детали и узлы радиоэлектронных схем. Стандартная ячейка для включения модуля

имеет пять гнезд, к которым подведены стабилизированные уровни напряжения питания: $+5\text{ В}$; $+15\text{ В}$; -15 В ; 0 (корпус).

Модуль № 6 представляет собой генератор прямоугольных импульсов. Параметры генерируемых сигналов указаны на лицевой панели модуля.

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 $t_{\text{и}}$, период следования T , напряжение $U_{\text{и}}$.

3. Используя осциллограф в режиме внешней синхронизации развертки, определите:

а) временную взаимосвязь между импульсными напряжениями различных выходов 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 $f_0 = 465\text{ кГц}$, частота модуляции $F = 1000\text{ Гц}$, напряжение на выходе $U_f = 10\text{ мВ}$, глубина модуляции $m = 30\%$). Рассмотрите огибающую этого сигнала на экране осциллографа.

5. Осуществите режим внешней модуляции генератора высокой частоты при следующих условиях: $f_0 = 100\text{ кГц}$, $F = 10\text{ кГц}$, $U_f = 0,1\text{ В}$, $m = 50\%$. Рассмотрите структуру модулированного сигнала на экране осциллографа.

6. С помощью тестера получите карту напряжений на гнездах ячейки 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 аттенюатора, а не непосредственно к выходным клеммам прибора?

Лабораторная работа № 2

Простейшие линейные цепи

Изучаются: прохождение через дифференцирующие и интегрирующие цепи гармонических и импульсных сигналов.

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 цепей.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор звуковых и ультразвуковых частот; импульсный генератор (модуль № 6); лабораторный стенд; модуль № 1.

Сведения из теории

1. См. § 2.5—2.7.
2. Разность фаз $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, двух напряжений $u_1 = U_1 \sin(\omega_0 t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega_0 t + \varphi_2)$ можно определить при помощи осциллографа. Для этого на вход внеш-

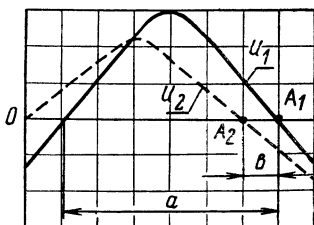


Рис. Л2.1. Примерный вид входного (u_1) и выходного (u_2) сигналов при снятии фазово-частотной характеристики

ней синхронизации подают напряжение u_1 и оставляют его подключенным к этому входу до конца измерений. Далее это же напряжение подают на вход усилителя вертикального отклонения и ручкой вертикального отклоне-

ния луча добиваются симметричного расположения изображения относительно центральной горизонтальной (нулевой) линии измерительной сетки. Затем ручками синхронизации и усиления по X добиваются устойчивого изображения на рабочей части измерительной сетки приблизительно полупериода синусоиды и отмечают точку пересечения A_1 с нулевой линией. При этом расстояние a между этими точками соответствует изменению фазы на 180° (рис. Л2.1).

Оставляя неизменным положение ручек регулировки развертки и горизонтального усиления, подают на вход Y напряжение u_2 и отмечают точку пересечения A_2 новой синусоиды с нулевой линией. Расстояние b между точками пересечения нулевой линии первой и второй синусоидами пропорционально искомой разности фаз, которая вычисляется в градусах из соотношения

$$\Delta\varphi = \frac{b}{a} \cdot 180^\circ.$$

Задания и методические рекомендации

1. Изучите частотную и переходную характеристики дифференцирующей RC -цепи с рекомендованными преподавателем значениями сопротивления и емкости.

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 цепь по схеме, приведенной на рис. Л2.2.

1.4. При постоянной амплитуде напряжения $U_{вх}$ на входе RC -цепи измерьте $U_{вых}$ и сдвиг « b » на частотах 1, 2, 4, 8 и 16 кГц. Результаты измерений запишите в таблицу по форме табл. Л2.1.

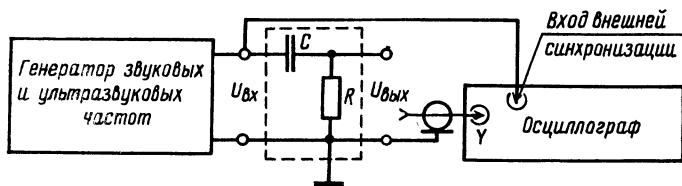


Рис. Л2.2. Схема измерения частотных и фазовых характеристик

Таблица Л2.1

f , кГц	1	2	4	8	16
$U_{вх}$, В					
$U_{вых}$, В					
a , деление					
b , деление					
$K = U_{вых}/U_{вх}$					
$\Delta\varphi = \frac{b}{a} \cdot 180^\circ$					

1.5. По полученным данным вычислите модуль коэффициента передачи K и сдвиг фазы $\Delta\varphi$ и постройте амплитудно-частотную и фазово-частотную характеристики. По каждой из этих характеристик определите граничную частоту и постоянную времени τ исследуемой RC -цепи.

1.6. 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.

1.7. Сравните измеренные характеристики с вычисленными.

2. Соберите интегрирующую цепь из тех же элементов. Измерьте K и $\Delta\varphi$ этой цепи на граничной частоте f_i ; сравните их с K и $\Delta\varphi$, полученными в п. 1.1.

3. Получите и зарисуйте осциллограммы напряжений на выходах дифференцирующей и интегрирующей RC -цепей при подаче на вход прямоугольных импульсов длительностью $t_{и} = \tau$, $t_{и} \ll \tau$, $t_{и} \gg \tau$.

4. Изучите компенсированный делитель напряжения.

4.1. 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. является «паразитной» емкостью.

4.2. Подавая на вход делителя импульсное напряжение с модуля № 6, убедитесь в том, что вследствие интегрирующего действия емкости $C2$ делитель искажает форму сигнала.

4.3. Параллельно резистору $R1$ включите компенсирующую емкость $C1$ (подстроечный конденсатор модуля № 1). Изменяя емкость подстроечного конденсатора, добейтесь неискаженной формы импульса на выходе делителя.

4.4. Измерьте модуль коэффициента передачи некомпенсированного делителя и того же делителя после включения компенсирующей емкости на частотах 2 и 200 кГц, результаты запишите в виде таблицы.

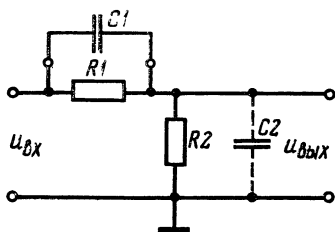


Рис. Л2.3. Компенсация интегрирующей емкости ($C2$) делителя напряжения

пенсированного делителя и того же делителя после включения компенсирующей емкости на частотах 2 и 200 кГц, результаты запишите в виде таблицы.

4.5. На основании полученных данных сделайте качественный 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 $t_{и} = 10^{-6}$ с, а допустимый скол (спад) вершины импульса не более 10 %?

Лабораторная работа № 3

Резонансный контур

Изучаются: основные свойства резонансного контура.

Цель — умение экспериментально определить его параметры и уяснение требований к источникам сигнала при работе с параллельными и последовательными резонансными контурами.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов высокочастотный; лабораторный стенд, модули № 1 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 цепь по схеме на рис. ЛЗ.1 с параллельным резонансным контуром из элементов L и C модуля № 1. Последовательный резистор $R1$ превращает ГСС из генератора напряжения в генератор тока с выходным сопротивлением $R1 = 510 \text{ кОм}$.

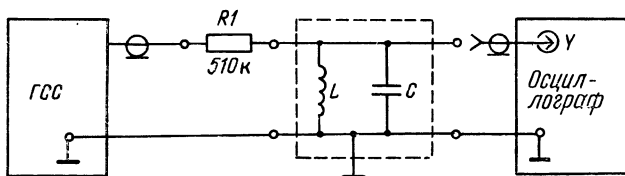


Рис. ЛЗ.1. Схема измерения характеристик параллельного резонансного контура

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 резонансе изображение сигнала занимало всю рабочую часть экрана по вертикали. Запомните установившуюся при этом амплитуду напряжения $U_{\text{рез}}$. Не изменяя уровня входного сигнала, найдите и запишите частоты, при которых отношение амплитуды напряжения на контуре (U) к $U_{\text{рез}}$ принимает значения, указанные в табл. ЛЗ.1.

Таблица ЛЗ.1

f , кГц									
$U/U_{\text{рез}}$	0,1	0,5	0,7	0,9	1,0	0,9	0,7	0,5	0,1

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 $R_{\text{п}}$, индуктивность катушки L , эквивалентное сопротивление при резонансе $R_{\text{э,рез}}$.

2. Соберите цепь последовательным резонансным контуром (рис. ЛЗ.2), используя те же катушку индуктив-

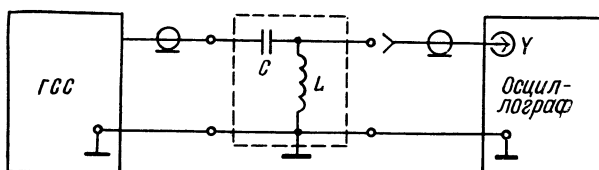


Рис. ЛЗ.2. Схема измерения характеристик последовательного резонансного контура

ности и конденсатор. Найдите резонансную частоту. Измерьте амплитуду напряжения при резонансе на выходе генератора и на катушке индуктивности; вычислите добротность контура.

3. Соберите цепь по схеме на рис. ЛЗ.3 для получения

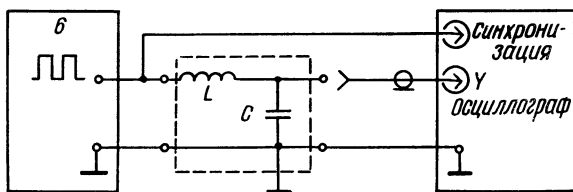


Рис. ЛЗ.3. Схема наблюдения свободных колебаний в последовательном резонансном контуре

свободных колебаний в последовательном LC -контуре. Синхронизируя развертку осциллографа отрицательными перепадами напряжения генератора импульсов, получите осциллограмму затухающих колебаний напряжения на конденсаторе. Из осциллограммы найдите резонансную частоту и добротность контура.

4. 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 на 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 $\text{Fe}^{53} — 3 \cdot 10^{12}$. Можно ли утверждать, что полоса пропускания второй колебательной системы уже?

5. Объясните физические процессы, происходящие в резонансном контуре при возбуждении свободных колебаний.

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, 2, 8.

Сведения из теории

1. См. § 3.2—3.6.

2. Вольт-амперные 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 ЭЛТ вольт-амперные характеристики элементов, называется характериографом. Принцип действия простейшего характериографа поясняется блок-схемой на рис. Л4.1.

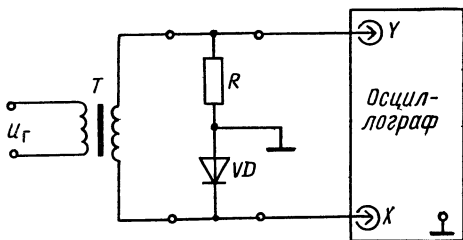


Рис. Л4.1. Схема осциллографирования вольт-амперных характеристик двухполюсников

К цепи, состоящей из последовательно соединенных исследуемого двухполюсника VD и резистора R , через трансформатор T подводится низкочастотное напряжение u_r . Напряжение, снимаемое с двухполюсника VD , поступает на Y -вход осциллографа. Падение напряжения на сопротивлении R , пропорциональное току через двухполюсник VD , поступает на X -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 на экране ЭЛТ и есть вольт-амперная характеристика двухполюсника. Искажения этой характеристики обусловлены двумя основными причинами: нелинейной зависимостью величины отклонения луча на экране от напряжения и неидеальностью (и неидентич-

ностью) 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 вольт-амперную 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 полюсов выхода генератора чаще всего соединен с общим нулевым проводом — кор-

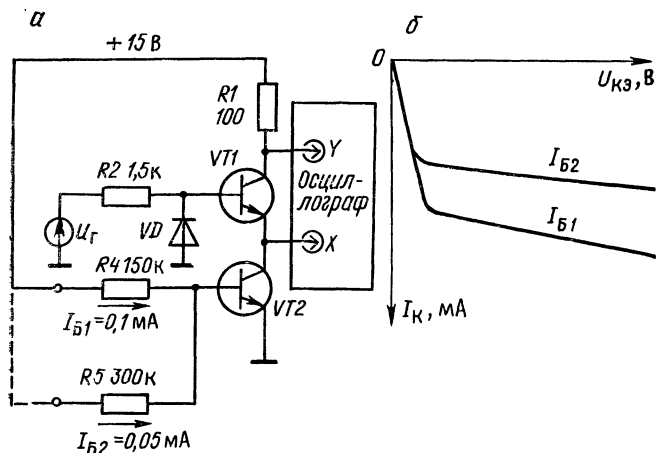


Рис. Л4.2. Схема получения (а) и осциллограммы (б) выходных статических характеристик транзистора

пусом прибора (заземлен). Такой выход называют *несимметричным*. На рис. Л4.2 показано, как может быть снята вольт-амперная характеристика транзистора $VT2$ при фиксированном значении тока базы I_B , если генератор напряжения имеет несимметричный выход. Положительная волна напряжения u_r (отрицательная срезается диодом VD) поступает на коллектор исследуемого транзистора $VT2$, подключенный ко входу X осциллографа.

Поэтому по оси X луч отклоняется пропорционально коллекторному напряжению $U_{кэ}$. Если пренебречь током базы по сравнению с током коллектора, то можно считать, что коллекторный ток I_K исследуемого транзистора $VT2$ протекает через резистор $R1$. Напряжение на сопротивлении $R1$, поступающее на вход Y осциллографа, пропорционально I_K , который легко найти по формуле

$$I_K = \frac{U_Y}{R_1}. \quad (Л4.1)$$

Таким образом, на экране осциллографа наблюдается выходная вольт-амперная характеристика транзистора $VT2$, включенного по схеме с общим эмиттером. Шкала напряжения $U_{кэ}$ калибруется путем подачи на вход X известного напряжения; шкала тока I_K определяется

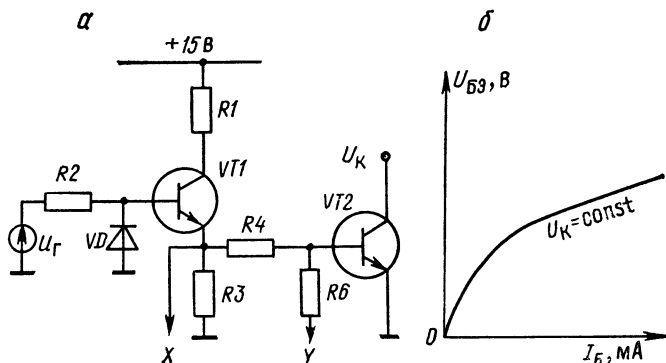


Рис. Л4.3. Схема получения (а) и осциллограмма (б) входной статической характеристики транзистора

путем калибровки входа Y по напряжению и вычисления по формуле (Л4.1).

Характеристику, очень мало отличающуюся от входной характеристики транзистора $VT2$, можно получить на экране осциллографа по схеме на рис. Л4.3. Истинное значение тока базы в этом случае равно:

$$I_B = \frac{U_X - U_Y}{R_4} \Big|_{U_X \gg U_Y} \approx \frac{U_X}{R_4}. \quad (Л4.2)$$

1. Соберите характериограф по схеме на рис. Л4.1. Получите и зарисуйте вольт-амперные характеристики предложенных преподавателем элементов, привязав их к осям координат, пересекающимся в точке ($U=0, I=0$). Нанесите на оси координат значения напряжений и токов. Выберите метод определения значений тока и напряжения, реализуемый при помощи имеющихся приборов и обладающий наименьшей погрешностью. Если один полюс выхода генератора заземлен, включайте его через трансформатор (модуль № 2).

2. Снимите осциллографическим методом выходные характеристики транзистора VT2 модуля № 3.

2.1. Включите осциллограф и подготовьте его к работе (прокалибруйте канал Y и определите чувствительность по входу X).

2.2. Соберите цепь по схеме, приведенной на рис. Л4.2, а. В качестве источника напряжения u_r можно использовать низкочастотный генератор на частоте ~ 200 Гц. Включите напряжение питания стенда. Подключите свободный вывод резистора R4 модуля № 3 к контакту модуля № 8 «+15 В» и установите ток базы исследуемого транзистора $I_{Б1} = 0,1$ мА.

2.3. Зарисуйте характеристику в пределах масштабной сетки экрана осциллографа. При зарисовке всех характеристик особое внимание обратите на точность привязки к осям координат их линейных участков. Не забудьте масштабировать оси координат, нанеся на них численные значения $U_{кэ}$ и $I_{к}$.

2.4. Установите ток базы, равный 0,05 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 цепь по схеме, приведенной 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: $U_{Бэ}$ — по результатам калибровки кана-

ла Y ; I_B — по результатам калибровки канала X и вычисления по формуле (Л4.2).

4. Из полученных характеристик определите β , r_k , 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.

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 вольт-амперную 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: конкретная схема резистивно-емкостного каскада и методы экспериментального определения основных характеристик усилителей.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; генератор сигналов высокочастотный; лабораторный стенд; модули № 4, 6 и 8.

Сведения из теории

1. См. § 4.2.

2. Схема исследуемого в работе аperiodического 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.

Ток базы $I_{Б2}$ транзистора $VT2$ равен току эмиттера $I_{Э1}$ транзистора $VT1$. Нагрузочным током источника уси-
ваемого сигнала и делителя R_1R_2 является ток $I_{Б1}$ тран-
зистора $VT1$, который в $\beta + 1$ раз меньше тока $I_{Э1} = I_{Б2}$.

Следовательно, входное сопро-
тивление составного транзисто-
ра ($VT1, VT2$) приблизительно
в β раз больше входного сопро-
тивления транзистора $VT2$. При
определении входного сопро-
тивления усилителя учтите, что
в схеме усилителя входное со-

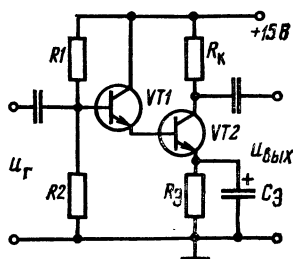


Рис. Л5.1. Транзисторный усилитель
с большим входным сопротивлением

противление составного транзистора шунтируется выход-
ным сопротивлением делителя

$$R_{\text{д}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Задания и методические рекомендации

1. На основе модуля № 4 соберите усилитель по схе-
ме, приведенной на рис. Л5.1.

2. Снимите частотную характеристику усилителя, по-
давая на его вход напряжение постоянной амплитуды
 $U_{\text{г}} = 10$ мВ и измеряя амплитуду выходного напряжения
 $U_{\text{вых}}$ на частотах, указанных в табл. Л5.1. (Удобнее

Таблица Л5.1

$2U_{\text{г}} = 20$ мВ											
f	20 Гц	50 Гц	100 Гц	500 Гц	1 кГц	5 кГц	10 кГц	50 кГц	100 кГц	500 кГц	1 МГц
$2U_{\text{вых}}, \text{В}$											
K											

измерять полный размах напряжения, т. е. двойную амплитуду.)

3. Постройте частотную характеристику $K(f)$ усилителя в логарифмическом масштабе.

4. Из полученной частотной характеристики найдите постоянную времени дифференцирования τ_d и постоянную времени интегрирования τ_i усилителя.

5. Подавая на вход усилителя ослабленные в 128 раз делителем модуля № 8 импульсные сигналы модуля № 6, измерьте τ_d и τ_i усилителя. Результаты измерения сравните с соответствующими значениями, найденными в п. 4.

6. На частоте максимального усиления снимите амплитудную характеристику усилителя, записывая данные по форме табл. Л5.2.

Таблица Л5.2

$2U_{\Gamma}$, мВ	0	5	10	20	40	80	160	320	640
$2U_{\text{вых}}$, В									
$K = \frac{2U_{\text{вых}}}{2U_{\Gamma}}$									

7. Постройте графики амплитудной характеристики и зависимости коэффициента усиления K от амплитуды входного напряжения.

8. Входное сопротивление усилителя определите по уменьшению амплитуды выходного сигнала, обусловленному включением на вход усилителя последовательного сопротивления R_B (рис. Л5.2). Очевидно, что входное сопротивление вычисляется по формуле

$$R_{\text{вх}} = \frac{U'_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}} - U'_{\text{вых}}} R_B, \quad (\text{Л5.1})$$

где $U_{\text{вых}}$ и $U'_{\text{вых}}$ — амплитуда выходного напряжения без R_B и при включенном сопротивлении R_B соответственно.

9. Выходное сопротивление усилителя определите по уменьшению коэффициента усиления под действием нагрузки. Измерьте амплитуды $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{вых2}}$ для двух раз-

ных значений сопротивления нагрузки ($R_{н1} = 10 \text{ кОм}$, $R_{н2} = 1 \text{ кОм}$) и вычислите выходное сопротивление по формуле:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}1}/U_{\text{вых}2} - 1}{R_{н1}/R_{н2} - U_{\text{вых}1}/U_{\text{вых}2}} R_{н1}. \quad (\text{Л5.2})$$

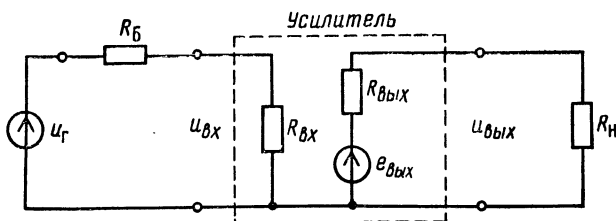


Рис. Л5.2. Эквивалентная схема для вычисления входного и выходного сопротивлений усилителя

10. Пользуясь эквивалентной схемой (см. рис. Л5.2), выведите формулы (Л5.1) и (Л5.2).

Оформление результатов

В отчет включите полную принципиальную схему исследованного усилителя, характеристики усилителя в виде таблиц и графиков.

Контрольные вопросы

1. Какова роль $R_э$ и $C_э$ 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

Изучаются экспериментально: 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; лабораторный стенд; модули № 4 и 7.

См. § 2.13; 4.6; 4.7.

Задания и методические рекомендации

1. На основе модуля № 4 постройте усилитель с отрицательной обратной связью, для чего блокировочным конденсатором $C3$ зашунтируйте только нижнюю часть эмиттерного сопротивления, т. е. резистор $R6$. Обусловленный входным сигналом ток транзистора $VT2$, протекая через сопротивление $R5$, 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 τ_d ; постоянную времени интегрирования τ_i ; 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.

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 7 соберите избирательный усилитель (активный фильтр) по схеме на рис. Л6.1.

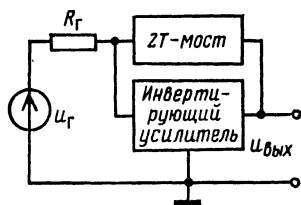


Рис. Л6.1. Структура избирательного усилителя с двойным Т-мостом

Обратите внимание, что для нормальной работы ТТ-моста в этой схеме необходимо иметь большие значения входного сопротивления усилителя и выходного сопротивления источника сигнала (R_T). 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 применимы 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; лабораторный стенд; модули № 6, 8, 9; конденсатор емкостью 10—100 мкФ.

Сведения из теории

См. § 4.11; 4.15.

Задания и методические рекомендации

1. По справочнику ознакомьтесь с характеристиками предложенного для изучения ОУ.

2. Определите напряжение смещения $U_{см}$, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы напряжение на его выходе стало равным нулю. Так как величина $U_{см}$ мала, то для ее измерения можно воспользоваться следующим приемом: собрать на основе исследуемого ОУ усилитель с большим коэффициентом усиления, заземлить его вход ($U_{г} = 0$) и измерить при этом выходное напряжение $U_{вых}$, по значению которого вычислить $U_{см}$. Рекомендация для этих измерений схема приведена на рис. Л7.1. Коэффициент усиления этой схемы по неинвертирующему входу равен:

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_1},$$

поэтому при указанных на рис. Л7.1 значениях элементов схемы

$$U_{\text{см}} \approx -U_{0\text{вых}} \cdot 10^{-3}.$$

3. Из элементов модуля № 9 соберите поочередно усилители с коэффициентами усиления 1; -1 ; 6; -5 . Проверьте соответствие их характеристик расчетным на частотах 100 Гц и 10 кГц.

4. Проверьте правильность работы инвертирующего аналогового сумматора.

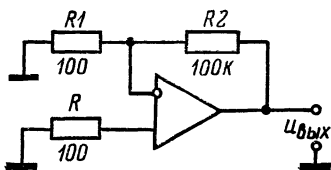


Рис. Л7.1. Схема измерения напряжения смещения ОУ

5. Соберите поочередно дифференциатор и интегратор с ОУ при рекомендованных преподавателем значениях R и C . В схеме интегратора конденсатор зашунтируйте сопротивлением 3 МОм. При этом замыкается цепь отрицательной обратной связи по постоянному току, чем обеспечивается стабильность режима ОУ. Предложите метод проверки правильности работы схем при помощи имеющихся на рабочем месте приборов и модулей. Проверьте работу собранных устройств.

6. Сравните работу дифференциатора и интегратора на основе ОУ и на основе простых RC -цепей при тех же значениях R и C .

Оформление результатов

В отчет включите схемы всех изученных при выполнении лабораторной работы устройств, результаты измерений, графики и выводы.

Контрольные вопросы

1. Назовите характеристики идеального ОУ.
2. Определите понятие «напряжение смещения» для ОУ.
3. При каких условиях могла бы правильно работать простейшая схема интегратора с ОУ на рис. 4.21?

Лабораторная работа № 8

Генерирование колебаний

Изучаются экспериментально: схемы RC -генераторов квазигармонических и релаксационных колебаний.

Приборы и модули: электронный осциллограф; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; модули № 1, 4, 7, 9.

Сведения из теории

См. § 5.1—5.3.

Задания и методические рекомендации

1. Изучите RC -генератор квазигармонических колебаний.

1.1. Трехзвенная цепочка из одинаковых дифференцирующих RC -звеньев обеспечивает сдвиг фазы колебаний на π при частоте

$$f_0 = (2\pi \sqrt{6} RC)^{-1}.$$

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.

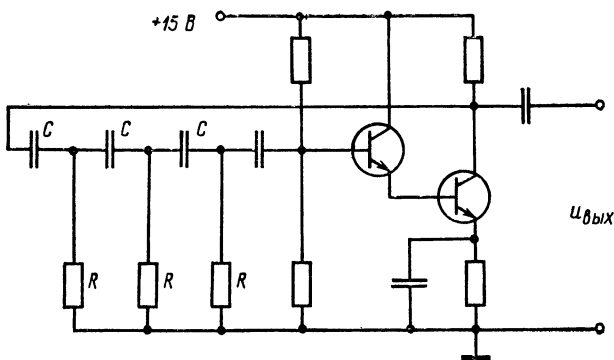


Рис. Л8.1. Принципиальная схема RC -генератора синусоидальных колебаний

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 $R1 = 2\text{—}10\text{ кОм}$; $R2 = 1\text{—}4\text{ кОм}$; $R = 10\text{—}100\text{ кОм}$; $C = 0,01\text{—}0,1\text{ мкФ}$.

2.2. Рассчитайте период генерации и сравните его с периодом реально генерируемого сигнала.

2.3. Подайте на неинвертирующий вход ОУ через де-

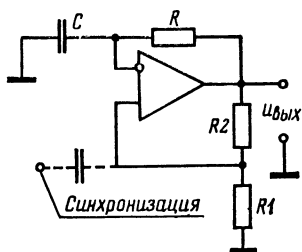


Рис. Л8.2. Принципиальная схема релаксационного генератора

литель 1 : 10 и разделительный конденсатор 1—5 нФ синхронизирующий сигнал от звукового генератора. Используя осциллограф, определите интервал частот, в 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 автогенераторов 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: амплитудный модулятор, преобразователь частоты и синхронный детектор.

Приборы и модули: генератор сигналов высокочастотный; генератор сигналов звуковых и ультразвуковых частот; электронный осциллограф; тестер; лабораторный стенд; модули № 1, 5, 8, 9.

Сведения из теории

1. См. § 4.10; 6.3—6.5.

2. Параметрическое преобразование сигнала u_1 получим путем управления крутизной вольт-амперной характеристики $p-n$ -перехода, в частности перехода эмиттер — база транзистора с помощью управляющего напряжения u_2 .

По определению, крутизна передаточной вольт-амперной характеристики транзистора

$$S = \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}}. \quad (\text{Л9.1})$$

Используя (3.1) и считая, что $I_K \approx I_\Theta$, получим

$$S \approx \left. \frac{\partial I_\Theta}{\partial U_{БЭ}} \right|_{(3.1)} = \frac{I_\Theta}{\Phi_T}. \quad (\text{Л9.2})$$

В соответствии с обозначениями на рис. Л9.1 при выполнении условия $I_0 R_\Theta \gg$

$\gg U_{БЭ}$ ток эмиттера транзистора $VT3$ можно считать равным $i_\Theta \approx u_2/R_\Theta$, более того, пренебрегая током базы $VT3$, считаем, что и коллекторный ток равен этой же величине

$$I_0 \approx u_2/R_\Theta. \quad (\text{Л9.3})$$

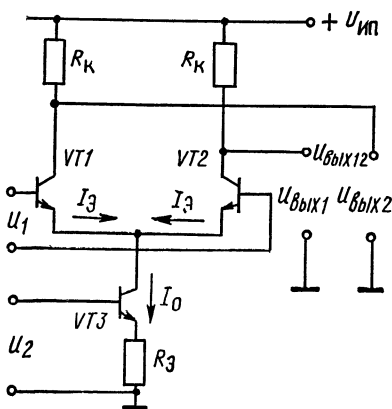


Рис. Л9.1. Упрощенная схема дифференциального усилительного каскада, используемого в параметрических преобразователях

Если $u_1 < \varphi_T$, то каждый из транзисторов $VT1$ и $VT2$ усиливает напряжение u_1 в SR_K раз, поэтому

$$u_{\text{вых } 12} = 2SR_K u_1 \Big|_{\substack{(\text{Л9.2}) \\ (\text{Л9.3})}} = \frac{R_K}{R_{\Sigma \varphi_T}} u_2 u_1 = Ku_2 u_1 \quad (\text{Л9.4})$$

и $u_{\text{вых } 12}$ пропорционально произведению u_1 и u_2 . Такие устройства называют аналоговыми перемножителями.

Схема на рис. Л9.1 является устройством, имеющим коэффициент передачи Ku_2 для входного напряжения u_1 , поэтому на ее основе можно реализовать параметрическое преобразование сигнала u_1 .

Задания и методические рекомендации

1. Исследуйте зависимость коэффициента усиления дифференциального каскада от тока I_0 . Для этого:

1.1. Соберите цепь по схеме, приведенной на рис. Л9.2.

1.2. Подайте на вход 1 напряжение $U_c = 10$ мВ от звукового генератора, настроенного на частоту 10 кГц, и, изменяя I_0 при помощи резистора $R6$, измерьте $U_{\text{вых}} = f(I_0)$. Данные занесите в таблицу по форме табл. Л9.1.

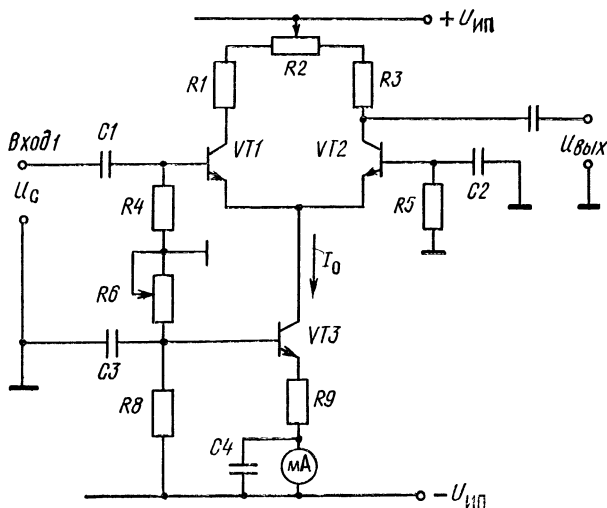


Рис. Л9.2. Схема для исследования зависимости коэффициента усиления дифференциального усилительного каскада от эмиттерного тока транзисторов

Таблица Л9.1

$f_c = 10 \text{ кГц};$			$U_c = 10 \text{ мВ}$							
$I_0, \text{ мА}$	0,125	0,25	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4
$U_{\text{вых}}, \text{ В}$										
$K = U_{\text{вых}}/U_c$										

1.3. Постройте график $K = U_{\text{вых}}/U_c = f(I_0)$ в линейном масштабе. Выделите на графике участок, на котором отклонение от линейной зависимости не превышает 10 %. Установите значение тока I_0 , соответствующее середине этого участка, и при выполнении всех последующих заданий оставьте неизменным это значение тока.

1.4. Отключите миллиамперметр, заменив его перемычкой.

2. Исследуйте работу преобразователя в режиме синхронного детектирования:

2.1. Соберите цепь по схеме, приведенной на рис. Л9.3.

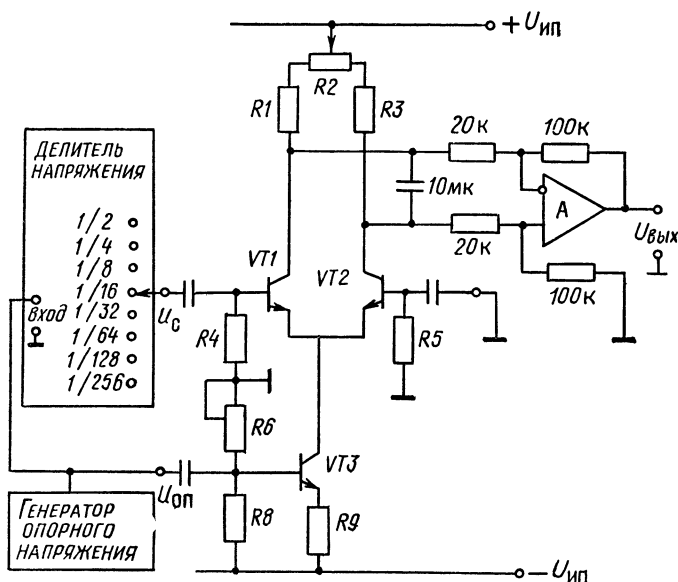


Рис. Л9.3. Схема для исследования характеристик синхронного детектора

В качестве генератора опорного сигнала используйте низкочастотный генератор.

2.2. Установите амплитуду опорного напряжения $U_{оп} = 1,28$ В и частоту $f_{оп} = 10$ кГц.

2.3. В качестве детектируемого испытательного сигнала используйте ослабленное делителем напряжение

Таблица Л9.2

$f_{оп} = 10$ кГц;					$U_{оп} = 1,28$ В				
U_c , мВ	0	5	10	20	40	80	160	320	640
$U_{вых}$, В									
$K_d = U_{вых}/U_c$									

опорного сигнала, при этом будет обеспечено условие синхронности, требуемое для эффективной работы синхронного детектора.

2.4. При $u_c = 0$ сбалансируйте построенный синхронный детектор: потенциометром $R2$ модуля № 5 добейтесь значения $U_{вых} = 0$.

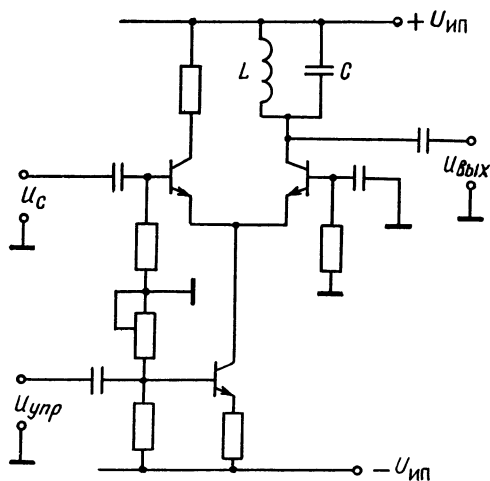


Рис. Л9.4. Схема для исследования характеристик амплитудного модулятора ($u_c = u_{нес}$; $u_{упр} = u_{мод}$) и преобразователя частоты ($u_c = u_{нес}$; $u_{упр} = u_r$)

2.5. Изменяя амплитуду детектируемого напряжения U_c путем поочередного подключения входа синхронного детектора к выходам (1/256; 1/128; ...; 1/2) делителя опорного напряжения, снимите зависимость коэффициента детектирования $K_d = U_{\text{вых}}/U_c$ от U_c . Данные записывайте в таблицу по форме табл. Л9.2.

2.6. Постройте график зависимости $K_d = f(U_c)$. Определите рабочий диапазон синхронного детектора для погрешности коэффициента детектирования $\pm 10\%$.

3. Исследуйте работу преобразователя в режиме амплитудной модуляции.

3.1. Соберите цепь по схеме, приведенной на рис. Л9.4.

Таблица Л9.3

$U_{\text{нес}} = 5 \text{ мВ};$		$f_{\text{нес}} = 200 \text{ кГц};$				$F = 2 \text{ кГц}$		
$U_{\text{мод}}, \text{ В}$	0	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	2,0
$U_{\text{мах}}, \text{ В}$								
$U_{\text{мин}}, \text{ В}$								
$m, \%$								

3.2. На вход u_c подайте напряжение несущей частоты ($u_c = u_{\text{нес}} = 5 \text{ мВ}$), при $U_{\text{упр}} = 0$ настройте генератор на резонансную частоту контура LC .

3.3. К входу управления « $u_{\text{упр}}$ » подключите низкочастотный генератор. Снимите зависимость коэффициента модуляции m от модулирующего напряжения $U_{\text{мод}}$ при частоте модулирующего сигнала 2 кГц. Данные записывайте в таблицу по форме табл. Л9.3.

Оформление результатов

В отчет включите все исследованные схемы, таблицы полученных данных и соответствующие им графики в удобной для анализа форме.

Контрольные вопросы

1. Как работает дифференциальный усилитель в режиме параметрического преобразователя?

2. Чем отличается преобразователь частоты от амплитудного модулятора?

3. Почему синхронный детектор малочувствителен к помехам?

Лабораторная работа № 10

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 ультракоротких волн (УКВ), приведена на рис. Л10.1.

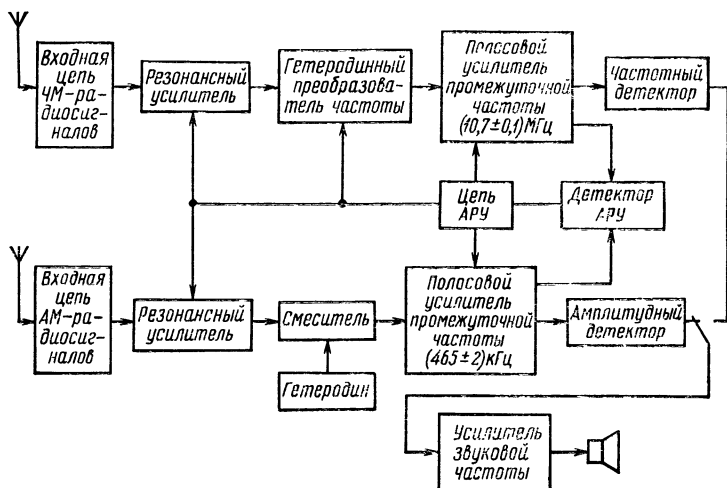


Рис. Л10.1. Функциональная схема супергетеродинного радиоприемника

Основное усиление АМ-сигналов в радиоприемнике производится на неизменной промежуточной частоте $f_{п}$. 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 ($f_c = f_r + f_n$), так и от радиостанции с несущей, меньшей частоты гетеродина ($f'_c = f_r - f_n$). Один из этих сигналов — полезный, второй, называемый «зеркальным», — помеха.

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.

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, подклю-

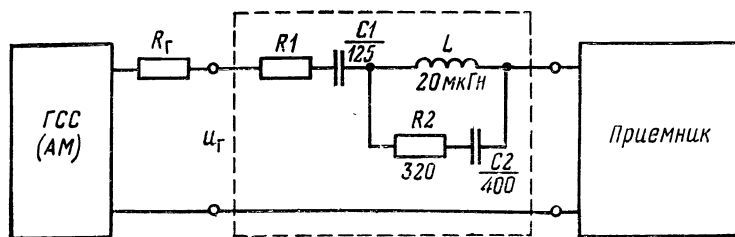


Рис. Л10.2. Включение стандартного эквивалента антенны для измерения характеристик АМ-тракта радиоприемника; $R_1 = (80 - R_r)$ Ом

чая ГСС к антенному входу приемника через эквивалент антенны (рис. Л10.2). При испытании переносных приемников ГСС подключают к сложенной штыревой антенне через конденсатор малой емкости (10 пФ).

Чувствительность радиовещательных приемников измеряют при глубине амплитудной модуляции $m = 0,3$,

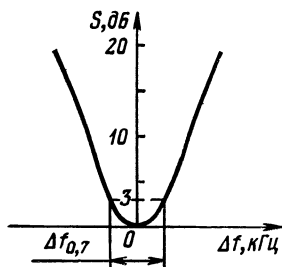
частоте модуляции $F = 400$ Гц или 1 кГц и выходной мощности $P_{\text{вых}} = 50$ мВт.

Избирательность характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из суммы сигналов на его входе. Наиболее полно избирательность характеризуется кривой избирательности (селективности)

$$S(\Delta f) = \frac{u_r(f_0 + \Delta f)}{u_r(f_0)},$$

где $u_r(f_0)$ — соответствующее чувствительности приемника напряжение на выходе ГСС (см. рис. Л10.2) при настройке его частоты на резонансную частоту f_0 приемника, а $u_r(f_0 + \Delta f)$ — при расстройке частоты генератора относительно f_0 на Δf (рис. Л10.3).

Часто нет необходимости снимать полностью кривую избирательности, а достаточно определить избиратель-



ность для частот, на которых наиболее вероятно проникновение в канал приемника помех. Обычно измеряют избирательность по соседнему и прямому каналам.

Избирательность по соседнему каналу измеряют так. Сначала измеряют чувствительность

Рис. Л10.3. Кривая избирательности радиоприемника

приемника при точной настройке ГСС на заданную частоту f_0 . Затем, не изменяя настройки приемника, изменяют частоту ГСС на $\pm \Delta f_{\text{с.к}}$ и снова измеряют чувствительность. Величину $\Delta f_{\text{с.к}} = f_{\text{с.к}} - f_0$ на средних и длинных волнах берут равной 10 кГц, на коротких волнах $\Delta f_{\text{с.к}} = 25$ кГц, на метровых волнах $\Delta f_{\text{с.к}} = 100$ кГц. Отношение чувствительности при расстройке на $\Delta f_{\text{с.к}}$ 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 ($\Delta f_{\text{з.к}} = 2f_{\text{п}}$).

Избирательность по прямому каналу измеряют так. Сначала измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнала. Затем, не меняя на-

стройки 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, ближних 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.

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?

Лабораторная работа № 11

Логические элементы ТТЛ

Изучаются: логические элементы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

Приборы и модули: электронный осциллограф; лабораторный стенд; модули № 6, 10, 11, 12, 13, 14, 18.

Сведения из теории

1. См. § 9.1—9.4.
2. Основные параметры логических элементов.

Быстродействие характеризуется задержкой распространения, которая определяется как интервал времени между сменой состояний входного и выходного сигналов. Входным считается сигнал, появление которого вызвало изменение сигнала на выходе.

Нагрузочная способность, или коэффициент разветвления по выходу, — максимальное число входов логических схем, к которым может быть подключен выход данной схемы.

Помехоустойчивость — предельно допустимое отклонение величины входного сигнала, при котором уровень выходного сигнала остается неизменным.

Генерирование помех происходит при переключении логических элементов из одного состояния в другое. По шинам питания эти помехи воздействуют на другие элементы устройства.

Потребляемая (рассеиваемая) мощность равна произведению напряжения питания на среднее значение потребляемого тока. Мощность зависит от подключенной к выходу логической схемы нагрузки и от среднего значения частоты переключения.

Произведение «задержка \times мощность» характеризует качество серии логических элементов. Чем меньше это произведение, тем лучше серия.

Задания и методические рекомендации

1. Измерьте уровни напряжения выходных сигналов логического элемента НЕ, подавая на его вход уровни логического нуля и логической единицы.

2. Составьте таблицы состояний элементов И, ИЛИ, И — НЕ, ИЛИ — НЕ и проверьте их, используя модули 10—14, 18.

Оформление результатов

В отчет включите функциональные обозначения и таблицы состояний изученных при выполнении лабораторной работы логических элементов, а также принципиальную схему базового элемента И — НЕ транзисторно-транзисторной логики.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные параметры логических ИС.
2. Перечислите факторы, определяющие быстродействие ИС.

Лабораторная работа № 12

Синтез комбинационных схем

Изучаются: комбинационные схемы и их синтез по таблицам состояний.

Приборы и модули: электронный осциллограф; лабораторный стенд; модули № 10, 13 (4 шт.), 14 (4 шт.).

Сведения из теории

См. § 9.3.

Задания и методические рекомендации

1. Синтезируйте три комбинационные схемы, предложенные преподавателем.

2. Синтезируйте четырехходовую комбинационную схему, на выходе которой появляется сигнал «1» при нечетном количестве единиц на входе.

3. Синтезируйте четырехходовую комбинационную схему, на выходе которой появляется сигнал «1» только в тех случаях, когда три входных сигнала — логические единицы.

Оформление результатов

В отчет включите таблицы состояний, карты минимизации и синтезированные схемы.

Контрольные вопросы

1. Сколько существует двух-, трех- и четырехходовых комбинационных схем?

2. Определите понятие «комбинационная схема».

3. Какими факторами определяется быстродействие комбинационных схем?

Лабораторная работа № 13

Триггеры

Изучаются: триггеры типа RS , D , JK с одно- и двухступенчатым запоминанием.

Приборы и модули: электронный осциллограф; лабораторный стенд; модули № 6, 10, 11, 15—18.

Сведения из теории

См. § 9.5.

Задания и методические рекомендации

1. По рис. 9.12—9.16 соберите и проверьте работу триггеров \overline{RS} , RS и D .

2. По рис. 9.17, 9.18 и 9.20 соберите и проверьте работу триггеров с двухступенчатым запоминанием, используя в качестве C -импульса напряжение с выхода Q модуля № 15.

3. Проверьте работу триггеров JK в счетном режиме двумя способами: пользуясь модулями № 15 и 18; при помощи модуля № 6 и осциллографа.

Оформление результатов

В отчет включите схемы, графические обозначения, таблицы состояний и временные диаграммы работы изученных триггеров.

Контрольные вопросы

1. Как составить уравнение, описывающее работу триггера?
2. Как классифицируются входы триггеров?
3. Какие комбинации сигналов на информационных входах приводят к неопределенному состоянию триггеров \overline{RS} , RS , JK ?

Лабораторная работа № 14

Счетчики

Изучаются: синхронные и асинхронные двоичные счетчики и счетчики с произвольным коэффициентом пересчета.

Приборы и модули: электронный осциллограф; лабораторный стенд; модули № 10, 13, 14, 16 (4 шт.).

Сведения из теории

См. § 9.9.

Задания и методические рекомендации

1. По схемам на рис. 9.21—9.23 соберите, проверьте работу и снимите временные диаграммы двоичных счетчиков: суммирующего, вычитающего и реверсивного.

2. Предложите схему для оценки разрешающего времени счетчика с помощью модуля № 6 и осциллографа. Обсудите предлагаемую схему измерения с преподавателем. Выполните необходимые измерения и оцените разрешающее время двоичного счетчика.

3. Синтезируйте счетчик с одним из следующих коэффициентов пересчета 3, 5, 6, 7, 11, 13, 15, согласовав конкретное значение коэффициента с преподавателем.

4. Подайте на вход счетчика импульсы от генератора (модуль № 6). Синхронизируя развертку осциллографа перепадами напряжения триггера старшего разряда синтезированного счетчика, получите на экране осциллографа устойчивое изображение пачки импульсов, число которых равно коэффициенту пересчета. Снимите временную диаграмму работы всех триггеров счетчика.

Оформление результатов

В отчет включите схемы изученных счетчиков и временные диаграммы их работы. Обратите внимание на четкость изображения перепадов напряжений на выходах триггеров и их соответствие фронту (или спаду) импульсов на входе счетчика.

Контрольные вопросы

1. Какими факторами определяется быстродействие двоичных асинхронных, двоичных синхронных и реверсивных счетчиков?

2. Каково минимальное количество триггеров, на которых может быть построен счетчик с коэффициентом пересчета 15, 25, 66, 81, 127?

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 переключек 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 источнику 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.

Лабораторный стенд 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 четыре контактных гнезда. Один из этих контактов находится под потенциалом земли, и относительно него отсчитываются напряжения на остальных гнездах: $+15\text{ В}$; -15 В ; $+5\text{ В}$. Модуль может быть установлен на любое поле единственным образом, что исключает возможность неправильного подключения к нему напряжения питания. Все уровни напряжения стабилизированы и вырабатываются источником питания, принципиальная схема которого приведена на рис. П.19.

Электронные стабилизаторы напряжений $+5\text{ В}$; $+15\text{ В}$ и -15 В собраны по идентичным схемам. Проходные транзисторы в них являются составными ($VT2$, $VT3$), а напряжение ошибки вырабатывается путем подачи на дифференциальный вход A операционного усилителя части выходного напряжения и напряжения на стабилитронах $VD1$. При коротком замыкании выхода транзистор $VT1$ входит в состояние насыщения и своим низким коллекторным напряжением запирает проходной транзистор $VT3$, защищая его от разрушения. В нормальном режиме напряжение на эмиттере транзистора несколько выше

напряжения на базе, поэтому он находится в состоянии отсечки и не влияет на работу стабилизатора.

Модуль 1 (рис. П.1) содержит резисторы, конденсаторы и катушку индуктивности.

Модуль 2 (рис. П.2) содержит разделительный трансформатор T и применяется для получения переменного напряжения, не связанного с земляной шиной, например, для осциллографирования вольт-амперных характеристик различных элементов. Наличие отвода от середины вторичной обмотки позволяет получать парафазное напряжение.

Модуль 3 (рис. П.3) предназначен для осциллографирования характеристик транзистора. Исследуемым является транзистор VT_2 .

Модуль 4 (рис. П.4) содержит набор элементов для построения усилительного RC -каскада и исследования его характеристик. В качестве активного элемента использован составной транзистор по схеме Дарлингтона. Спротивление в эмиттерной цепи транзистора VT_2 создается двумя резисторами (R_5 и R_6), что позволяет строить усилительный каскад как без обратной связи, так и с двумя значениями коэффициента последовательной отрицательной обратной связи по току. Резисторы R_7 и R_8 используются для установления заданной нагрузки усилителя по переменному току при измерении выходного сопротивления каскада. Резистор R_1 может служить в качестве балластного сопротивления 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_2 и R_3 задает режим каскада по постоянному току.

Модуль 5 (рис. П.5) содержит элементы, необходимые для построения дифференциального усилителя. С помощью переменного резистора R_6 устанавливается ток покоя (I_0), от которого зависит начальный коэффициент усиления. Этот ток, а следовательно и коэффициент усиления, можно изменять, подавая на базу транзистора VT_3 через разделительный конденсатор C_3 управляющее напряжение. Используется для построения параметрических преобразователей сигналов.

Модуль 6 (рис. П.6) — генератор импульсов напряжения на синметричном мультивибраторе с периодом около 100 мкс. Это напряжение подано на выход модуля через инвертор ТТЛ. При помощи двоичного счетчика период генерируемых импульсов увеличивается в 2, 4, 8 и 16 раз. Трехходовая схема совпадений и инвертор позволяют получать импульсные последовательности различной скважности.

Модуль 7 (рис. П.7) содержит пассивные RC -фильтры: заградительный фильтр, построенный по схеме двойного T -образного моста; полосовой фильтр по схеме моста Вина и фильтр верхних частот в виде трехзвенной дифференцирующей цепочки. Их применяют в генераторах низкочастотных колебаний 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 8 (рис. П.8) — делитель напряжения типа $R - 2R$ с коэффициентом передачи $K = 1/2; 1/4; 1/8; 1/16; 1/32; 1/64; 1/128; 1/256$. На панель модуля выведены гнезда источника питания $+5$ В; $+15$ В; -15 В.

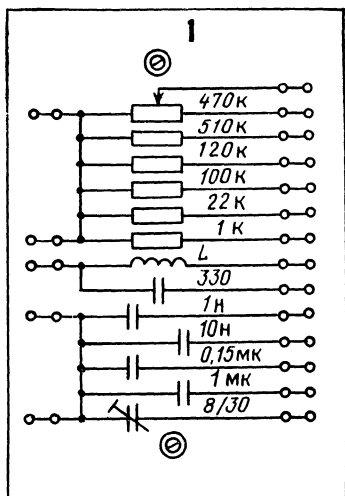


Рис. П.1

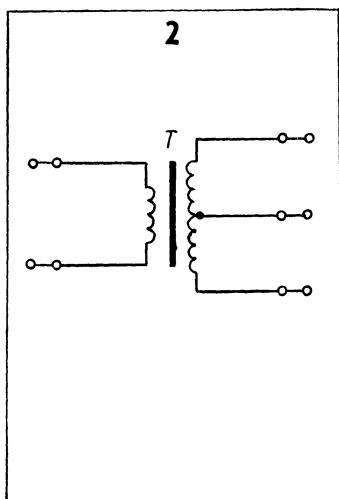


Рис. П.2

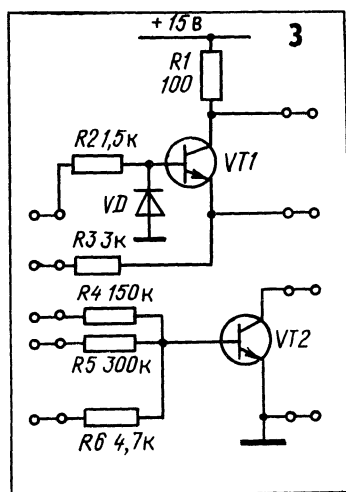


Рис. П.3

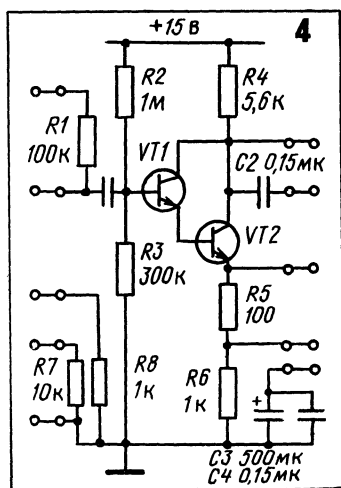


Рис. П.4

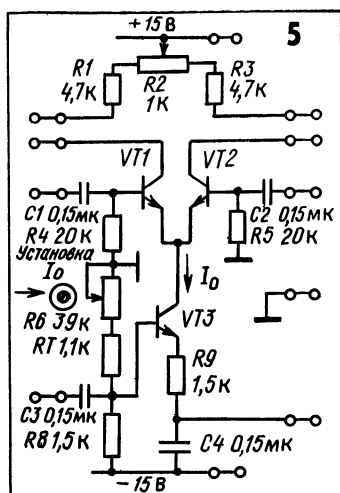


Рис. П.5

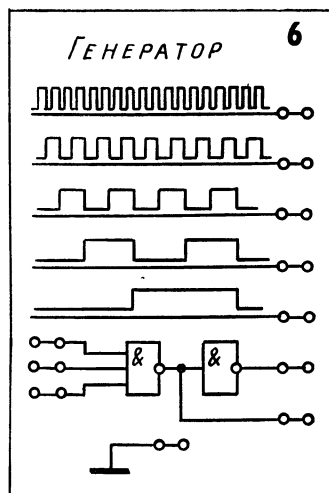


Рис. П.6

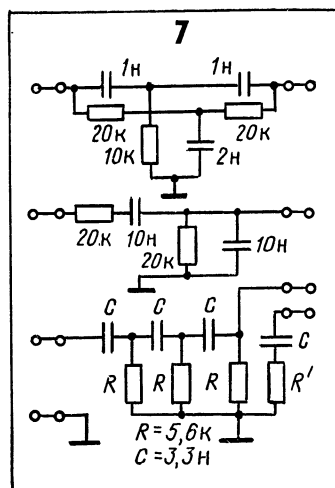


Рис. П.7

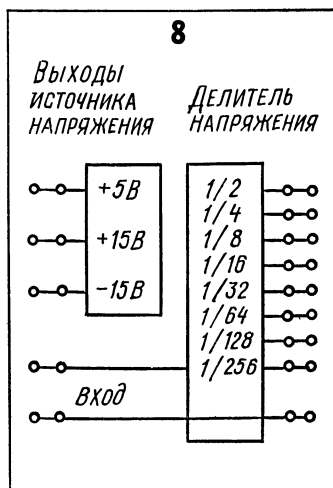


Рис. П.8

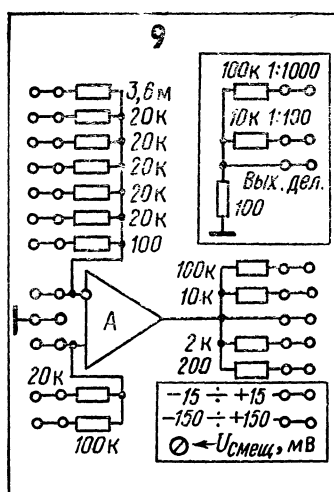


Рис. П.9

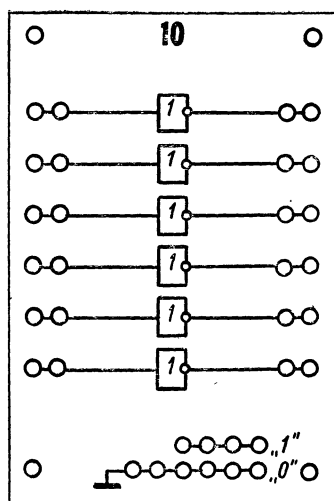


Рис. П.10

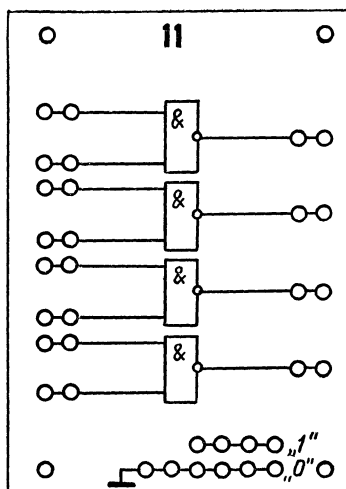


Рис. П.11

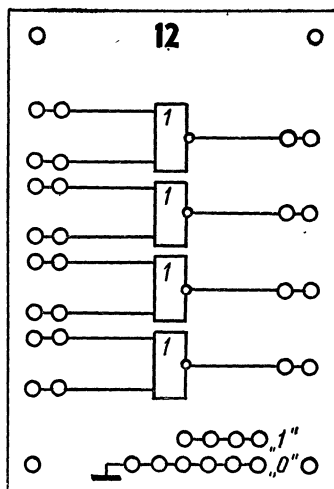


Рис. П.12

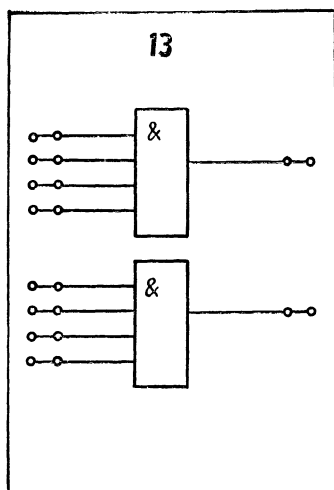


Рис. П.13

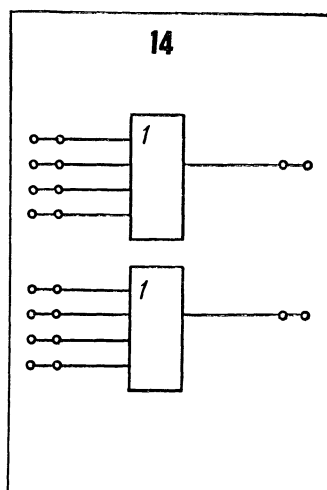


Рис. П.14

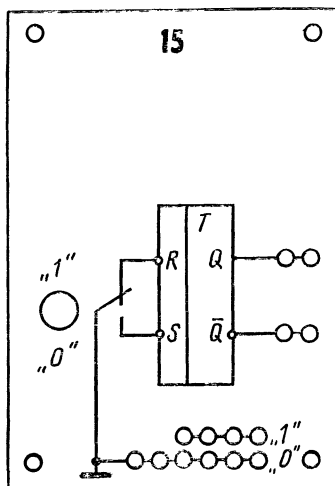


Рис. П.15

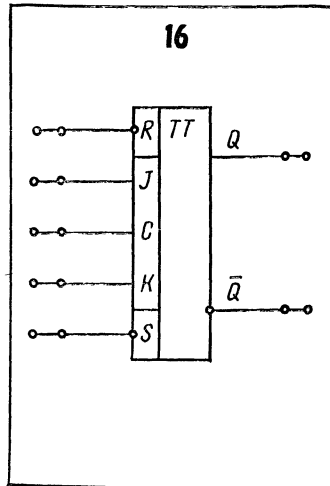


Рис. П.16

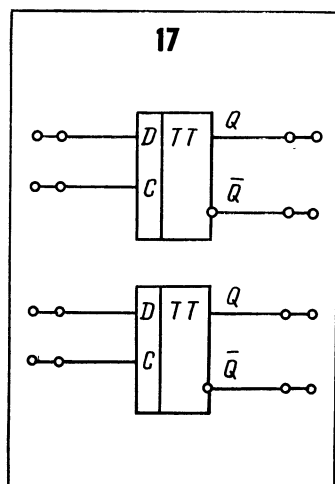


Рис. П.17

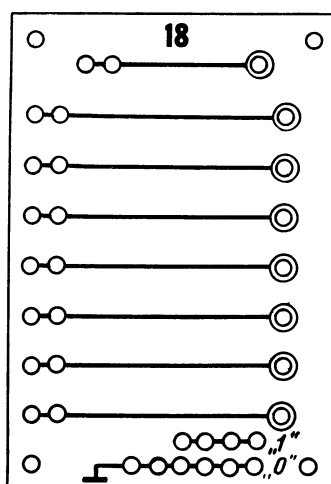


Рис. П.18

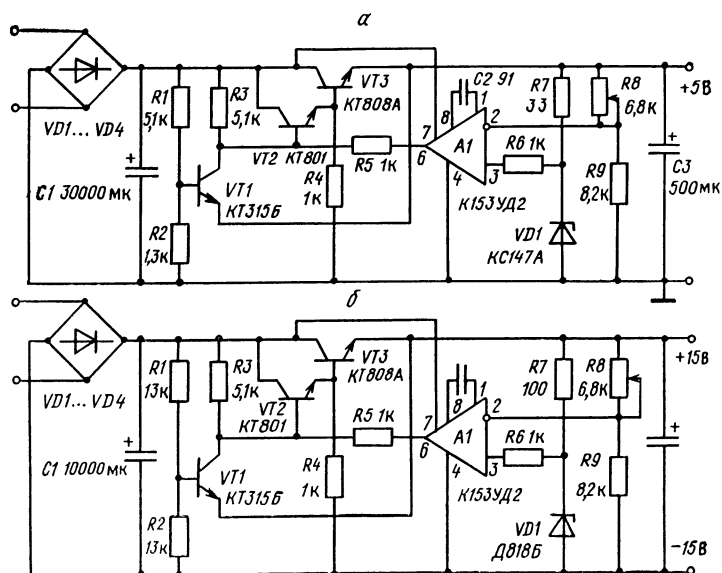


Рис. П.19. Принципиальная схема стабилизатора напряжения $+5\text{ В}$ (а) и $\pm 15\text{ В}$ (б)

Модуль 9 (рис. П.9)— операционный усилитель с набором резисторов, обеспечивающих построение внешних цепей к ОУ, предусмотренных заданиями лабораторных работ. Имеется делитель напряжения для получения напряжения смещения ($U_{см}$), а также делитель для ослабления сигнала в 1000 или в 100 раз.

Модуль 10 (рис. П.10)— 6 элементов НЕ.

Модуль 11 (рис. П.11)— 4 элемента 2И — НЕ.

Модуль 12 (рис. П.12)— 4 элемента 2ИЛИ — НЕ.

Модуль 13 (рис. П.13)— 2 элемента 4И.

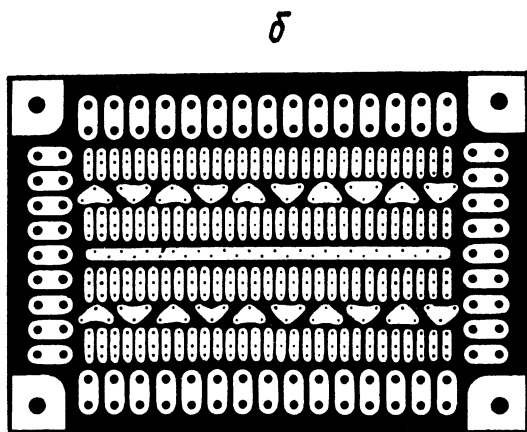
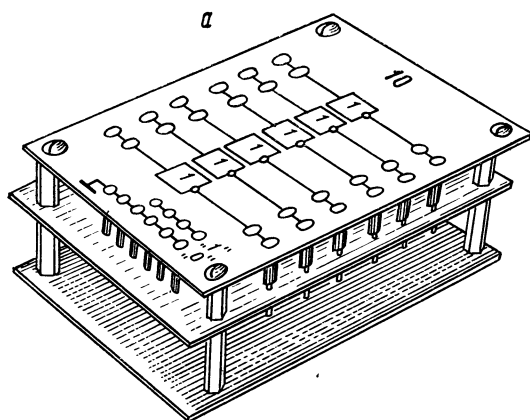


Рис. П.20. Модуль: конструкция (а), центральная плата (б)

Модуль 14 (рис. П.14)— 2 элемента 4ИЛИ.

Модуль 15 (рис. П.15) бездребезговый переключатель уровней напряжения, «логический 0» и «логическая 1» транзисторно-транзисторной логики.

Модуль 16 (рис. П.16)— *JK*-триггер с установочными входами *R* и *S*.

Модуль 17 (рис. П.17)— два *D*-триггера.

Модуль 18 (рис. П.18)— восьмивходовый светодиодный индикатор состояний цифровых элементов.

Источник питания рабочих мест лаборатории построен по схеме, приведенной на рис. П.19.

Конструкция модулей ясна из рис. П.20. Четыре ввинчивающиеся друг в друга стойки фиксируют положение печатной платы с одинаковыми для всех модулей отверстиями и рисунком проводящего слоя. Каждая нижняя и верхняя плата крепится четырьмя винтами, заворачиваемыми в отверстия в торцах стоек, причем на верхнюю плату перед закреплением накладывается схема модуля и тонкая прозрачная пластинка из плексигласа. Нижние платы всех модулей одинаковы, на них закреплены контактные штыри для подключения к источникам питания и фиксации на наборном поле. Контактные гнезда типа применяемых в разъемах марки ШР плотно вставлены в отверстия центральной платы и припаяны к ее печатным проводникам. Эти гнезда входят в отверстия в верхней панели, но не прикрепляются к ней. Конструкция обеспечивает наглядность и легкий доступ ко всем элементам схемы. Для упрощения замены элементов гибкие проводники, соединяющие нижнюю и центральную платы, имеют длину 5—7 см.

ЛИТЕРАТУРА

1. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1985. 504 с.
2. Ушаков В. Н. Основы радиоэлектроники и радиотехнические устройства. М.: Высш. шк., 1976. 424 с.
3. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. М.: Сов. радио, 1980. 424 с.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т.: Пер. с англ./ Под ред. М. В. Гальперина. М.: Мир, 1983. Т. 1. 598 с.; Т. 2. 590 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочник: Пер. с нем./ Под ред. А. Г. Алексенко. М.: Мир, 1982. 512 с.
6. Гивоне Д., Россер Р. Микропроцессоры и микрокомпьютеры: Ввод. курс: Пер. с англ./ Под ред. В. С. Штаркмана. М.: Мир, 1983. 463 с.

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	16
§ 1.1. Классификация сигналов	16
§ 1.2. Спектры периодических сигналов	18
§ 1.3. Спектры непериодических сигналов	20
§ 1.4. Представление отклика линейной цепи в форме интеграла наложения или свертки	23
§ 1.5. Дискретное представление сигналов. Теорема Котельникова	26
§ 1.6. Операционный метод	28
Глава 2. Линейные цепи с сосредоточенными параметрами	29
§ 2.1. Общие свойства линейных цепей	29
§ 2.2. Пассивные элементы электрической цепи	30
§ 2.3. Стационарные сопротивления	31
§ 2.4. Идеальные и реальные источники э. д. с. и тока	33
§ 2.5. Дифференцирующие цепи	34
§ 2.6. Интегрирующие цепи	36
§ 2.7. Атенуаторы, компенсированные делители	37
§ 2.8. Последовательный колебательный контур	39
§ 2.9. Параллельный колебательный контур	42
§ 2.10. Свободные колебания в контуре	45
§ 2.11. Связанные контуры	49
§ 2.12. Четырехполюсники	52
§ 2.13. Фильтры электрических колебаний. Общие характеристики	57
§ 2.14. Пассивные LC-фильтры	61
§ 2.15. Фильтр нижних частот	64
§ 2.16. Согласование фильтров	66
Глава 3. Элементы радиоэлектронных устройств	69
§ 3.1. Резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности	69
§ 3.2. Терморезисторы, варисторы	70
§ 3.3. Диоды, $p-n$ -переход	71
§ 3.4. Некоторые специальные диоды	74
§ 3.5. Транзисторы	77
§ 3.6. Полевые транзисторы	82
§ 3.7. Электровакуумные приборы	85
§ 3.8. Электронно-лучевые приборы	87
§ 3.9. Газоразрядные приборы	88

§ 3.10.	Графический метод анализа схем	90
§ 3.11.	Статические и динамические характеристики нелинейных элементов	92
§ 3.12.	Режим нелинейных элементов по постоянному току	94
§ 3.13.	Стабилизация режима «токовым зеркалом»	96
Глава 4. Электронные усилители		97
§ 4.1.	Классификация и основные характеристики усилителей	97
§ 4.2.	Резистивно-емкостный каскад	101
§ 4.3.	Многокаскадные усилители	105
§ 4.4.	Коррекция частотной характеристики	106
§ 4.5.	Избирательные усилители	109
§ 4.6.	Обратная связь в усилителях	110
§ 4.7.	Основные характеристики усилителя с обратной связью	113
§ 4.8.	Повторители напряжения	116
§ 4.9.	Усилители постоянного тока	119
§ 4.10.	Дифференциальный усилитель	120
§ 4.11.	Операционные усилители	124
§ 4.12.	Операционный усилитель как элемент для выполнения математических операций	127
§ 4.13.	Некоторые схемы на операционных усилителях . .	130
§ 4.14.	Усилители мощности	133
§ 4.15.	Активные фильтры	138
Глава 5. Генерирование колебаний		139
§ 5.1.	Автоколебательная система	140
§ 5.2.	Автогенератор	141
§ 5.3.	Низкочастотные генераторы	144
§ 5.4.	Релаксационные генераторы	147
§ 5.5.	Генераторы СВЧ, клистрон	150
§ 5.6.	Магнетрон	152
§ 5.7.	Твердотельные генераторы СВЧ	154
Глава 6. Нелинейные и параметрические преобразования сигналов		156
§ 6.1.	Аппроксимация вольт-амперных характеристик нелинейных элементов	156
§ 6.2.	Прохождение гармонического сигнала через нелинейную цепь. Умножение частоты	157
§ 6.3.	Параметрические преобразования сигналов	158
§ 6.4.	Модуляция	165
§ 6.5.	Модуляторы	167
§ 6.6.	Детектирование	169
§ 6.7.	Детекторы ЧМ-колебаний	170
§ 6.8.	Принцип параметрического усиления	173
§ 6.9.	Прецизионное выпрямление	176
Глава 7. Линейные цепи с распределенными параметрами		177
§ 7.1.	Длинные линии, телеграфные уравнения	177
§ 7.2.	Линия без потерь, волновые уравнения	178
§ 7.3.	Отражение волн на концах линии	181

§ 7.4.	Входное сопротивление линии	183
§ 7.5.	Нестационарные процессы в линиях	185
§ 7.6.	Реальные линии	187
§ 7.7.	Применение отрезков длинных линий	187
§ 7.8.	Волноводы	189
Глава 8.	Шумы	193
§ 8.1.	Тепловые шумы	193
§ 8.2.	Избыточные шумы	199
§ 8.3.	Шумы активных элементов	201
§ 8.4.	Шумовые характеристики систем	202
§ 8.5.	Выделение сигналов из шума	204
§ 8.6.	Измерители с синхронным детектором	206
§ 8.7.	Когерентное суммирование	208
Глава 9.	Основные схемы цифровых устройств	210
§ 9.1.	Цифровая электроника и булева алгебра	210
§ 9.2.	Основные правила булевой алгебры	214
§ 9.3.	Комбинационные схемы	216
§ 9.4.	Базовые схемы	218
§ 9.5.	Триггеры	225
§ 9.6.	Синхронизируемые триггеры	228
§ 9.7.	Триггеры с двухступенчатым запоминанием	229
§ 9.8.	Триггеры с T -входом, JK -триггеры	231
§ 9.9.	Регистры	232
§ 9.10.	Схемы преобразования и коммутации	238
§ 9.11.	Сумматоры	240
§ 9.12.	Тристабильные схемы	242
§ 9.13.	Общая шина	244
§ 9.14.	Цифро-аналоговые преобразователи	246
§ 9.15.	Аналого-цифровые преобразователи	249
Лабораторный практикум		252
Общие положения, методические замечания		252
Лабораторная работа № 1.	Основные радиоэлектронные измерения и измерительные приборы	253
Лабораторная работа № 2.	Простейшие линейные цепи	259
Лабораторная работа № 3.	Резонансный контур	263
Лабораторная работа № 4.	Основные статические характеристики и параметры нелинейных элементов	265
Лабораторная работа № 5.	Простейшие усилительные каскады	270
Лабораторная работа № 6.	Обратная связь в усилителях	273
Лабораторная работа № 7.	Операционный усилитель (ОУ)	275
Лабораторная работа № 8.	Генерирование колебаний	277
Лабораторная работа № 9.	Параметрические преобразования сигналов	279
Лабораторная работа № 10.	Супергетеродинный радиоприемник	284
Лабораторная работа № 11.	Логические элементы ТТЛ	287
Лабораторная работа № 12.	Синтез комбинационных схем	289
Лабораторная работа № 13.	Триггеры	289
Лабораторная работа № 14.	Счетчики	290
Приложение		292
Литература		300

*Михаил Константинович Ефимчик
Станислав Станиславович Шушкевич*

ОСНОВЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Заведующий редакцией *Б. С. Мельников*
Редактор *М. Г. Хаятина*
Мл. редактор *Т. А. Рыжкова*
Художественный редактор *Р. В. Кондрад*
Технический редактор *В. П. Безбородова*
Корректоры *Л. З. Рахлевская, Л. В. Лебедева*

ИБ № 967

Сдано в набор 04.06.85. Подписано в печать 03.04.86. АТ 00066. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 15,96. Усл. кр.-отт. 15,96. Уч.-изд. л. 16,63. Тираж 9190 экз. Заказ 310. Цена 85 коп.

Издательство «Университетское» Госкомиздата БССР. 220048. Минск, проспект Машерова, 11.

Ордена Трудового Красного Знамени типография издательства ЦК КПБ. Минск, Ленинский проспект, 79.

