

В. И. Галкин

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Допущено Министерством электронной
промышленности СССР в качестве
учебного пособия для средних
специальных учебных заведений
по специальности 0658 «Производство
микроэлектронных устройств»

МИНСК

«Вышэйшая школа»

1989

ББК 32.859я723
Г16
УДК 621.38 (075.32)

Рецензенты: преподаватель Московского техникума
электронных приборов *М. Г. Крутякова*; начальник сектора
Московского института теплотехники *В. П. Кустов*

Галкин В. И.

Г16 Промышленная электроника: Учеб. пособие.—
Мн.: Выш. шк., 1989.—336 с.: ил.
ISBN 5-339-00075-3.

В пособии рассматриваются конструктивные особенности, принцип работы пассивных и активных элементов радиоэлектронной аппаратуры, физические процессы и основные качественные показатели усилителей и генераторов синусоидального и импульсного напряжений. Приводятся сведения о формирователях импульсов, триггерных устройствах, микропроцессорах.

Предназначается учащимся средних специальных учебных заведений по специальности 0658 «Производство микроэлектронных устройств», может быть полезно учащимся профтехучилищ соответствующего профиля, студентам вузов.

2202070500—008
Г М304(03)—89—81—88

ББК 32.859я723

ISBN 5-339-00075-3

© Издательство
«Вышэйшая школа», 1989.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Одной из задач, вытекающих из исторических решений XXVII съезда КПСС, является реконструкция народного хозяйства страны на основе научно-технического прогресса. Как сказано в Политическом докладе ЦК КПСС XXVII съезду, «на темпы технической реконструкции огромное влияние окажет широкая электронизация и комплексная автоматизация производства». В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года определены конкретные задания по разработке и массовому освоению современной компьютерной техники и развитию элементной базы электроники.

Данное учебное пособие предназначено для изучения дисциплины «Промышленная электроника и микроэлектроника» и написано в соответствии с программой по специальности 0658 «Производство микроэлектронных устройств» для средних специальных учебных заведений.

Промышленная электроника является составной частью более общей отрасли науки и техники, называемой электроникой. Она занимается вопросами применения электронных приборов в различных отраслях промышленности, а также обслуживания этих отраслей электронными измерительными устройствами, устройствами контроля, управления и преобразования электрической энергии.

Предмет «Промышленная электроника» базируется на знаниях, полученных учащимися при изучении физики, ТОЭ, полупроводниковых приборов, и предшествует изучению «Интегральных микросхем, микропроцессоров и основ их проектирования». Он предусматривает изучение физических основ и принципов работы аналоговых, дискретных и комбинированных элементов, устройств и систем, а также знакомство с их практическим применением.

Первые три главы учебного пособия содержат основные сведения об электронных приборах и электронных схемах. Здесь рассматриваются устройства, принципы действия, характеристики, параметры, способы включения и области применения пассивных и активных электронных приборов, виды электрических колебаний в параллельном и последовательном колебательных контурах.

Следующие пять глав посвящены аналоговым устройствам электроники — усилителям и генераторам. В качестве признака, определившего последовательность рассмотрения различных типов усилителей, выбран способ осуществления связи между каскадами. На основании этого признака все усилители разделены на две группы: усилители с реостатно-емкостными и трансформаторными связями, или усилители переменного напряжения, и усилители с гальваническими связями (УГС), позволяющие усиливать как переменные, так и медленно изменяющиеся напряжения и напряжения постоянного тока.

В главах 9—12 приводятся основные понятия импульсной техники, а также рассматриваются импульсные устройства на дискретных и интегральных элементах: формирователи и генераторы импульсных сигналов, базовые логические элементы и триггерные структуры.

Глава 13 знакомит с цифровыми и комбинированными электронными устройствами, образующими ядро современных вычислительных устройств и систем. В ней даются принципы построения регистров, счетчиков импульсов, преобразователей кодов, запоминающих устройств, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей.

В 14-й главе рассматриваются архитектура и принцип действия микропроцессора и микроЭВМ, приводятся сведения об областях использования микроЭВМ в промышленности и народном хозяйстве.

Заключительная 15-я глава посвящена энергетическим электронным устройствам. В ней излагаются принципы построения однофазных выпрямителей и стабилизаторов напряжения.

Значительное место в учебном пособии отведено рассмотрению физической сущности процессов и взаимодействию отдельных элементов электронных устройств. При отборе теоретического материала и его изложении ставилась цель свести к минимуму обращение читателя к дополнительной литературе.

Автор выражает благодарность преподавателю Московского техникума электронных приборов Крутяковой М. Г. и начальнику сектора Московского института теплотехники Кустову В. П. за тщательное и высококвалифицированное рецензирование рукописи, а также преподавателю Минского радиотехнического техникума Южаковой Н. Ф. за рекомендации при подготовке рукописи.

Автор

Глава 1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМАХ

1.1. ЕДИНСТВО ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

Комплектующие элементы радиоэлектронной аппаратуры и классификация электронных приборов. Для создания узлов радиоэлектронной аппаратуры применяются различные типы электронных электровакуумных и полупроводниковых приборов, резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, элементы коммутации и индикации и др. Используя эти комплектующие элементы, можно создать устройства, осуществляющие усиление, генерирование, выпрямление, фильтрацию и другие преобразования электрических сигналов.

Общим свойством всех электронных приборов является то, что они осуществляют преобразование одного вида энергии в другой. Причем нужный вид преобразования можно получить с помощью как электровакуумных, так и полупроводниковых приборов. С этой точки зрения все электронные приборы независимо от характера используемой в них рабочей среды можно разбить на три основные группы: электропреобразовательные, электросветовые и фотоэлектрические (фотоэлектронные).

Электропреобразовательные приборы используются для изменения параметров электрических величин. Например, электрический ток приобретает другую частоту или форму, из переменного преобразуется в постоянный.

Электросветовые приборы применяются для преобразования электрического тока или напряжения в световое излучение. Такими приборами, например, являются электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), применяемые в телевизорах, осциллографах и других индикаторах.

Фотоэлектрические приборы (фотоэлементы, фотодиоды, передающие ЭЛТ и др.) по принципу действия являются обратными электросветовым: в них световое излучение преобразуется в электрический ток.

Технические показатели любой РЭА в значительной степени определяются параметрами и свойствами комп-

лекующих радиоэлементов. Основными требованиями, предъявляемыми к радиоэлементам РЭА, являются точность и стабильность параметров, надежность, стойкость к различным воздействиям (изменениям температуры, влажности, освещенности, радиации и т. п.), способность работать в заданном диапазоне частот, быстроедействие, электрическая прочность, возможность миниатюризации и микроминиатюризации, технологичность. Последнее требование определяет возможную степень автоматизации и механизации изготовления радиоэлементов.

Стандартизация изделий РЭА. Одним из важнейших средств ускорения технического прогресса и повышения качества продукции, в том числе продукции радиоэлектронной промышленности, является стандартизация изделий РЭА.

Стандартизация — это установление и применение правил для упорядочения деятельности в определенной области на пользу и при участии всех заинтересованных сторон (заказчика, конструктора, потребителя и производителя продукции). Стандартизация в области радиоэлектроники предусматривает решение ряда задач, в том числе:

- установление единых терминов, обозначений и величин в области радиоэлектроники;

- установление единых систем документации, классификации и кодирования всей продукции и технико-экономической информации;

- развитие унификации и агрегатирования промышленной продукции как важнейшего условия специализации производства;

- установление норм, требований и методов в области проектирования и производства продукции с целью обеспечения оптимального качества и исключения нерационального многообразия видов, марок и типоразмеров продукции, расширения и улучшения ассортимента, повышения качества товаров.

Задачи стандартизации решаются путем разработки и внедрения стандартов с последующим контролем за их соблюдением. Стандарт может быть в виде:

- документа, предусматривающего выполнение ряда требований (норм);

- основной единицы или физической константы, например вольт, абсолютный нуль;

- какого-либо предмета (эталоны) для физического сравнения, например эталон длины 1 м.

Объектами стандартизации являются термины, обозначения, нормы, правила, требования, конкретная продукция и процессы, многократно используемые в различных сферах народного хозяйства.

В соответствии с головным стандартом (ГОСТ 1.0—85) стандарты в СССР делятся на следующие категории:

государственные стандарты СССР — ГОСТ;

отраслевые стандарты — ОСТ;

республиканские стандарты — РСТ.

Целью ОСТ является уменьшение количества параметров и норм, предусмотренных в ГОСТах, в пределах одной отрасли промышленности, что позволяет упростить и удешевить производственные процессы.

С января 1977 г. наряду с вышеперечисленными стандартами введены в действие стандарты СЭВ (СТ СЭВ), которые обязательны к применению всеми предприятиями, организациями и учреждениями СССР.

1.2. ВИДЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ

При обслуживании и ремонте РЭА широко используется разнообразная техническая документация, которая включает описания, инструкции и др. Описания и инструкции содержат необходимый материал, позволяющий изучить принцип работы данного устройства, взаимодействие его узлов и блоков. В них приводятся также указания о настройке, правилах эксплуатации и ремонте. Описания и инструкции дополняются схемами, чертежами, фотографиями, рисунками, диаграммами и графиками.

Виды и типы схем установлены ГОСТ 2.701—76. В зависимости от видов комплектующих элементов и связей между ними схемы подразделяются на следующие виды: электрические, кинематические, гидравлические, пневматические, оптические. В документации для РЭА наиболее широко применяются электрические схемы, которые по основному назначению подразделяются на следующие типы: структурные, функциональные, принципиальные, схемы соединений (монтажные), схемы подключения и др.

Структурной называется схема, которая определяет основные функциональные части изделия, их назначение и взаимосвязи. Функциональные части (узлы или блоки) на структурных схемах изображают в виде прямоугольников или квадратов, внутри которых пишут названия частей (рис. 1.1). Вместо названий над изображе-

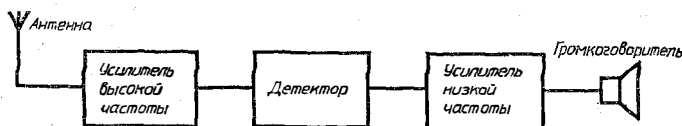


Рис. 1.1 Структурная схема радиоприемника прямого усиления

ниями функциональных частей или справа от них можно проставлять порядковые номера. В таких случаях содержание пронумерованных функциональных частей и взаимодействие между ними указывается в описании. Структурная схема используется для общего ознакомления с той или иной РЭА.

Функциональная схема в отличие от структурной более детально раскрывает структуру устройства, разъясняет определенные процессы, протекающие в отдельных функциональных цепях или устройстве в целом. На функциональных схемах (рис. 1.2.) допускается поме-

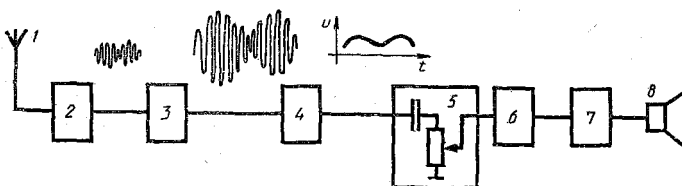


Рис. 1.2. Функциональная схема радиоприемника прямого усиления:
1 — антенна; 2 — входное устройство; 3 — усилитель напряжения высокой частоты; 4 — детектор; 5 — регулятор громкости; 6 — усилитель напряжения низкой частоты; 7 — усилитель мощности; 8 — громкоговоритель

щать поясняющие надписи, диаграммы или таблицы, в характерных точках указывать параметры (значения токов или напряжений, частот сигналов, полярности импульсов и т. п.).

Функциональные схемы используются для изучения принципа работы конкретных устройств РЭА, а также при их наладке, контроле работоспособности и ремонте.

На принципиальной схеме изображаются все элементы РЭА и связи между ними. Если в РЭА используются интегральные микросхемы (ИМС), представляющие собой законченные функциональные устройства (усилители, логические элементы и др.), то элементы, расположенные внутри ИМС, на принципиальной схеме

не приводятся, а дается лишь условное графическое обозначение ИМС.

Принципиальные схемы служат основанием для разработки других конструкторских документов: монтажных схем, чертежей и т. д. Кроме того, ими, так же как и функциональными, пользуются для изучения принципа работы устройств, при наладке, регулировке и ремонте РЭА.

Монтажные, или схемы соединений,— это схемы, которые показывают связи всех элементов и устройств РЭА. С помощью этих схем определяют провода, жгуты и кабели, которыми осуществляются соединения в РЭА. Для облегчения работы с монтажными схемами иногда данные о проводах, жгутах и кабелях, точках их подключения, ввода и вывода сводят в «Таблицу соединений».

Чертежи являются основным техническим документом для изготовления различных деталей и их сборки. Они выполняются на листах бумаги стандартных форматов по определенным правилам, устанавливаемым стандартами ЕСКД СССР и СЭВ. В большинстве случаев детали на чертежах изображаются не в натуральную величину, а в определенном масштабе.

При изучении конструкций отдельных элементов РЭА, расположения органов регулировки и настройки иногда пользуются фотографиями и рисунками с их изображением.

Графики и диаграммы служат для более глубокого изучения принципа работы РЭА и физических процессов, происходящих в ее узлах.

1.3. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РЭА

Элементы РЭА. Все элементы РЭА можно разделить на две группы: активные и пассивные. К активным относятся элементы, осуществляющие преобразование электрических сигналов с одновременным увеличением их энергии или мощности. Активными элементами являются биполярные и полевые транзисторы, электронно-управляемые лампы, полупроводниковые и другие приборы, принцип действия которых основан на использовании квантово-механического туннельного эффекта или на управлении перемещением электрических или магнитных доменов в кристаллах и тонких пленках. В пассивных элементах преобразование сигналов происходит без увеличения их энергии и даже с частичной ее потерей.

В зависимости от выполняемой функции пассивные элементы подразделяются на следующие группы: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности (дроссели, трансформаторы) и соединяющие проводники и пленки.

Резисторы. Это наиболее распространенные детали РЭА. На долю резисторов приходится от 20 до 50 % общего числа элементов. Принцип работы резисторов основан на использовании свойств различных материалов оказывать сопротивление электрическому току. Основными параметрами резисторов являются: номинальное сопротивление, допуск, номинальная мощность рассеяния, максимальное рабочее напряжение, стабильность сопротивления.

Номинальное сопротивление R (значение сопротивления резистора, обозначенное на корпусе резистора или в сопроводительной документации) выражается в омах (Ом), килоомах (кОм), мегаомах (МОм) и т. д. Значения номинальных сопротивлений стандартизированы и определяются шестью рядами: E6, E12, E24, E48, E96, E192. Числовые коэффициенты первых трех наиболее употребительных рядов приведены в табл. 1.1. Номинальное

Табл. 1.1. Шкала числовых коэффициентов стандартизованных рядов E6, E12 и E24

E6 ±20 %	E12 ±10 %	E24 ±5 %	E6 ±20 %	E12 ±10 %	E24 ±5 %	E6 ±20 %	E12 ±10 %	E24 ±5 %
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
—	—	1,1	—	—	2,4	—	—	5,1
—	1,2	1,2	—	2,7	2,7	—	5,6	5,6
—	—	1,3	—	—	3,0	—	—	6,2
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
—	—	1,6	—	—	3,6	—	—	7,5
—	1,8	1,8	—	3,9	3,9	—	8,2	8,2
—	—	2,0	—	—	4,3	—	—	9,1

сопротивление получают умножением числового коэффициента на 10^n , где n — целое положительное или отрицательное число или нуль.

Максимально допустимое отклонение реального сопротивления резистора от его номинального значения, выраженное в процентах, называется *допуском*. Допуски, как и номинальные сопротивления, нормированы и определяются классом точности, устанавливающим величину производственной погрешности. Наиболее употребительными являются три класса точности: I класс соответст-

вует допуску $\pm 5\%$; II класс — $\pm 10\%$; III класс — $\pm 20\%$. Прецизионные резисторы изготавливаются с допусками: $\pm 2\%$; $\pm 1\%$; $\pm 0,5\%$; $\pm 0,2\%$; $\pm 0,1\%$; $\pm 0,05\%$; $\pm 0,02\%$; $\pm 0,01\%$.

Под *номинальной мощностью рассеяния* $P_{\text{ном}}$ понимают наибольшую мощность, создаваемую протекающим через резистор током, при котором он может длительное время работать, сохраняя свои параметры. Резисторы выпускаются с номинальной мощностью рассеяния 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5; 10 Вт и более.

Максимальное рабочее напряжение — это максимальное напряжение, приложенное к резистору, при котором еще не возникает электрического пробоя.

Стабильность сопротивления резистора характеризуется в основном температурным коэффициентом сопротивления ТКР, который определяется выражением

$$\text{TKR} = \frac{\Delta R}{R \Delta T}.$$

ТКР может быть положительным, отрицательным или равным нулю.

По материалу изготовления резистивной области различают проволочные и непроволочные резисторы, а в зависимости от возможности изменения сопротивления они бывают нерегулируемые (постоянные), регулируемые (переменные) и подстроечные.

Из различных нерегулируемых резисторов в радиоэлектронной аппаратуре наибольшее распространение получили резисторы типов ВС (высокостабильные углеродистые), МЛТ (металлизированные лакированные теплостойкие), УЛМ (углеродистые лакированные малогабаритные), МТ и С2-6 (металлооксидные теплостойкие).

В регулируемых резисторах можно изменять сопротивление от нуля до значения, указанного на корпусе этих резисторов. По виду зависимости сопротивления между начальным выводом токопроводящей части и подвижным контактом (движком) от угла поворота α оси различают регулируемые резисторы типа А — с линейной зависимостью, типа Б — с логарифмической и типа В — с показательной зависимостью (рис. 1.3, а).

Для регулирования стереобаланса двухканальных усилителей стереофонических устройств используются переменные резисторы с функциональными характеристиками типа Е и И (рис. 1.3, б).

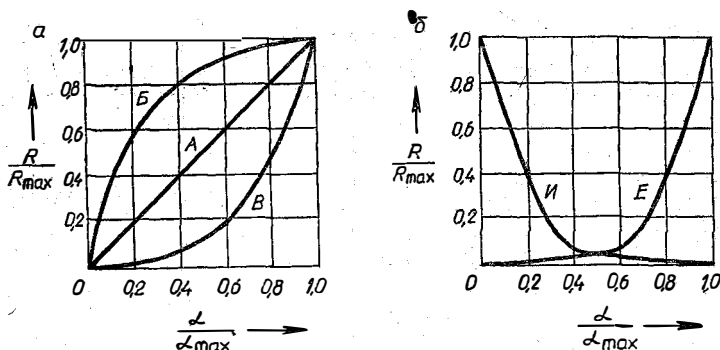


Рис. 1.3. Функциональные характеристики регулируемых резисторов

Подстроечные резисторы отличаются от регулируемых тем, что не имеют выступающей оси, скрепленной с подвижным контактом. Изменение сопротивления между подвижным контактом и концами токопроводящего слоя осуществляется в подстроечных резисторах с помощью отвертки.

На электрических схемах резисторы обозначаются прямоугольниками. Внутри прямоугольников для нерегулируемых резисторов (рис. 1.4, а — ж) условными знаками указывается номинальная рассеиваемая мощность, а для регулируемых (рис. 1.4, з, и) и подстроечных (рис. 1.4 к, л) она не приводится.

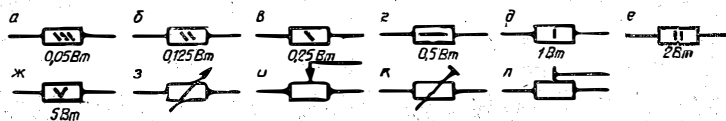


Рис. 1.4. Условные обозначения резисторов

Особую группу составляют полупроводниковые резисторы, к которым относятся терморезисторы, фоторезисторы, варисторы и тензорезисторы.

Терморезисторы — это резисторы, сопротивление которых существенно зависит от температуры. Терморезисторы с отрицательным ТКР называют термисторами, а с положительным ТКР — позисторами. Терморезисторы широко применяются для стабилизации режима полупроводниковых устройств, в качестве датчиков температуры в аппаратуре теплового контроля и т. п.

К фоторезисторам относятся полупроводниковые резисторы, сопротивление которых определяется их освещенностью.

Варисторы — это полупроводниковые резисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения. Они имеют нелинейную вольт-амперную характеристику (рис. 1.5).

Одним из основных параметров варистора является коэффициент нелинейности λ , определяемый как отношение сопротивления постоянного тока R к сопротивлению переменного тока r :

$$\lambda = \frac{R}{r} = \frac{U/I}{du/di}.$$

Для различных типов варисторов $\lambda = 2 \dots 6$.

Варисторы применяются в маломощных стабилизаторах напряжения, автоматических регуляторах усиления, устройствах автоматической регулировки полосы пропускания и т. д.

Тензорезисторы — это полупроводниковые резисторы, в которых используется зависимость электрического сопротивления от механических деформаций. Они изготавливаются с номинальным сопротивлением от нескольких десятков ом до нескольких килоом и по характеру зависимости сопротивления от прикладываемого механического воздействия делятся на линейные и нелинейные.

Основным параметром тензорезисторов является коэффициент тензочувствительности K , представляющий собой отношение относительного изменения сопротивления к относительному изменению длины тензорезистора:

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}.$$

У тензорезисторов из полупроводника p -типа $K > 0$, а у тензорезисторов из полупроводника n -типа $K < 0$. Значения коэффициента тензочувствительности для различных тензорезисторов находятся в пределах от -150 до $+200$.

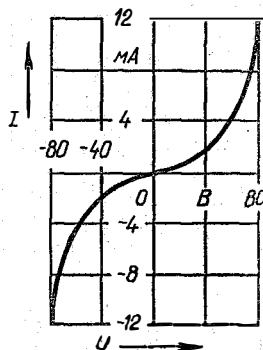


Рис. 1.5. Вольт-амперная характеристика варистора

Условные обозначения полупроводниковых резисторов показаны на рис. 1.6.

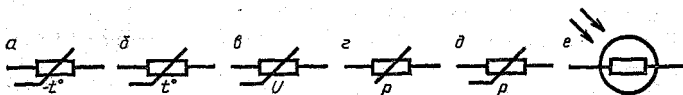


Рис. 1.6. Условные обозначения полупроводниковых резисторов:
а — термистора; б — позистора; в — варистора; г — линейного тензорезистора; д — нелинейного тензорезистора; е — фоторезистора

Конденсаторы. Пассивные элементы РЭА, предназначенные для создания в электрической цепи требуемого значения электрической емкости, называются конденсаторами. Они применяются для разделения постоянной и переменной составляющих тока и в электрических фильтрах, для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения и для уменьшения электрической связи между каскадами. С катушками индуктивности конденсаторы образуют колебательные контуры, которые широко используются в различных радиоэлектронных устройствах.

Принцип работы конденсатора основан на его способности накапливать заряд на своих обкладках, если к ним приложено напряжение.

Конструктивно конденсатор представляет собой устройство, состоящее из двух или более электропроводящих пластин (обкладок), разделенных тонким слоем диэлектрика. В качестве диэлектрика используются твердые органические (бумага, пленки) и неорганические (слюда, керамика, стекло) вещества, жидкости и газы. Особую группу образуют оксидные (электролитические) конденсаторы, в которых роль диэлектрика выполняет тонкая оксидная пленка. Большинство оксидных конденсаторов являются полярными и требуют соблюдения полярности подключения выводов. Нарушение этого условия значительно ухудшает свойства конденсаторов и может привести к выходу их из строя.

По характеру изменения емкости конденсаторы подразделяются на конденсаторы постоянной емкости, или нерегулируемые, конденсаторы переменной емкости (переменные и полупеременные, или подстроечные) и саморегулируемые.

Конденсаторы постоянной емкости характеризуются постоянными площадью перекрытия пластин (обкладок) и расстоянием между ними.

У конденсаторов переменной емкости (КПЕ) площадь перекрытия пластин (обкладок) или расстояние между пластинами не остаются постоянными, а могут изменяться. Неподвижные пластины называются статорными, подвижные — роторными. В РЭА широко применяются блоки КПЕ, состоящие из двух, трех и более КПЕ, механически связанных друг с другом. Разновидностью КПЕ являются подстроечные конденсаторы. Их емкость можно изменять лишь с помощью отвертки или другого инструмента.

В саморегулируемых конденсаторах емкость изменяется под действием, приложенного к конденсатору напряжения. Диэлектриком в этих конденсаторах служит материал из специальной керамики — сегнетоэлектрик. Такие конденсаторы называют варикондами.

К саморегулируемым конденсаторам относятся и полупроводниковые диоды, называемые варикапами. В основу действия варикапа положена зависимость емкости полупроводникового диода от приложенного к нему обратного напряжения.

Условные графические обозначения конденсаторов приведены на рис. 1.7.

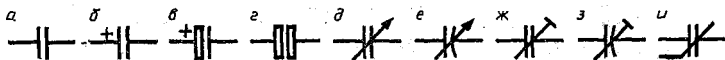


Рис. 1.7. Условные обозначения конденсаторов:

а — постоянной емкости; б — полярного; в — оксидного (электролитического) полярного; г — оксидного неполярного; д, е — переменной емкости; ж, з — подстроечных; и — вариконда

Эксплуатационные свойства конденсаторов оцениваются следующими основными параметрами: номинальной емкостью, выражаемой в пикофарадах (пФ), нанофарадах (нФ) и микрофарадах (мкФ); допустимым отклонением емкости конденсатора от номинальной, или допуском; номинальным рабочим напряжением и температурным коэффициентом емкости ТКС:

$$TKC = \frac{\Delta C}{C \Delta T}.$$

Катушки индуктивности. Катушками индуктивности называют пассивные элементы РЭА, основным свойством которых является эффект преобразования энергии электрического тока в энергию магнитного поля

и обратно. Этот эффект используется для создания реактивного сопротивления переменному току, осуществления связи между цепями через магнитный поток и других целей.

Основными параметрами катушек индуктивности являются индуктивность, добротность и температурный коэффициент индуктивности ТКЛ.

Индуктивность катушки выражается в генри (Гн), миллигенри (мГн) или микрогенри (мкГн). Значение индуктивности зависит от конструкции катушки и возрастает при увеличении размеров и числа ее витков. Введение в катушку сердечника из магнитно-диэлектрических материалов (феррита, альсифера, карбонильного железа, магнетита) увеличивает ее индуктивность, а из диамагнитных материалов (меди, латуни, алюминия) — уменьшает. Это явление используется для регулировки индуктивности.

Добротность катушки Q равна отношению ее реактивного сопротивления к активному: $Q = \omega L/R$. Добротность катушки повышается при введении сердечника из карбонильного железа, альсифера или феррита.

Температурный коэффициент индуктивности ТКЛ определяется как относительное изменение индуктивности при изменении температуры на один градус:

$$\text{TKL} = \frac{\Delta L}{L \Delta T}.$$

Он зависит от материала, из которого выполнен каркас катушки, типа намотки и конструктивных особенностей катушки.

Катушки индуктивности в отличие от конденсаторов и резисторов являются нестандартными элементами. Они рассчитываются и изготавливаются для конкретных устройств РЭА (дресселей, трансформаторов и др.).

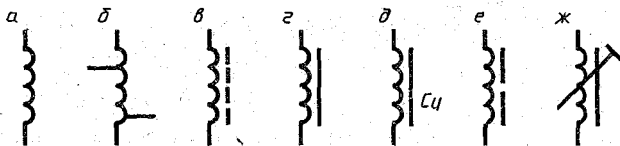


Рис. 1.8. Условные обозначения катушек индуктивности:

a — без сердечника; $б$ — с отводами; $в$ — с магнитодиэлектрическим сердечником (карбонильное железо, альсифер); $г$ — с ферромагнитным или ферритовым сердечником; $д$ — с медным сердечником; $е$ — с зазором в ферромагнитном магнитопроводе; $ж$ — с индуктивностью, регулируемой путем изменения положения магнитопровода

На рис. 1.8 показаны условные графические обозначения катушек индуктивности.

1.4. СВОБОДНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В КОНТУРЕ

Колебательные контуры представляют собой устройства, состоящие из электрически соединенных катушек индуктивности и конденсаторов, и служат для получения электрических колебаний. Различают свободные и вынужденные электрические колебания.

Рассмотрим процессы, происходящие в колебательном контуре, состоящем из конденсатора C и подключенной к нему катушки индуктивности L (рис. 1.9). Когда пере-

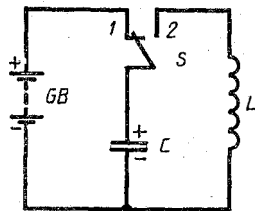


Рис. 1.9. Подключение конденсатора к катушке индуктивности и источнику напряжения

ключатель S находится в положении 1, конденсатор заряжается до напряжения источника GB . Если после этого в момент $t=0$ ключ перевести в положение 2, то конденсатор начнет разряжаться через катушку и в контуре потечет ток. Резкому нарастанию тока препятствует ЭДС самоиндукции катушки, имеющая наибольшее значение в момент ее подключения к конденсатору. По мере разрядки конденсатора ЭДС самоиндукции уменьшается, ток через катушку увеличивается, а напряжение на конденсаторе u_C уменьшается (рис. 1.10).

В момент времени $t=t_1$ конденсатор полностью разрядится ($u_C=0$), а ток достигнет максимального значения I_m . Прекращению тока в цепи при $u_C=0$ препятствует ЭДС самоиндукции катушки, и он уменьшается постепенно, не изменяя своего направления. Этим током снова начинает заряжаться конденсатор, но знаки зарядов на его обкладках будут противоположными первоначальному. К моменту $t=t_2$ ток уменьшается до нуля, а напряжение на конденсаторе достигает максимального значения, но противоположной полярности.

С момента времени $t=t_2$ конденсатор снова начнет разряжаться через катушку. В контуре возникнет и будет

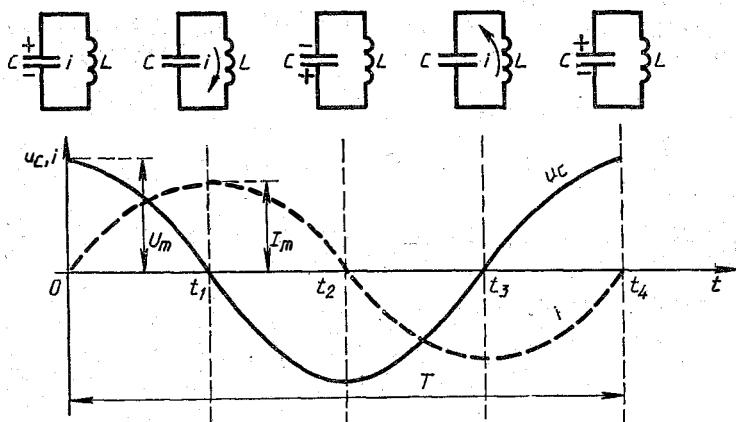


Рис. 1.10. Графики напряжения и тока при свободных колебаниях в контуре

нарастает ток, протекающий теперь в обратном направлении. В момент $t = t_3$ этот ток достигнет максимального значения, а напряжение на конденсаторе уменьшится до нуля. Затем ток начнет уменьшаться и, протекая через конденсатор, к моменту времени $t = t_4$ перезарядит его до максимального напряжения, полярность которого совпадает с первоначальной.

Далее описанные процессы повторяются.

Периодические изменения тока в контуре и напряжения на его элементах, происходящие благодаря начальной зарядке конденсатора, называют свободными электрическими колебаниями. Они вызваны периодическим переходом потенциальной энергии электрического поля конденсатора в кинетическую энергию магнитного поля катушки.

По форме свободные электрические колебания в контуре являются синусоидальными, или гармоническими. Они характеризуются амплитудой U_m и периодом T или частотой $f_0 = 1/T$.

Для тока свободных колебаний элементы L и C включены параллельно, поэтому напряжения на них равны: $iX_L = iX_C$. Из этого следует $X_L = X_C$, или $2\pi f_0 L = 1/(2\pi f_0 C)$. Последнее равенство позволяет определить частоту собственных колебаний:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.1)$$

Индуктивное X_L или емкостное X_C сопротивление элементов контура на частоте собственных колебаний называют *характеристическим* или *волновым сопротивлением* контура и обозначают греческой буквой ρ :

$$\rho = 2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C}.$$

Подставив в это равенство значение f_0 , определяемое выражением (1.1), получим

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.2)$$

Если бы при периодической перезарядке конденсатора не было потери энергии, то свободные колебания в контуре длились бы бесконечно долго, т. е. являлись бы незатухающими. Однако часть энергии теряется на нагрев провода катушки, вводимых в нее сердечников, на вихревые токи, токи утечки, излучение контуром электромагнитных волн. Поэтому амплитуда электрических колебаний в контуре уменьшается от периода к периоду, и с течением времени свободные колебания в контуре прекращаются.

Такие электрические колебания называются затухающими. Затухающие колебания оценивают *затуханием* контура d , представляющим собой отношение активного сопротивления R контура к характеристическому, т. е.

$$d = \frac{R}{\rho} = R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{2\pi f_0 L} = 2\pi f_0 R C.$$

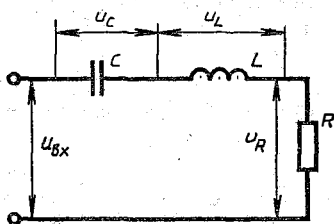
На практике для оценки качества контура вместо затухания обычно применяется обратная величина Q , называемая *добротностью* контура:

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\rho}{R} = \frac{\sqrt{L}}{R \sqrt{C}}. \quad (1.3)$$

1.5. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Чтобы колебания в контуре сделать незатухающими, в него периодически необходимо добавлять энергию, компенсируя тем самым ее потери в контуре. Для этого к контуру подключают генератор переменного напряжения. Возникающие при этом в контуре электрические колебания называют вынужденными, так как они создаются под действием внешней силы.

Последовательным называется контур, элементы которого L и C включены последовательно с источником переменного напряжения. В реальном контуре, кроме



элементов L и C , следует учитывать и сопротивление потерь R , обусловленное в основном активным сопротивлением катушки, потерями в диэлектрике конденсатора и

Рис. 1.11. Схема последовательного колебательного контура

внутренним сопротивлением источника переменного напряжения (рис. 1.11). Ток в таком контуре определяется выражением

$$i = \frac{u_{BX}}{Z} = \frac{u_{BX}}{R + j\omega L + 1/(j\omega C)} = \frac{u_{BX}}{R + j(2\pi f L - 1/(2\pi f C))}. \quad (1.4)$$

Частота $f = f_p$, на которой реактивные сопротивления $X_L = 2\pi f_p L$ и $X_C = 1/(2\pi f_p C)$ принимают одинаковые значения, называется резонансной. На резонансной частоте мнимая часть в выражении (1.4) равна нулю:

$$2\pi f_p L - \frac{1}{2\pi f_p C} = 0, \quad (1.5)$$

а ток в контуре имеет наибольшее значение.

Из выражения (1.5) следует, что

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

т. е. резонансная частота последовательного колебательного контура совпадает с частотой собственных колебаний.

Совпадение частоты переменного напряжения генератора с частотой собственных колебаний последовательного колебательного контура, обеспечивающее равенство напряжений на реактивных элементах и максимальный ток в контуре, называют резонансом напряжений.

Так как при резонансе напряжений $u_L + u_C = 0$ и $X_L = X_C = \rho$, то добротность контура

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{X_L i}{R i} = \frac{X_C i}{R i} = \frac{u_L}{u_R} = \frac{u_C}{u_R} = \frac{u_L}{u_{BX}} = \frac{u_C}{u_{BX}}$$

показывает, во сколько раз на резонансной частоте напряжения на реактивных элементах контура превышают

напряжение, подводимое к контуру от внешнего генератора. В радиотехнических цепях применяются контуры с добротностью от нескольких единиц до нескольких сотен.

При отклонении частоты переменного напряжения от резонансной полное сопротивление Z контура увеличивается, а ток уменьшается.

Графическую зависимость амплитуды тока в контуре I_m от частоты называют резонансной кривой. Ее ход зависит от добротности контура: чем меньше добротность, тем более пологой оказывается резонансная кривая и тем меньше амплитуда тока (рис. 1.12, а).

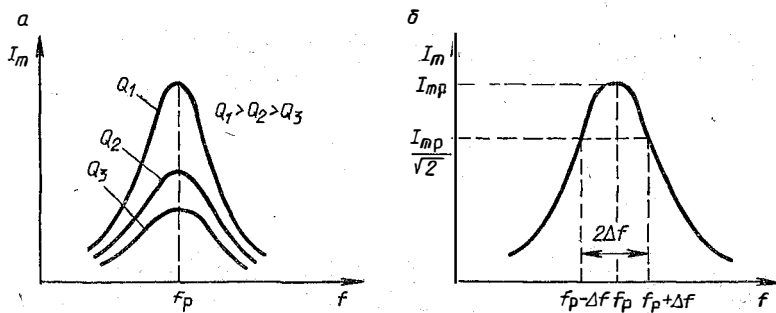


Рис. 1.12. Резонансные характеристики последовательного колебательного контура

Полоса частот, заключенная между частотами $f_1 = f_p - \Delta f$ и $f_2 = f_p + \Delta f$, на которых амплитуда тока в контуре убывает в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с ее значением на резонансной частоте (рис. 1.12, б), называется полосой пропускания контура. Она связана с добротностью контура соотношением

$$2\Delta f = \frac{f_p}{Q}.$$

Настройка контура в резонанс осуществляется путем изменения частоты подводимого к контуру переменного напряжения либо путем изменения частоты собственных колебаний. Последнее достигается изменением индуктивности или емкости контура.

1.6. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Параллельным называют колебательный контур, в котором катушка индуктивности, конденсатор и активное сопротивление образуют электрическую цепь с двумя параллельными ветвями по отношению к генератору внешнего переменного напряжения (рис. 1.13). В общем случае сопротивление Z такого контура имеет комплексный характер. Используя выражения (1.1), (1.2) и (1.3), на

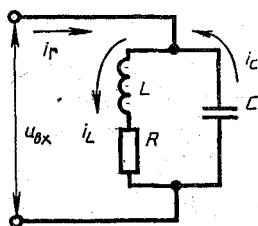


Рис. 1.13. Схема параллельного колебательного контура

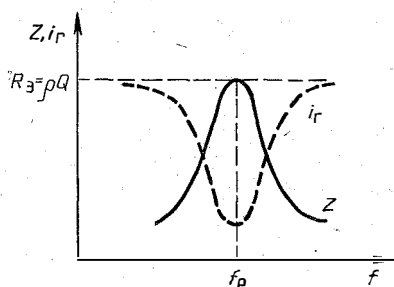


Рис. 1.14. Зависимость сопротивления и потребляемого тока параллельного колебательного контура от частоты

основании схемы рис. 1.13 можно показать, что на резонансной частоте

$$f_p = f_0 \sqrt{1 - \frac{R^2}{\rho^2}} \quad (1.6)$$

сопротивление параллельного контура имеет чисто активный характер:

$$R_э = \frac{\rho^2}{R} = \rho Q,$$

а контурный ток i_k , протекающий через индуктивную и емкостную цепи,

$$i_k = i_L = i_C = \frac{u_{вх}}{\rho} = \frac{i_Г R_э}{\rho} = Q i_Г$$

в Q раз превышает ток, протекающий через контур от генератора.

Явление увеличения тока в параллельном колебательном контуре при резонансной частоте называют резонансом токов.

В контурах с высокой добротностью $R \ll \rho$ и, как сле-

дует из выражения (1.6), резонансная частота близка к частоте собственных колебаний.

При отклонении частоты переменного напряжения от резонансной полное сопротивление Z контура уменьшается, а потребляемый им ток генератора i_t возрастает (рис. 1.14).

1.7. СВЯЗАННЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

Кроме одиночных колебательных контуров, в радиотехнических цепях широко применяются системы из двух или более контуров, связанных друг с другом индуктивной (рис. 1.15, *а*), емкостной (рис. 1.15, *б*) или резистивной (рис. 1.15, *в*) связью. Через элементы связи осуществляется передача части энергии электрических колебаний из одного контура в другой.

В приведенных на рис. 1.15 схемах такая передача энергии осуществляется посредством взаимной индукции

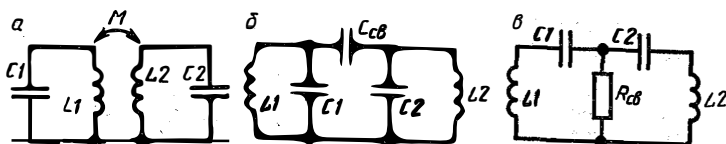


Рис. 1.15. Схемы связанных колебательных контуров

между контурными катушками, через конденсатор связи $C_{св}$ или резистор связи $R_{св}$.

В связанных колебательных контурах наблюдается не только передача энергии из первого контура во второй, но и воздействие второго контура на первый. Это воздействие проявляется внесением в первый контур дополнительного сопротивления, которое называется вносимым сопротивлением. Если оба контура настроены на частоту внешнего генератора, подключенного к первому контуру, то вносимое сопротивление имеет активный характер. Это означает увеличение энергии колебаний в первом контуре за счет передачи ему части энергии второго контура. Если же второй контур не настроен на частоту генератора, то вносимое сопротивление в первый контур содержит активную и реактивную составляющие. Вносимая реактивная составляющая сопротивления изменяет реактивное сопротивление первого контура, т. е. вызывает его расстройку.

При слабой связи (рис. 1.16, а) резонансная кривая имеет почти такой же вид, как в случае одиночного контура. С увеличением связи резонансная кривая становится более тупой (рис. 1.16, б), а при дальнейшем увеличении связи из одногорбой переходит в двугорбую (рис. 1.16, в, г). Связь, при превышении которой осуществляется переход резонансной кривой от одногорбой формы к двугорбой, называют критической. Связь, превышающая критическую, называется сильной. (рис. 1.16, в) или очень сильной (рис. 1.16, г).

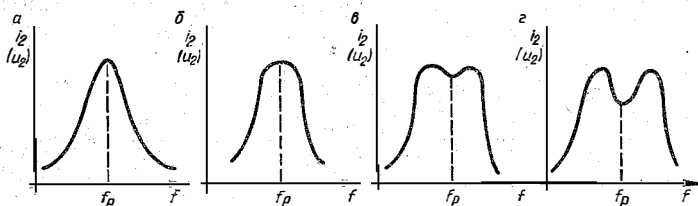


Рис. 1.16. Резонансные характеристики связанных контуров при различной степени связи

Полоса пропускания связанных контуров шире полосы пропускания одиночного контура и при критической связи определяется уравнением

$$2\Delta f_{\text{кр}} = 1,41 \frac{f_p}{Q}.$$

Связанные контуры со связями, близкими к критическим, применяются в усилителях промежуточной частоты (УПЧ) радиоприемников, а также в усилителях модулированных колебаний. При сильной связи передача энергии из первого контура во второй достигает 50 % и выше. Поэтому сильная связь применяется при передаче больших энергий, например в радиопередатчиках.

В связанных контурах вследствие взаимного их влияния резонансная кривая имеет большую крутизну нарастания и спада тока или напряжения.

1.8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Общие сведения. Электрический фильтр — это устройство, пропускающее электрические колебания одних частот и подавляющее электрические колебания других.

Диапазон частот, в котором затухание колебаний не

превышает некоторого заданного значения, называют полосой пропускания или полосой прозрачности фильтра. Остальная область частот образует полосу затухания, или полосу задерживания.

В зависимости от полосы пропускания и задерживания электрические фильтры подразделяют на *фильтры нижних частот (ФНЧ)*, *фильтры верхних частот (ФВЧ)*, *полосовые фильтры (ПФ)* и *заграждающие, или режекторные фильтры (ЗФ)*. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) идеальных фильтров, представляющие собой зависимость коэффициента передачи фильтра $K(f) = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}}$ от частоты, показаны на рис. 1.17. Частота,

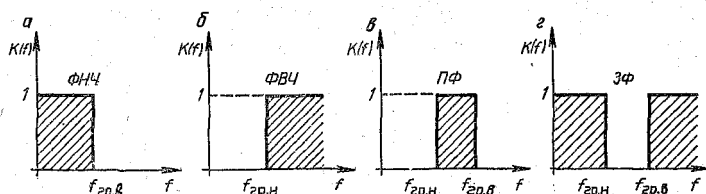


Рис. 1.17. Амплитудно-частотные характеристики идеальных электрических фильтров

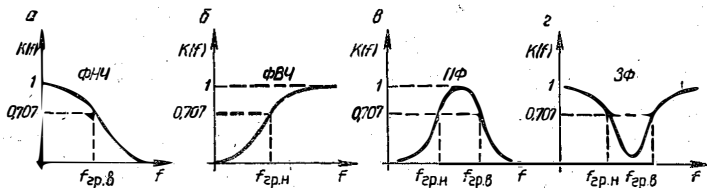


Рис. 1.18. Амплитудно-частотные характеристики реальных электрических фильтров

разделяющая полосы пропускания и задерживания называется частотой среза или граничной частотой. В реальных фильтрах коэффициент передачи в полосе пропускания не постоянен и уменьшается к краям полосы пропускания, достигая минимального значения в области задерживания (рис. 1.18).

Конструкция и принцип действия фильтра зависят от диапазона пропускаемых частот и требуемого вида АЧХ.

Фильтры могут состоять из одного или нескольких Г-, Т- и П-образных или мостовых звеньев. В диапазоне частот от сотен килогерц до десятков мегагерц элементами фильтров обычно являются катушки индуктивности L и конденсаторы C (LC -фильтры). С понижением частоты увеличиваются размеры катушки индуктивности, что приводит к увеличению габаритов фильтра и ухудшению стабильности границ полосы пропускания. Поэтому в диапазоне частот от сотен килогерц до единиц и долей герц применяются фильтры, состоящие из резисторов R и конденсаторов C (RC -фильтры).

Фильтры, состоящие только из элементов L , C и R , называются *пассивными*. Кроме пассивных фильтров, в радиоэлектронике широко применяются *активные* фильтры, выполненные на основе линейных усилителей, в частности на основе интегральных операционных усилителей.

Электрические фильтры широко применяются в различных радиоэлектронных устройствах (радиоприемниках, многоканальных системах проводной связи, автоматике, приборостроении и др.) для разделения электрических колебаний по частоте, а также для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

Пассивные LC -фильтры. Схема пассивного Г-образного LC -фильтра нижних частот показана на рис. 1.19, а.

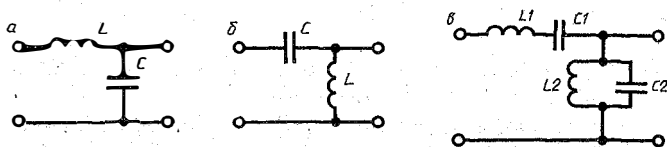


Рис. 1.19. Схемы пассивных LC -фильтров

Такой фильтр пропускает электрические колебания в полосе частот от 0 до $f_{г.в} = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ (см. рис. 1.18, а). Это объясняется тем, что на низких частотах сопротивление индуктивного элемента фильтра мало, а емкостного — велико и электрические колебания проходят со входа на выход почти без ослабления. С увеличением частоты сопротивление индуктивного элемента возрастает, а емкостного — снижается и коэффициент передачи фильтра уменьшается.

В Г-образном пассивном LC -фильтре верхних частот

(рис. 1.19, б) с ростом частоты сопротивление продольного плеча уменьшается, а поперечного — увеличивается, что приводит к повышению коэффициента передачи. Полоса пропускания такого фильтра (см. рис. 1.18, б) лежит в диапазоне частот от $f_{гр.н} = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ до $f = \infty$.

Принцип работы полосового фильтра основан на использовании резонансов напряжений и токов в последовательных и параллельных колебательных контурах. При совпадении частот, на которых наблюдается резонанс напряжений в последовательном колебательном контуре $L1C1$ и резонанс токов в параллельном колебательном контуре $L2C2$ (рис. 1.19, в), сопротивление продольного плеча $L1C1$ оказывается минимальным, а поперечного $L2C2$ — максимальным. Коэффициент передачи ПФ при этом имеет наибольшее значение. При отклонении частоты входных колебаний от резонансной f_0 коэффициент передачи ПФ уменьшается (см. рис. 1.18, в).

В заграждающих (режекторных) фильтрах также используются резонансы напряжений и токов, но в отличие от ПФ параллельный колебательный контур включен в продольное плечо, а последовательный — в поперечное. При резонансе на частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1C1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2C2}}$$

сопротивление продольного плеча оказывается максимальным, а поперечного — минимальным, что соответствует наибольшему затуханию (рис. 1.18, г). Для электрических колебаний с частотами, отличающимися от резонансной, сопротивление продольного плеча уменьшается, а поперечного — увеличивается, в результате чего происходит уменьшение коэффициента передачи.

Пьезоэлектрические фильтры. Высокими фильтрующими свойствами обладают пьезоэлектрические фильтры, содержащие кварцевые пластинки. В такой пластинке наблюдаются прямой и обратный пьезоэлектрические эффекты. *Прямой эффект* заключается в том, что при растяжении и сжатии пластинки на ее поверхностях образуются заряды противоположных знаков. Если же обе поверхности кварцевой пластинки металлизировать и приложить к ним переменное напряжение, то в пластинке возникнут механические колебания, при которых она бу-

дет сжиматься и растягиваться. Это явление называют *обратным пьезоэлектрическим эффектом*. Отличительной особенностью обратного пьезоэффекта является то, что он возникает при воздействии на кварцевую пластинку электрических колебаний с частотой, которая равна резонансной частоте кварца, определяемой размерами пластинки и видом ее среза.

Таким образом, если в совокупности электрических колебаний, подводимых к пьезоэлектрическому фильтру, имеются колебания с частотой, равной резонансной частоте кварца, то эти колебания вследствие обратного пьезоэффекта возбуждают в нем механические колебания, которые в результате прямого пьезоэффекта превращаются снова в электрические колебания.

Пьезоэлектрические фильтры применяются на частотах от десятков килогерц до нескольких десятков мегагерц. Чем ниже частота, тем больше размеры кварцевой пластинки и ее стоимость.

Пассивные RC-фильтры. На частотах до нескольких десятков килогерц применяются RC-фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов. В качестве фильтра нижних частот (ФНЧ) используется одно или несколько включенных последовательно RC-звеньев типа С-параллель (рис. 1.20, а). С увеличением частоты сопротивление конденсатора уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи (рис. 1.20, б).

В фильтре верхних частот (ФВЧ) конденсатор включается в продольное плечо (рис. 1.21, а). Поэтому на низких частотах его сопротивление значительно больше сопротивления резистора параллельного плеча и коэффициент передачи мал. С увеличением частоты сопротивление конденсатора уменьшается, что приводит к увеличению коэффициента передачи (рис. 1.21, б).

Рассмотренные ФНЧ и ФВЧ, состоящие из нескольких однотипных звеньев RC, называются цепочными RC-фильтрами.

В качестве полосового RC-фильтра на низких частотах применяется Г-образный RC-фильтр (рис. 1.22, а). На некоторой частоте f_p , называемой квазирезонансной, коэффициент передачи такого фильтра имеет наибольшее значение, равное $1/3$, и уменьшается при отклонении частоты входного напряжения от f_p (рис. 1.22, б).

Роль заграждающих фильтров (ЗФ) на низких частотах выполняют Т-образные (рис. 1.23, а, б) и двойной Т-образный (рис. 1.24, а) фильтры. У этих фильтров на

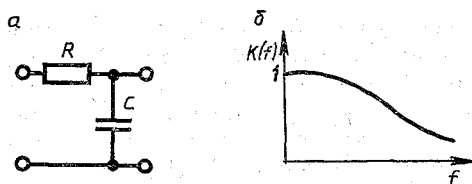


Рис. 1.20. Схема пассивного RC -фильтра нижних частот (а) и его АЧХ (б)

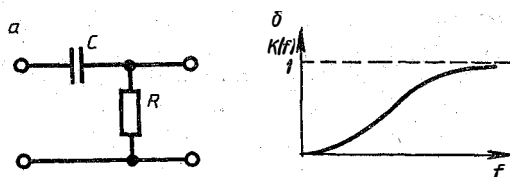


Рис. 1.21. Схема пассивного RC -фильтра верхних частот (а) и его АЧХ (б)

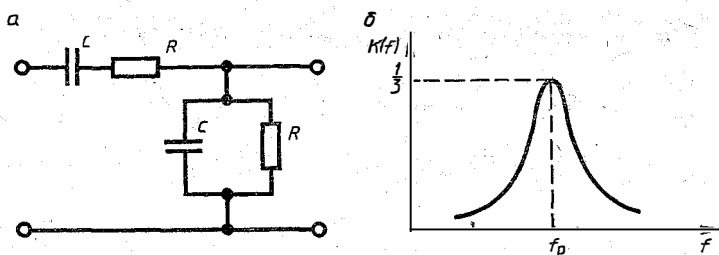


Рис. 1.22. Схема пассивного полосового RC -фильтра (а) и его АЧХ (б)

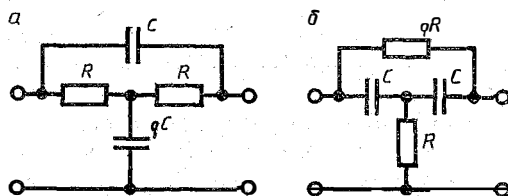


Рис. 1.23. Схемы пассивных Т-образных RC -фильтров (q — коэффициент, равный целому положительному числу)

квазирезонансной частоте f_p коэффициент передачи имеет минимальное значение и увеличивается при отклонении частоты входного напряжения от f_p (рис. 1.24, б).

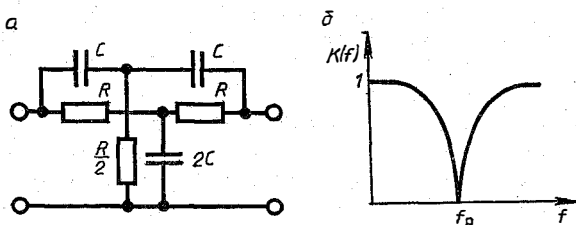


Рис. 1.24. Схема пассивного двойного Т-образного RC-фильтра (а) и его АЧХ (б)

Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите основные параметры и характеристики резисторов.
2. На каком принципе основана работа терморезисторов, варисторов и тензорезисторов?
3. Назовите основные виды и параметры конденсаторов.
4. Какие факторы влияют на индуктивность катушек?
5. При каких условиях образуются свободные электрические колебания в контуре и что они собой представляют?
6. В чем сходство и в чем различие резонансов тока и напряжения в колебательном контуре?
7. Каким образом степень связи между колебательными контурами влияет на их резонансные кривые?
8. Изобразите схемы пассивных LC-фильтров нижних и верхних частот, полосовых и заграждающих LC-фильтров и их АЧХ.
9. На использовании каких явлений основана работа пьезоэлектрических фильтров?
10. Изобразите схемы пассивных RC-фильтров и их АЧХ.

Глава 2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ И ТРАНЗИСТОРЫ

2.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковыми диодами называют полупроводниковые приборы с одним электрическим переходом и двумя выводами. Они применяются для выпрямления переменного тока, детектирования переменных колебаний, преобразования СВЧ колебаний в колебания промежуточной частоты, стабилизации напряжения в цепях постоянного тока и т. д. По назначению полупроводниковые диоды делятся на выпрямительные, высокочастотные, варикапы, стабилитроны и др.

Выпрямительные диоды. Выпрямительные полупроводниковые диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный.

Основу современных выпрямительных диодов составляет электронно-дырочный переход (ЭДП), который получают методом сплавления или диффузии. В качестве материала применяется германий или кремний.

Для получения больших значений выпрямленных токов в выпрямительных диодах используются ЭДП с большой площадью, поскольку для нормальной работы диода плотность тока через переход не должна превышать $1-2 \text{ А/мм}^2$. Такие диоды называют плоскостными.

Конструкция плоскостного полупроводникового диода малой мощности приведена на рис. 2.1, а. Для улучше-

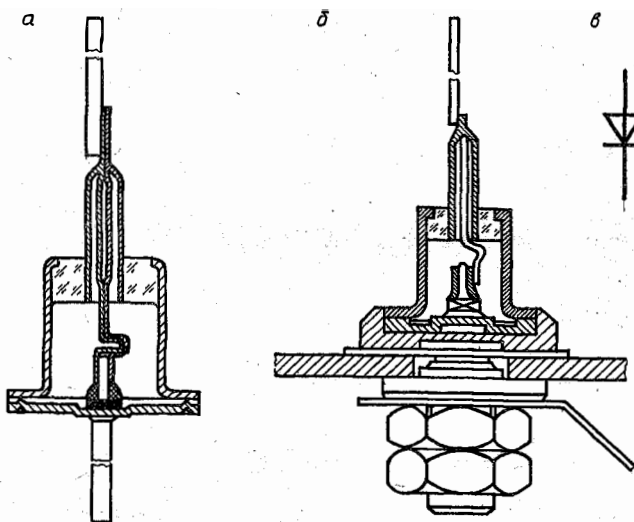


Рис. 2.1. Конструкция (а, б) и условное обозначение (в) выпрямительных полупроводниковых диодов

ния отвода тепла в диодах средней и большой мощности к их корпусу приваривается винт, с помощью которого диоды крепятся к специальному радиатору или шасси (рис. 2.1, б).

Основной характеристикой выпрямительного диода является его вольт-амперная характеристика (ВАХ). Вид ВАХ зависит от материала полупроводника и температуры (рис. 2.2, а и б).

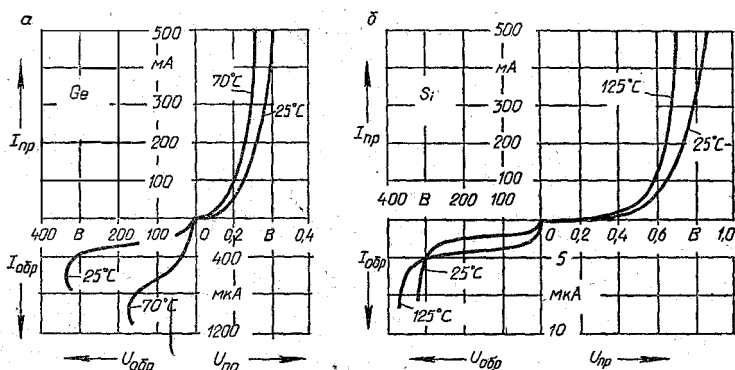


Рис. 2.2. ВАХ германиевого (а) и кремниевого (б) диодов при различных температурах

Основными параметрами выпрямительных полупроводниковых диодов являются:

постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ при заданном прямом токе $I_{пр}$;

максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\max}$, при котором диод еще может нормально работать длительное время;

постоянный обратный ток $I_{обр}$, протекающий через диод при обратном напряжении, равном $U_{обр\max}$;

средний выпрямленный ток $I_{вп.ср}$, который может длительно проходить через диод при допустимой температуре его нагрева;

максимально допустимая мощность $P_{\max}$, рассеиваемая диодом, при которой обеспечивается заданная надежность диода.

По максимально допустимому значению среднего выпрямленного тока диоды делятся на *маломощные* ($I_{вп.ср} \leq 0,3$ А), *средней мощности* ($0,3$ А $< I_{вп.ср} \leq 10$ А) и *большой мощности* ($I_{вп.ср} > 10$ А). Выпрямительные диоды большой мощности называются силовыми.

Маломощные выпрямительные элементы, представляющие собой последовательно соединенные выпрямительные полупроводниковые диоды, называют выпрямительными столбами. Выпускаются также выпрямительные блоки, в которых выпрямительные диоды соединяются по определенной (например, мостовой) схеме.

Выпрямительные полупроводниковые диоды способны работать на частотах $50 \dots 10^5$ Гц (силовые диоды — на частотах 50 Гц), т. е. являются низкочастотными.

Высокочастотные диоды. К *высокочастотным* относятся полупроводниковые диоды, способные работать на частотах до 300 МГц. Диоды, работающие на частотах свыше 300 МГц, называют *сверхвысокочастотными* (СВЧ).

С ростом частоты увеличивается шунтирование дифференциального сопротивления обратно смещенного ЭДП зарядной емкостью. Это приводит к уменьшению обратного сопротивления и ухудшению выпрямительных свойств диода. Так как значение зарядной емкости пропорционально площади ЭДП, то для ее уменьшения необходимо уменьшать площадь ЭДП.

Малую площадь перехода имеют микросплавные диоды, но их недостатком является накопление в базе неосновных носителей заряда, инжектируемых в нее при прямом включении диода. Это ограничивает быстродействие (частотный диапазон) микросплавных диодов.

Лучшим быстродействием обладают и, следовательно, более высокочастотными являются *точечные диоды*, способные работать в диапазоне СВЧ. В их конструкции металлическая пружинка диаметром около 0,1 мм острием прижимается к кристаллу полупроводника. Материал пружинки подбирается таким, чтобы работа выхода электронов из него была больше, чем из полупроводника. При этом на границе металл-полупроводник образуется запирающий слой, называемый барьером Шоттки — по имени немецкого ученого, исследовавшего это явление. Диоды, работа которых основана на использовании свойств барьера Шоттки, называются диодами Шоттки. В них электрический ток переносится основными носителями заряда, вследствие чего отсутствуют явления инжекции и накопления неосновных носителей заряда.

Высокочастотные и СВЧ диоды применяются для выпрямления высокочастотных колебаний (выпрямительные), детектирования (детекторные), управления уровнем мощности (переключательные), умножения частоты (умножительные) и других нелинейных преобразований электрических сигналов.

Варикапы. Варикапами называют полупроводниковые диоды, действие которых основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения. Варикапы используются в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Характер зависимости $C_v = f(U_{обр})$ показан на рис. 2.3, а. Эту зависимость называют *вольт-фарадной харак-*

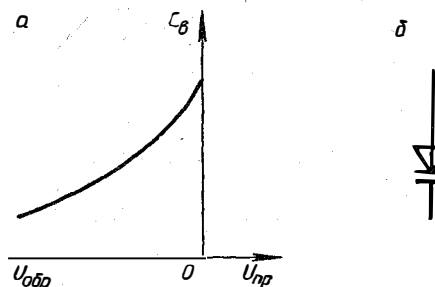


Рис. 2.3. Вольт-фарадная характеристика (а) и условное обозначение (б) варикапа

теристикой варикапа. Основными параметрами варикапов являются:

номинальная емкость C_v , измеренная при заданном обратном напряжении $U_{обр}$;

коэффициент перекрытия емкости K_C , определяемый отношением емкостей варикапа при двух значениях обратного напряжения;

максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\ max}$;

добротность Q_v , определяемая как отношение реактивного сопротивления варикапа к сопротивлению потерь.

Полупроводниковые стабилитроны. Полупроводниковым стабилитроном называют полупроводниковый диод, напряжение на котором сохраняется с определенной точностью при изменении проходящего через него тока в заданном диапазоне. Он предназначен для стабилизации напряжения в цепях постоянного тока.

ВАХ стабилитрона показана на рис. 2.4, а, а условное обозначение — на рис. 2.4, б.

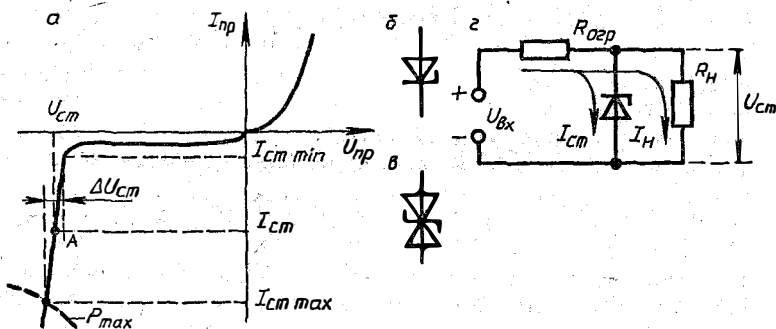


Рис. 2.4. ВАХ (а), условные обозначения несимметричного (б) и симметричного (в) кремниевых стабилитронов и схема стабилизатора напряжения (г)

Если ЭДП создать с двух сторон кремниевой пластины, то получится стабилитрон с симметричной ВАХ — симметричный стабилитрон (рис. 2.4, в).

Рабочим участком стабилитрона является участок электрического пробоя. При изменении тока, протекающего через стабилитрон, от значения $I_{ст\ min}$ до значения $I_{ст\ max}$ напряжение на нем мало отличается от значения $U_{ст}$. На этом свойстве основано использование стабилитронов.

Принцип работы стабилизатора напряжения на кремниевом стабилитроне (рис. 2.4, г) заключается в том, что при изменении напряжения $U_{вх}$ изменяется ток, протекающий через стабилитрон, а напряжение на стабилитроне и подключенной параллельно ему нагрузке R_n практически не меняется.

Основными параметрами кремниевых стабилитронов являются:

напряжение стабилизации $U_{ст}$;

минимальный $I_{ст\ min}$ и максимальный $I_{ст\ max}$ токи стабилизации;

максимально допустимая рассеиваемая мощность P_{max} ;

дифференциальное сопротивление на участке стабилизации $r_d = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$;

температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации

$$TKU = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст} \Delta T}.$$

У современных стабилитронов напряжение стабилизации лежит в пределах от 1 до 1000 В при токах стабилизации от 1 мА до 2 А. Для стабилизации напряжений менее 1 В используется прямая ветвь ВАХ кремниевых диода, называемого стабистором. У стабисторов $U_{ст} \approx 0,7$ В. Путем последовательного соединения стабилитронов (или стабисторов) можно получить любое требуемое напряжение стабилизации.

Дифференциальное сопротивление на участке стабилизации примерно постоянно и для большинства стабилитронов составляет 0,5...200 Ом. Температурный коэффициент напряжения может быть положительным (у стабилитронов с $U_{ст} \geq 6$ В) и отрицательным (у стабилитронов с $U_{ст} < 6$ В) и для большинства стабилитронов находится в пределах $(-0,5...+0,2) \%$ /°С.

2.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярным транзистором (БТ) или просто транзистором называют полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими ЭДП и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

Электронно-дырочные переходы образуются между тремя областями полупроводника с различными типами электропроводности. В соответствии с порядком чередования p - и n -областей БТ подразделяются на транзисторы типа $p-n-p$ и транзисторы типа $n-p-n$ (рис. 2.5).

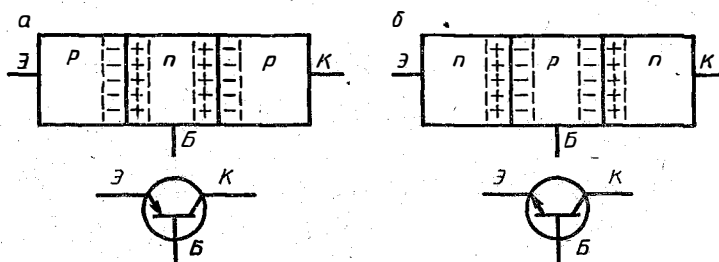


Рис. 2.5. Структура и условные обозначения биполярных транзисторов:
а — типа $p-n-p$; б — типа $n-p-n$

Средняя область транзистора называется базой, одна крайняя область — эмиттером (Э), а другая — коллектором (К). Обычно концентрация примесей в эмиттере больше, чем в коллекторе. У БТ типа $n-p-n$ база имеет электропроводность p -типа, а эмиттер и коллектор — n -типа.

ЭДП, образованный между эмиттером и базой, называют *эмиттерным*, а между базой и коллектором — *коллекторным*.

Режимы работы транзистора. В зависимости от способа подключения эмиттерного и коллекторного ЭДП к источникам питания биполярный транзистор может работать в одном из четырех режимов: отсечки, насыщения, активном и инверсном.

Эмиттерный и коллекторный ЭДП в *режиме отсечки* (рис. 2.6, а) смещаются в обратном, а в *режиме насыщения* (рис. 2.6, б) — в прямом направлениях. Коллекторный ток в этих режимах практически не зависит от напряжения и тока эмиттера.

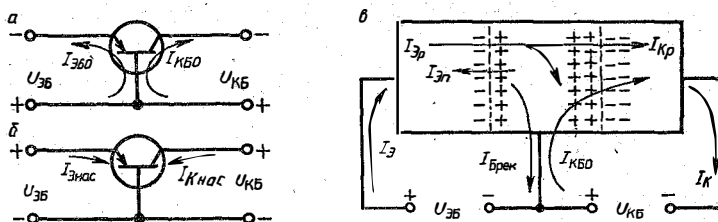


Рис. 2.6. Схемы подключения биполярного транзистора к источникам питания

Режимы отсечки и насыщения используются при работе БТ в импульсных и ключевых устройствах.

При работе транзистора в *активном режиме* его эмиттерный переход смещается в прямом, а коллекторный — в обратном направлении (рис. 2.6, в).

Под действием прямого напряжения $U_{\text{ЭБ}}$ в эмиттерной цепи протекает ток $I_{\text{Э}}$, создающий токи коллектора $I_{\text{К}}$ и базы $I_{\text{Б}}$, так что

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}. \quad (2.1)$$

Коллекторный ток содержит две составляющие: управляемую $I_{\text{Кр}} = h_{21\text{Б}} I_{\text{Эр}}$, пропорциональную току эмиттера, и неуправляемую $I_{\text{КБО}}$, создаваемую дрейфом неосновных носителей через обратно смещенный коллекторный переход. Коэффициент пропорциональности $h_{21\text{Б}} = I_{\text{Кр}}/I_{\text{Э}}$ называют статическим коэффициентом передачи тока эмиттера. Для большинства современных БТ $h_{21\text{Б}} = 0,95 \dots 0,99$ и более.

Ток базы $I_{\text{Б}}$ включает в себя рекомбинационную составляющую $I_{\text{Б, рек}}$, обусловленную электронами, поступающими в базу для компенсации положительного заряда рекомбинирующих в базе дырок, и неуправляемую составляющую коллекторного тока $I_{\text{КБО}}$, так что $I_{\text{Б}} = I_{\text{Б, рек}} - I_{\text{КБО}}$.

При использовании БТ в качестве усилительного элемента один из выводов должен быть общим для входной и выходной цепей. В схеме, приведенной на рис. 2.6, в, общим электродом является база. Такую схему включения БТ называют схемой с общей базой (ОБ) и обычно изображают так, как показано на рис. 2.7, а. Кроме схемы ОБ, на практике также применяются схемы с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

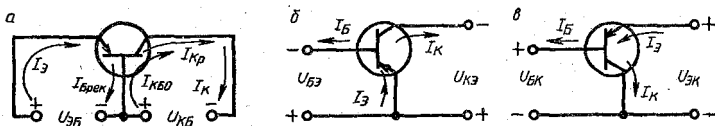


Рис. 2.7. Схемы включения биполярного транзистора

В схеме ОЭ (рис. 2.7, б) связь между выходным I_K и входным I_B токами определяется уравнением

$$I_K = h_{21E} I_B + I_{KЭ0}. \quad (2.2)$$

Коэффициент h_{21E} называется статическим коэффициентом передачи тока базы. Он связан с коэффициентом h_{21B} соотношением

$$h_{21E} = h_{21B} / (1 - h_{21B}). \quad (2.3)$$

При $h_{21B} = 0,95 \dots 0,99$ значения h_{21E} находятся в пределах $19 \dots 99$.

Составляющая $I_{KЭ0}$ представляет собой обратный (неуправляемый) ток коллектора в схеме ОЭ. Этот ток связан с обратным током $I_{КБ0}$ в схеме ОБ соотношением

$$I_{KЭ0} = (1 + h_{21E}) I_{КБ0}. \quad (2.4)$$

Из соотношения (2.4) следует, что обратный ток коллектора в схеме ОЭ значительно больше, чем в схеме ОБ. Это означает, что изменение температуры в схеме ОЭ в большей степени влияет на изменение токов (а значит, и на изменение статических характеристик и параметров), чем в схеме ОБ. Это один из недостатков включения БТ по схеме ОЭ.

При включении БТ по схеме ОК (рис. 2.7, в) связь между выходным $I_Э$ и входным $I_Б$ токами определяется соотношением

$$I_Э = (1 + h_{21E}) I_Б + I_{KЭ0}. \quad (2.5)$$

Из сравнения выражений (2.2) и (2.5) следует, что зависимости между входными и выходными токами БТ в схемах ОЭ и ОК примерно одинаковы. Это позволяет для расчета схем ОЭ и ОК использовать одинаковые характеристики и параметры.

Инверсный режим отличается от активного противоположной полярностью напряжений, прикладываемых к эмиттерному и коллекторному ЭДП.

Статические характеристики. Статические характеристики выражают сложные связи между токами и напря-

жениями электродов транзистора и зависят от способа его включения.

На рис. 2.8, а показано семейство входных характеристик БТ типа $n-p-n$, включенного по схеме ОЭ, которые выражают зависимость $I_B = f(U_{БЭ})$ при $U_{КЭ} = \text{const.}$ При $U_{КЭ} = 0$ входная характеристика представляет собой

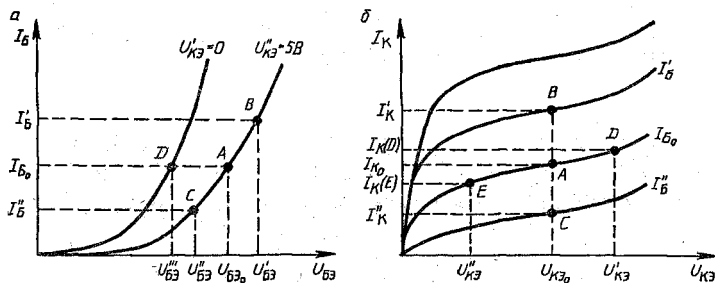


Рис. 2.8. Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с ОЭ

прямую ветвь ВАХ эмиттерного ЭДП. При положительном напряжении коллектора входная характеристика смещается вправо.

Выходные характеристики (рис. 2.8, б) отражают зависимость $I_K = f(U_{КЭ})$ при $I_B = \text{const.}$ Крутой участок характеристик соответствует режиму насыщения, а пологий — активному режиму. Зависимость между коллекторным и базовым токами на пологом участке определяется выражением (2.2).

Малосигнальные параметры статического режима:

При работе транзистора в усилительном режиме его свойства определяются малосигнальными параметрами, для которых транзистор можно считать линейным элементом. На практике наибольшее применение получили малосигнальные гибридные или h -параметры. Токи и напряжения при малых амплитудах переменных составляющих в системе h -параметров связаны следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{БЭ} &= h_{11} \dot{I}_{БЭ} + h_{12} \dot{U}_{КЭ} \\ \dot{I}_{КЭ} &= h_{21} \dot{I}_{БЭ} + h_{22} \dot{U}_{КЭ} \end{aligned} \right\}$$

где $h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_{БЭ}}{\dot{I}_{БЭ}} \right|_{\dot{U}_{КЭ}=0}$ — входное сопротивление;

$h_{12} = \left. \frac{\dot{U}_{БЭ}}{\dot{U}_{КЭ}} \right|_{\dot{I}_{БЭ}=0}$ — коэффициент обратной связи по на-

пряжению; $h_{21} = \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} \Big|_{\dot{U}_{\text{вых}}=0}$ — коэффициент прямой передачи по току; $h_{22} = \frac{i_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \Big|_{i_{\text{вх}}=0}$ — выходная проводимость.

Параметры h_{11} и h_{21} измеряются в режиме короткого замыкания выходной цепи, а параметры h_{12} и h_{22} — в режиме холостого хода входной цепи. Эти режимы легко реализуются. Значения h -параметров зависят от способа включения транзистора и на низких частотах могут быть определены по статическим характеристикам. При этом амплитуды малых токов и напряжений заменяются приращениями. Так, например, при включении транзистора по схеме с ОЭ формулы для параметров h_{11} , и h_{12} , определяемых по входным характеристикам в точке А (рис. 2.8, а), записываются в виде:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{Б}}} \Big|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}} = \frac{U'_{\text{БЭ}} - U''_{\text{БЭ}}}{I_{\text{Б}} - I''_{\text{Б}}};$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U'_{\text{БЭ}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} \Big|_{I_{\text{Б}} = \text{const}} = \frac{U_{\text{БЭ0}} - U'''_{\text{БЭ}}}{5 - 0}.$$

Параметры h_{21} и h_{22} определяются по выходным (рис. 2.8, б) характеристикам по формулам:

$$h_{21} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Б}}} \Big|_{U_{\text{КЭ}} = \text{const}} = \frac{I'_{\text{К}} - I''_{\text{К}}}{I'_{\text{Б}} - I''_{\text{Б}}};$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} \Big|_{I_{\text{Б}} = \text{const}} = \frac{I_{\text{К}}(D) - I_{\text{К}}(E)}{U_{\text{КЭ}} - U''_{\text{КЭ}}}.$$

Аналогично определяются $h_{\text{б}}$ -параметры при включении транзистора по схеме с ОБ.

Малосигнальные параметры $h_{21\text{б}}$ и $h_{21\text{э}}$ соответственно называются *коэффициентами передачи тока эмиттера и тока базы*. Они характеризуют усилительные свойства транзистора по току для переменных сигналов, а их значения зависят от режима работы транзистора и от частоты усиливаемых сигналов. Так, с увеличением частоты уменьшается модуль коэффициента передачи тока базы $|h_{21\text{э}}|$. Частота, на которой $|h_{21\text{э}}|$ уменьшается в $\sqrt{2} \approx 0,707$ раза по сравнению с его значением на низкой частоте, называется *предельной частотой передачи тока базы* и обозначается $f_{h_{21\text{э}}}$. Частота, на которой $|h_{21\text{э}}|$ уменьшается до 1, называется граничной частотой БТ и обозначается $f_{\text{гр}}$. По значению граничной частоты транзисторы

подразделяются на низкочастотные, среднечастотные, высокочастотные и сверхвысокочастотные.

2.3. ТИРИСТОРЫ

Тиристором называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, который имеет три и более перехода и может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.

Тиристоры с двумя выводами называют *диодными* или *динисторами*, а с тремя выводами — *триодными* или *тринисторами*.

Динисторы. Структура динистора состоит из четырех областей полупроводника с чередующимися типами электропроводности $p_1 - n_1 - p_2 - n_2$, между которыми образуются три ЭДП. Крайние ЭДП являются эмиттерными, а средний — коллекторным. Область p_1 называют эмиттером или анодом, область n_2 — катодом.

Подключение анода динистора к положительному полюсу внешнего источника E_a , а катода — к отрицательному соответствует прямому включению динистора. При обратной полярности напряжения источника E_a имеет место обратное включение.

При прямом включении динистор можно представить в виде комбинации двух транзисторов $p - n - p$ и $n - p - n$ (рис. 2.9, а) с коэффициентами передачи эмиттерного тока h'_{216} и h''_{216} .

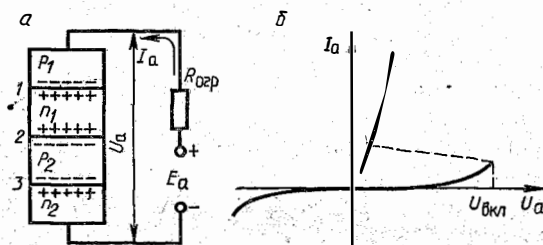


Рис. 2.9. Структура (а) и ВАХ (б) динистора

Ток I_a , протекающий через динистор, содержит дырочную инжекционную составляющую $h'_{216}I_a$ транзистора $p_1 - n_1 - p_2$, электронную инжекционную составляющую $h''_{216}I_a$ транзистора $n_1 - p_2 - n_2$ и обратный ток коллекторного перехода, т. е.

$$I_a = h'_{216}I_a + h''_{216}I_a + I_{КБО},$$

откуда

$$I_a = \frac{I_{кбо}}{1 - (h'_{216} + h''_{216})}.$$

Пока $(h'_{216} + h''_{216}) < 1$, динистор закрыт. При $(h'_{216} + h''_{216}) \rightarrow 1$ в динисторе развиваются процессы, приводящие к лавинообразному увеличению инжекционных составляющих тока и переключению коллекторного перехода в прямое направление. При этом сопротивление динистора резко уменьшается и падение напряжения на нем не превышает 1—2 В. Остальное напряжение источника E_a падает на ограничительном резисторе (рис. 2.9, б).

При обратном включении динистора через него протекает небольшой обратный ток.

Тринисторы. Тринистор отличается от динистора наличием дополнительного управляющего вывода от базовой области (рис. 2.10, а). Вывод может быть сделан

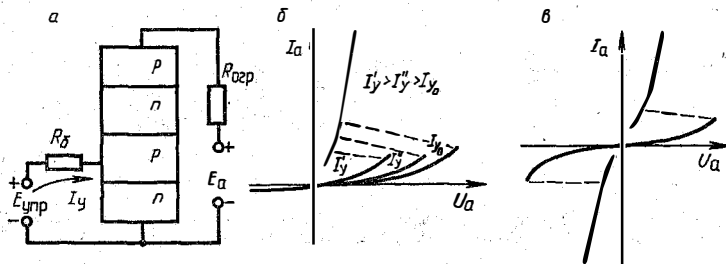


Рис. 2.10. Структура (а) и ВАХ тринистора (б) и симметричного динистора (в)

от любой базы. Источник $E_{упр}$, подключенный к этому выводу, создает ток управления I_y , который складывается с основным током. В результате переключение тринистора из закрытого состояния в открытое происходит при меньшем значении U_a (рис. 2.10, б).

В пятислойных структурах $n_1 - p_1 - n_2 - p_2 - n_3$ путем соответствующего выполнения крайних областей можно получить симметричную ВАХ (рис. 2.10, в). Такой тиристор называют симметричным. Он может быть диодным (диак) или триодным (триак).

Выключение тиристора осуществляется уменьшением (или прерыванием) анодного тока или изменением полярности анодного напряжения.

Рассмотренные тиристоры называются *незапираемыми*. Существуют также *запираемые* тиристоры, которые из открытого состояния в закрытое могут быть переведены

изменением тока управляющего электрода. Они отличаются от незапираемых конструкцией.

Параметры тиристоров. Основными параметрами тиристоров являются:

напряжение включения $U_{\text{вкл}}$;

отпирающий ток управления $I_{\text{у.вкл}}$;

ток выключения $I_{\text{выкл}}$;

остаточное напряжение $U_{\text{пр}}$;

время включения $t_{\text{вкл}}$;

время выключения $t_{\text{выкл}}$;

время задержки t_z ;

максимальные скорости нарастания прямого напряжения $(du/dt)_{\text{мах}}$ и прямого тока $(di/dt)_{\text{мах}}$.

Тиристоры широко применяются в управляемых выпрямителях, преобразователях постоянного напряжения в переменное (инверторах), стабилизаторах напряжения,

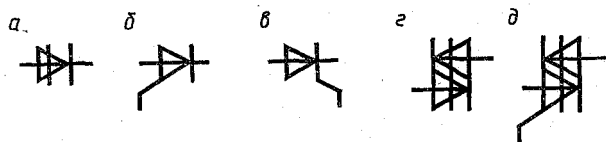


Рис. 2.11. Условные обозначения тиристоров:

а — динистора; б — тристора с управлением по аноду; в — тристора с управлением по катоду; г — симметричного динистора; д — симметричного тристора

в качестве бесконтактных переключателей, в электроприводах, устройствах автоматики, телемеханики, вычислительной техники и т. д.

Условные графические обозначения тиристоров показаны на рис. 2.11.

2.4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор (ПТ) — это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей заряда одного знака, протекающим через проводящий канал, и который управляется электрическим полем.

Управляющий электрод, изолированный от канала, называют затвором. По способу изоляции затвора полевые транзисторы делятся на три типа:

1) с управляющим $p-n$ -переходом, или с $p-n$ -затвором;

2) с металлополупроводниковым затвором, или с затвором Шоттки;

3) с изолированным затвором.

Полевые транзисторы с $p-n$ -затвором. В полевом транзисторе с $p-n$ -затвором (рис. 2.12) канал n -типа

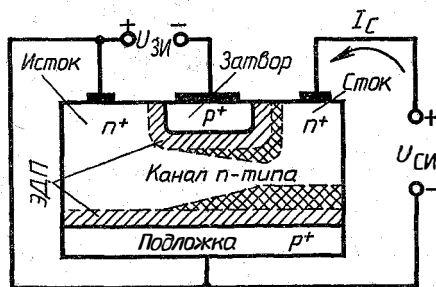


Рис. 2.12. Структура и схема подключения к источникам питания ПТ с $p-n$ -затвором и каналом n -типа

изолирован от подложки и затвора $p-n$ -переходами, которые вследствие выполнения условия $p^+ \gg n$ образуются, в основном, в канале. При $U_{зи} = 0$ толщина канала наибольшая, и его сопротивление минимальное. Если на затвор подать по отношению к источнику отрицательное напряжение $U_{зи}$, то $p-n$ -переходы расширятся, толщина канала уменьшится, а его сопротивление возрастет. Следовательно, если между истоком и стоком включить источник напряжения $U_{си}$, то силой тока I_c , протекающего через канал, можно управлять путем изменения сопротивления канала с помощью напряжения, подаваемого на затвор. На этом принципе и основана работа ПТ с $p-n$ -затвором.

Основными статическими характеристиками ПТ с $p-n$ -затвором являются передаточные (сток-затворные) и выходные (стоковые) характеристики (рис. 2.13).

Напряжение затвора, при котором канал полностью перекрывается, а ток стока уменьшается до десятых долей микроампера, называют *напряжением отсечки* и обозначают $U_{зи\text{отс}}$.

Ток стока $I_{c\text{нач}}$ при $U_{зи} = 0$ называют *начальным током стока*.

Выходные характеристики содержат крутую, или омическую, и пологую области. Пологая область называется также областью насыщения или областью перекрытия канала.

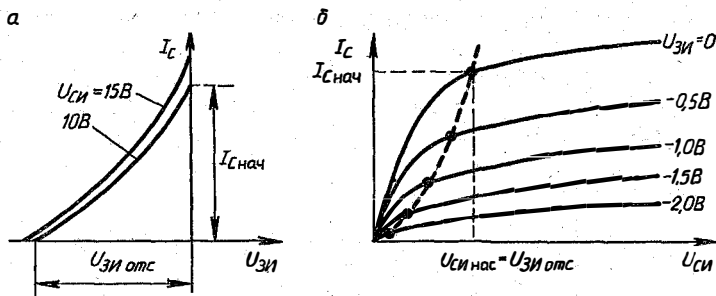


Рис. 2.13. Статические передаточные (а) и выходные (б) характеристики ПТ с p — n -затвором и каналом n -типа

Ток стока, протекая через канал, создает на его определенном сопротивлении падение напряжения, которое увеличивает обратные напряжения канал-затвор и канал-подложка, что приводит к уменьшению толщины канала. Наибольшего значения обратные напряжения достигают у границы со стоком, и в этой области сужение канала оказывается максимальным (рис. 2.12). При некотором значении напряжения $U_{СИ}$ происходит смыкание обоих p — n -переходов в области стока и перекрытие канала. Такое напряжение стока называют напряжением перекрытия или *напряжением насыщения* ($U_{СИ\text{ нас}}$). При подаче на затвор обратного напряжения происходит дополнительное сужение канала, и его перекрытие наступает при меньшем значении напряжения $U_{СИ\text{ нас}}$.

Полевые транзисторы с затвором Шоттки. В ПТ с затвором Шоттки управление сопротивлением канала осуществляется изменением под действием напряжения затвора толщины выпрямляющего перехода, образованного на границе между металлом и полупроводником. По сравнению с p — n -переходом выпрямляющий переход металл — полупроводник позволяет существенно уменьшить длину канала: до 0,5...1 мкм. При этом значительно уменьшаются и размеры всей структуры ПТ, вследствие чего ПТ с барьером Шоттки способны работать на более высоких частотах — до 50...80 ГГц.

Полевые транзисторы с изолированным затвором. Эти транзисторы имеют структуру металл — диэлектрик — полупроводник и называются кратко МДП-транзисторами. Если в качестве диэлектрика используется оксид кремния, то их называют также МОП-транзисторами.

Существуют две разновидности МДП-транзисторов: с индуцированным и со встроенным каналами.

В МДП-транзисторах с индуцированным каналом p -типа (рис. 2.14) области стока и истока p -типа обра-

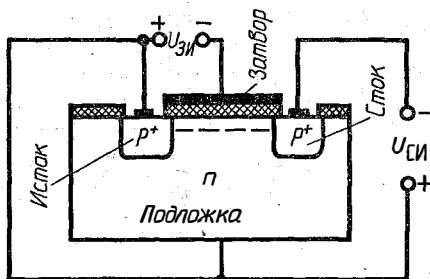


Рис. 2.14. Структура и схема подключения к источникам питания МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа

зуют с n -областью подложки два встречно включенных ЭДП, и при подключении к ним источника любой полярности ток в цепи будет отсутствовать. Если же на затвор относительно истока и подложки подать отрицательное напряжение, то при достаточном значении этого напряжения в приповерхностном слое полупроводника, расположенном под затвором, произойдет инверсия типа электропроводности и p -области стока и истока окажутся соединенными каналом p -типа. Такое напряжение затвора называют пороговым и обозначают $U_{зи\text{пор}}$. С увеличением отрицательного напряжения затвора увеличивается глубина проникновения инверсионного слоя в полупроводник, что соответствует увеличению толщины канала и уменьшению его сопротивления.

Передаточные и выходные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа представлены на рис. 2.15. Падение напряжения на сопротивлении ка-

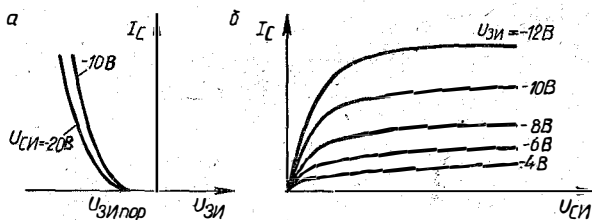


Рис. 2.15. Статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа

нала уменьшает напряжение между затвором и каналом и толщину канала. Наибольшее сужение канала будет у стока, где напряжение $U_{сз}$ оказывается наименьшим ($U_{сз} = U_{си} - U_{зи}$).

В МДП-транзисторах со встроенным каналом между областями стока и истока уже в стадии изготовления создается тонкий приповерхностный слой (канал) с таким же типом электропроводности, какую имеют сток и исток. Поэтому в таких транзисторах ток стока $I_{с\text{нач}}$, называемый начальным, протекает и при $U_{зи} = 0$.

Статические выходные и передаточные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом p -типа показаны на рис. 2.16.

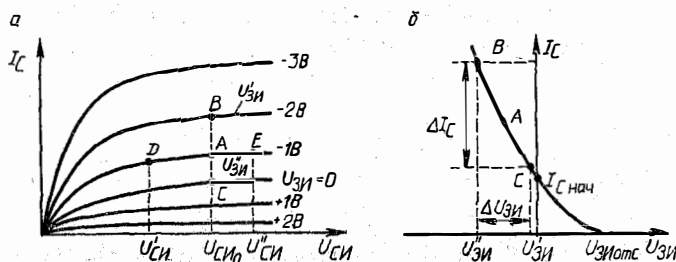


Рис. 2.16. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом p -типа

Дифференциальные параметры ПТ. Кроме рассмотренных выше параметров, свойства ПТ характеризуются дифференциальными параметрами: крутизной передаточной характеристики, или крутизной ПТ; дифференциальным сопротивлением и статическим коэффициентом усиления.

Крутизна ПТ $S = di_C/du_{зи}$ при $U_{си} = \text{const}$ характеризует усилительные свойства транзистора и для маломощных транзисторов обычно составляет несколько мА/В.

Дифференциальное сопротивление $r_i = du_{си}/di_C$ при $U_{зи} = \text{const}$ представляет собой сопротивление канала ПТ переменному току.

Крутизну ПТ можно определить по статическим выходным или передаточным характеристикам (рис. 2.16) на основании выражения

$$S = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}} = \frac{I_C(B) - I_C(C)}{U'_{зи} - U''_{зи}},$$

а дифференциальное сопротивление — по выходным характеристикам в соответствии с выражением

$$r_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \Big|_{U_{зи} = \text{const}} = \frac{U'_{си} - U'_{си}}{I_c(E) - I_c(D)}.$$

Статический коэффициент усиления $\mu = dU_{си}/dU_{зи}$ при $I_c = \text{const}$ обычно рассчитывается по формуле $\mu = S r_i$.

Условные графические обозначения полевых транзисторов показаны на рис. 2.17.

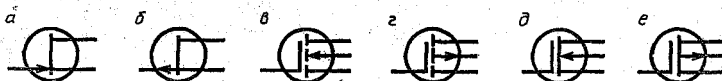


Рис. 2.17. Условные обозначения полевых транзисторов:

а, б — с р — п-затвором и каналами п- и р-типов соответственно; в, г — с изолированным затвором и индуцированными каналами п- и р-типов; д, е — с изолированным затвором и встроенными каналами п- и р-типов

Полевые транзисторы используются в усилителях с большим входным сопротивлением, ключевых и логических устройствах, а также в управляемых аттенюаторах в качестве элемента, сопротивление которого изменяется под действием управляющего напряжения.

2.5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектронным называют полупроводниковый прибор, излучающий или преобразующий электромагнитное излучение или чувствительный к этому излучению в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях спектра, либо использующий подобное излучение для внутреннего взаимодействия его элементов.

По принципу действия и выходному эффекту оптоэлектронные полупроводниковые приборы подразделяются на излучающие, приемники излучения и оптопары, или оптроны.

Излучающие полупроводниковые приборы. Излучающим называют полупроводниковый прибор, предназначенный для непосредственного преобразования электрической (или световой) энергии в энергию светового излучения. Излучающие полупроводниковые приборы подразделяются на четыре группы: светоизлучающие диоды, лазеры, электролюминесцентные порошковые и пленочные излучатели.

Наиболее характерным представителем излучающих полупроводниковых приборов является светоизлучающий диод (СИД), который преобразует электрическую энергию в энергию некогерентного светового излучения. Если ЭДП светоизлучающего диода включить в прямом направлении, то в результате инжекции подвижных носителей заряда начнется их интенсивная рекомбинация в прилегающих к ЭДП областях полупроводника и в самом ЭДП. При рекомбинации зарядов происходит переход электронов с более высоких энергетических уровней, лежащих в зоне проводимости, на более низкие, расположенные в валентной зоне. Этот переход сопровождается выделением части энергии в виде тепла (фононная рекомбинация) или электромагнитного излучения (фотонная рекомбинация). В СИД используется фотонная рекомбинация, которая является преобладающей в полупроводниках из арсенида (GaAs) и фосфида (GaP) галлия, карбида кремния (SiC) и сопровождается излучением видимого света в диапазоне от красного до голубого.

Если в одном кристалле полупроводника создать несколько излучающих ЭДП, то получится матричный СИД, используемый в цифровых и буквенных индикаторах. При соответствующем включении отдельных групп ЭДП матричного СИД высвечивается цифра или буква.

Полупроводниковые приемники излучения. Принцип действия полупроводниковых приемников электромагнитного излучения основан на использовании фотоэлектрических явлений, или фотоэффектов. Различают два вида фотоэффекта — внутренний и внешний.

Под внутренним фотоэффектом понимают переход электронов вещества на более высокий энергетический уровень под действием излучения. Это приводит к изменению концентрации подвижных носителей заряда и, следовательно, к изменению электрических свойств полупроводника.

Внешний фотоэффект представляет собой фотоэлектронную эмиссию, которая заключается в том, что испускание электронов тем или иным веществом происходит при воздействии на это вещество ультрафиолетового, видимого или инфракрасного излучения.

Полупроводниковыми приемниками излучения являются фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры, в которых используется внутренний фотоэффект.

Фоторезистор представляет собой фоточувствительную полупроводниковую пластинку или пленку (обычно из сульфида или селенида кадмия, а также из сульфида свинца), нанесенную на диэлектрическую подложку. От концов пластинки делают выводы и помещают ее в пластмассовый корпус с окошком. Если между выводами фоточувствительной пластинки включить источник ЭДС, в цепи потечет небольшой ток, называемый темновым током. При освещении пластинки через окошко в корпусе сила тока увеличивается, что эквивалентно уменьшению сопротивления фоторезистора.

Фотодиод — это фотогальванический приемник излучения без внутреннего усиления, фоточувствительный элемент которого имеет структуру полупроводникового диода. В основу работы фотодиода положена зависимость обратного тока от освещенности.

Вольт-амперная характеристика неосвещенного фотодиода ($\Phi = 0$) подобна ВАХ обычного полупроводникового диода. При освещении в ЭДП происходит дополнительная генерация пар электрон — дырка. Электрическим полем ЭДП дырки перебрасываются в p -область, а электроны — в n -область, что приводит к увеличению потока неосновных носителей через ЭДП. Если к диоду подключен внешний источник напряжения в обратном направлении, то это явление будет сопровождаться увеличением обратного тока. Такой режим работы фотодиода называют фотопреобразовательным.

Переход образовавшихся в результате освещения фотодиода дырок в p -область, а электронов в n -область вызывает увеличение потенциала p -области и снижение потенциала n -области. В результате между p - и n -областями возникает разность потенциалов, или фотоЭДС. Предельно возможное значение фотоЭДС равно контактной разности потенциалов: до 0,6 В у селеновых и кремниевых фотодиодов и до 0,87 В у фотодиодов из арсенида галлия.

Следовательно, фотодиоды можно использовать в качестве источников ЭДС.

Фототранзистор — это фотогальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого содержит структуру транзистора, обеспечивающую усиление.

Конструктивно фототранзистор выполняется таким образом, чтобы световой поток воздействовал на базовую область. Обычно фототранзистор включается по

схеме ОЭ, и через его коллекторный переход при отсутствии освещения протекает темновой ток $I_{\text{кэо}} = (1 + h_{21E})I_{\text{кбо}}$. При освещении базы в ней происходит генерация дополнительных пар электрон — дырка. Дырки, являющиеся в n -базе неосновными носителями заряда, диффундируют к коллекторному переходу и втягиваются его полем в коллектор, образуя первую составляющую коллекторного фототока $I_{\phi 1}$. Для электронов электрическое поле коллекторного перехода представляет потенциальный барьер, поэтому если вывод базы оставить неподключенным, то неравновесные электроны останутся в базе, уменьшая потенциальный барьер эмиттерного перехода. Это вызовет инжекцию дырок из p -эмиттера в базу, которые диффундируют к коллекторному переходу и образуют вторую составляющую коллекторного фототока $I_{\phi 2}$.

Если базовый вывод подключить к источнику напряжения, как это делается у обычного биполярного транзистора, то можно получить не только оптическое, но и электрическое управление коллекторным током фототранзистора.

Фототиристором называют фотогоальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого имеет структуру тиристора. Работа фототиристора подобна работе тринистора. Различие заключается лишь в том, что напряжение включения, при котором происходит переход фототиристора из закрытого состояния в открытое, определяется не управляющим током, а освещенностью одной из баз.

Фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры широко применяются в устройствах автоматики и измерительной техники, системах телеуправления и сигнализации, в вычислительной технике, фотометрии, импульсных устройствах, оптопарах и др.

Оптопары. Оптопарой, или оптроном, называют оптоэлектронный полупроводниковый прибор, содержащий излучающий и фотоприемный элементы, между которыми имеется оптическая связь и обеспечена электрическая изоляция (рис. 2.18).

В источнике светового излучения ИС энергия электрического сигнала преобразуется в световое излучение. Световое излучение через оптический канал ОК поступает на фотоприемник ФП, в котором преобразуется в электрическую энергию.

Излучателями в оптопарах обычно служат СИД.



Рис. 2.18. Структурная схема оптопары

В оптических каналах используются полимерные оптические клеи и лаки, незатвердевающие вазелиноподобные и каучукоподобные оптические среды, а также волоконно-оптические световоды. В качестве фотоприемников в оптопарах применяются фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры. В зависимости от типа фотоприемника различают резисторные, диодные, транзисторные и тиристорные оптопары.

Оптоэлектронные интегральные микросхемы состоят из одной или нескольких оптопар и электрически соединенных с ними одного или нескольких согласующих или усилительных устройств.

Проблемы комплексной микроминиатюризации РЭА ускоряют развитие оптоэлектроники. В ряде случаев оптопары успешно используются вместо импульсных трансформаторов, реле, переключателей, переменных резисторов и потенциометров, а также других радиокомпонентов, имеющих механически перемещающиеся детали и плохую физическую и конструктивно-технологическую совместимость с полупроводниковыми и микроэлектронными приборами.

2.6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ АКТИВНЫЕ И ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Интегральными микросхемами (ИМС) называют функциональные узлы РЭА, изготовленные методом интегральной технологии, при которой совмещаются процессы изготовления входящих в узел элементов и процессы объединения их в функциональную конструктивно завершенную структуру.

По технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на полупроводниковые, пленочные и гибридные.

Элементы полупроводниковых ИМС. Полупроводниковыми называют такие интегральные микросхемы, в которых все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме полупроводника.

Активные и пассивные элементы полупроводниковых ИМС могут быть реализованы на основе биполярной транзисторной структуры (рис. 2.19, а). Выводы эмит-

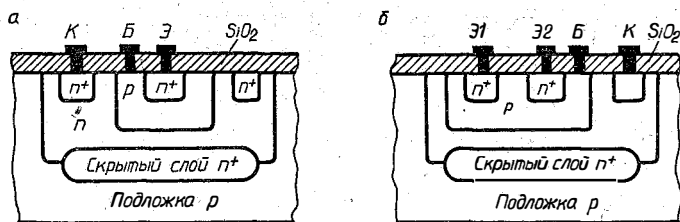


Рис. 2.19. Структура биполярных одноэмиттерного (а) и многоэмиттерного (б) транзисторов полупроводниковых ИМС

тера Э, коллектора К и базы Б лежат в одной плоскости с выводами других элементов. Такая конструкция называется планарной. При планарной конструкции увеличивается длина пути протекания коллекторного тока и, следовательно, сопротивление этому току, что отрицательно сказывается на ряде параметров транзистора. Для уменьшения сопротивления коллекторной области в ней создают низкоомный скрытый слой n^+ -типа.

Иногда применяются БТ с двумя и более эмиттерами при одной общей базе и общем коллекторе (рис. 2.19, б). Такие транзисторы называют многоэмиттерными.

Интегральные БТ могут работать на частотах до 1 ГГц. Максимальные значения коллекторного тока и коллекторного напряжения не превышают соответственно 50 мА и 40 В, а обратные токи ЭДП составляют менее 10 нА. Коэффициент передачи тока базы чаще всего лежит в пределах от 20 до 50.

Диоды полупроводниковых ИМС также выполняются на основе биполярной транзисторной структуры, в которой используется p -область и одна из n -областей. Другая n -область либо не используется, либо соединяется электрически с p -областью или первой n -областью (рис. 22.20, а). Таким образом удастся получить диоды с различным быстродействием и различными пробивными напряжениями.

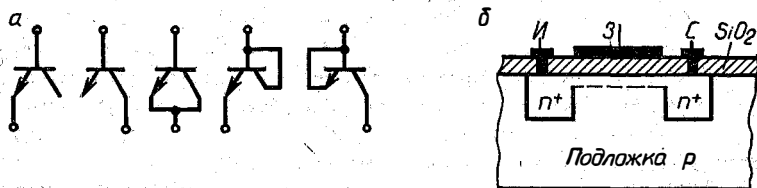


Рис. 2.20. Электрические схемы диодов на основе транзисторных структур (а) и структура МДП-транзистора (б) полупроводниковых ИМС

Структура интегрального МДП-транзистора дана на рис. 2.20, б. Так как электропроводности областей стока, канала и истока противоположны электропроводности подложки, то на границах этих областей с подложкой образуются изолирующие ЭДП, исключающие дополнительную изоляцию. Поэтому технология ИМС на МДП-транзисторах более простая, чем на БТ. Кроме того, площадь, занимаемая МДП-транзистором, значительно меньше площади БТ. Это позволяет в МДП-транзисторах получить большую плотность размещения элементов на подложке.

Из-за больших междуэлектродных емкостей рабочая частота интегральных МДП-транзисторов не превышает 10 МГц. Максимальные значения тока и напряжения стока не выше 10 мА и 30 В соответственно, а входное сопротивление постоянному току составляет десятки мегаом.

В качестве конденсаторов полупроводниковых ИМС обычно используют емкости обратно смещенных ЭДП (обычно коллекторный переход транзисторной структуры). Емкость такого конденсатора не превышает 100 пФ, добротность — не более 10, допуск — до 30 %, ТКС — до $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$. Лучшими параметрами обладают МДП-конденсаторы, в которых в качестве одной (нижней) обкладки используется эмиттерная область транзисторной структуры, а в качестве второй (верхней) — металлическая пленка, отделенная от первой обкладки диэлектрической пленкой оксида кремния.

В полупроводниковых ИМС резистором может служить одна из областей биполярной транзисторной структуры (диффузионные резисторы) или канал МДП-транзистора. Диффузионные резисторы, использующие базовую область транзисторной структуры, имеют сопротивление от 100 Ом до 20 кОм. Резисторы, использующие эмиттерную область, являются низкоомными: их сопротивления составляют от 2 до 30 Ом.

Элементы пленочных ИМС. Пленочные интегральные микросхемы — это ИМС, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку. В качестве подложки используются такие диэлектрики, как стекло, ситалл, сапфир, керамика.

В современных ИМС широко применяются пленочные пассивные элементы: резисторы, конденсаторы, иногда катушки индуктивности, а также пленочные проводники,

осуществляющие связь между элементами. Технология производства пока не позволяет создавать пленочные активные элементы с приемлемыми параметрами.

Пленочный конденсатор имеет структуру металл — диэлектрик — металл. Такая структура получается путем последовательного напыления на диэлектрическую подложку трех тонких пленок: проводящей, диэлектрической и снова проводящей. Емкость пленочного конденсатора достигает 500 пФ при допуске (5...10) %, добротность — до 100, ТКС — до $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$.

Пленочный резистор представляет собой токопроводящую дорожку из пленки высокоомного металла или сплава, нанесенной на диэлектрическую подложку. Сопротивление пленочного резистора может составлять несколько десятков килоом.

Индуктивные элементы с индуктивностью до 20 мкГн выполняются в виде плоских многовитковых спиралей. Добротность таких индуктивных элементов не превышает 50, поэтому они применяются редко.

Элементы гибридных ИМС. Гибридными интегральными микросхемами называют ИМС, у которых пассивные элементы выполнены пленками на поверхности диэлектрической подложки, а активные элементы размещены над ней в виде дискретных навесных деталей (компонентов). В качестве активных элементов гибридных ИМС могут служить бескорпусные полупроводниковые интегральные микросхемы. Такую сложную гибридную микросхему называют микросборкой.

Контрольные вопросы и задания

1. Изобразите на одном графике ВАХ германиевого и кремниевого выпрямительных диодов. Чем вызваны отличия прямых и обратных ветвей этих характеристик?

2. Чем ограничивается частотный диапазон полупроводниковых диодов? Каким образом его можно увеличить?

3. На использовании какого явления основана работа варикапа?

4. Поясните принцип стабилизации напряжения на нагрузке с помощью стабилитрона.

5. Назовите основные параметры кремниевых стабилитронов и стабилиторов. Какие из них можно определить по ВАХ?

6. Изобразите схемы включения биполярных транзисторов типов $p-n-p$ и $n-p-n$ в режимах отсечки, насыщения и активном. В каком из этих режимов возможно эффективное управление коллекторным током и почему?

7. Как определяются h -параметры по статическим гибридным характеристикам транзистора?

8. В чем отличия между диноистором и диакром и между тринистором и триаком?

9. Поясните принцип управления током стока в полевом транзисторе с $p-n$ -затвором и в МДП-транзисторе с индуцированным каналом.

10. Какие характеристики и параметры определяют основные свойства полевых транзисторов?

11. Какие явления определяют принцип работы светоизлучающего диода?

12. Перечислите основные типы приемников излучения и дайте им краткую характеристику.

13. Изобразите устройство активных и пассивных элементов полупроводниковых и пленочных ИМС.

Глава 3. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

3.1. ЭЛЕКТРОННО-УПРАВЛЯЕМЫЕ ЛАМПЫ

Электривакуумными приборами (ЭВП) называют устройства, в которых электрический ток создается потоком электронов или ионов, движущихся в высоком вакууме или инертной газовой среде. ЭВП подразделяются на электронно-управляемые лампы (ЭУЛ), электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), газоразрядные приборы (ГРП) и фотоэлектрические (фотоэлектронные) приборы.

В ЭУЛ электрический ток создается за счет движения в высоком вакууме (давление газа составляет всего $1,33 (10^{-5} \dots 10^{-6})$ Па ($10^{-7} \dots 10^{-8}$ мм рт. ст.)) электронов от одного электрода к другим. Простейшей ЭУЛ является диод.

Диод. В диоде содержится всего два электрода: катод и анод. Катод является источником свободных электронов. Для выхода электронов из катода им необходимо сообщить дополнительную энергию, называемую работой выхода. Эту энергию электроны получают при нагревании катода электрическим током. Испускание нагретым катодом электронов называют термоэлектронной эмиссией.

Отрицательный пространственный заряд, образованный вылетевшими из катода электронами, создает у его поверхности электрическое поле, которое препятствует выходу электронов из катода, образуя на их пути потенциальный барьер.

На анод подается положительное относительно катода напряжение, которое уменьшает потенциальный барьер у поверхности катода. Электроны, энергия которых достаточна для преодоления потенциального барьера, ухо-

дят из области пространственного заряда, попадают в ускоряющее электрическое поле анодного напряжения и движутся к аноду, создавая анодный ток. С увеличением анодного напряжения увеличивается и анодный ток диода.

При отрицательном анодном напряжении потенциальный барьер у поверхности катода увеличивается, энергия электронов оказывается недостаточной для его преодоления, и ток через диод не протекает. В этом заключается важная особенность диода — его односторонняя электрическая проводимость.

На рис. 3.1 показаны условные обозначения диодов и схемы их подключения к источнику анодного напряжения.

Триод. В отличие от диода триод имеет три электрода: катод, анод и сетку (рис. 3.2, а, б). Сетка располагается

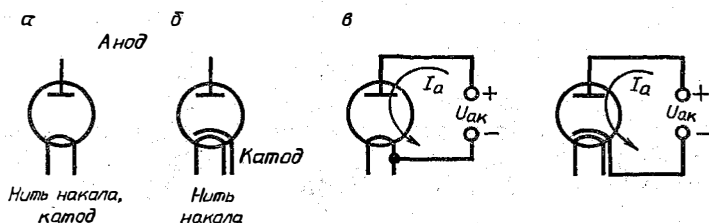


Рис. 3.1. Условные обозначения диодов с катодом прямого (а) и косвенного (б) накала и схемы подключения диодов к источнику анодного напряжения (в)

между катодом и анодом в непосредственной близости от катода. Если на сетку подать отрицательное напряжение (рис. 3.2, в), то потенциальный барьер у катода увеличится, а анодный ток уменьшится. При некотором отрицательном напряжении сетки, называемом напряжением запирающего $U_{ск.зап}$, анодный ток уменьшится до нуля. Если же на сетку подать положительное напряжение (рис. 3.2, г), то образованное им электрическое поле между катодом и сеткой приведет к уменьшению потенциального барьера и увеличению анодного тока.

Ввиду того что сетка расположена к катоду ближе, чем анод, поданное на нее напряжение влияет на потенциальный барьер и анодный ток триода значительно сильнее, чем такое же по значению анодное напряжение. Поэтому в триоде управление анодным током осуществляют изменением сеточного напряжения, а не анодного.

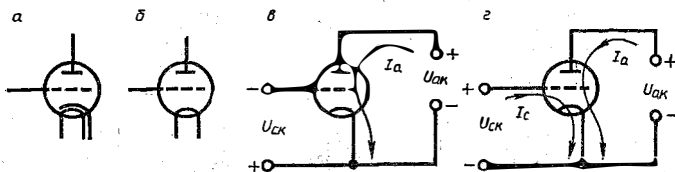


Рис. 3.2. Условные обозначения триодов (а, б) и схемы их подключения к источникам анодного и сеточного напряжения (в, г)

Основными характеристиками триода являются семейства статических анодно-сеточных (передаточных) характеристик $I_a = f(U_{ск})$, снятых при различных анодных напряжениях $U_{ак}$ (рис. 3.3, а), и анодных (выходных) характеристик $I_a = f(U_{ак})$, снятых при различных напряжениях сетки (рис. 3.3, б).

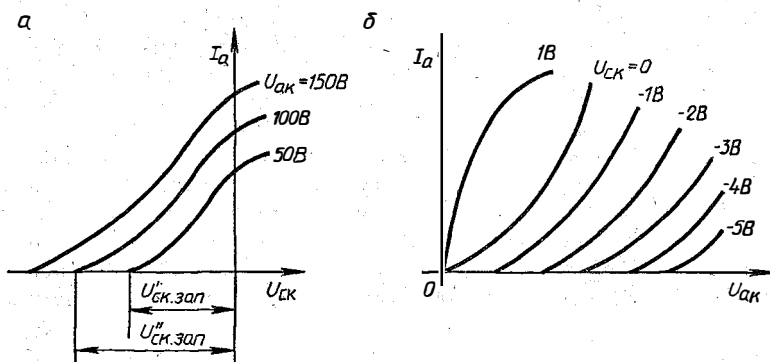


Рис. 3.3. Статические характеристики триода

Недостатками триода являются большая проходная емкость (емкость между сеткой и анодом) и малый статический коэффициент усиления. Эти недостатки устраняются введением в ЭУЛ второй сетки.

Тетрод. Это четырехэлектродная электронно-управляемая лампа, содержащая катод, анод и две сетки (рис. 3.4, а). Первая сетка, расположенная вблизи катода, используется, как и в триоде, для управления анодным током и называется управляющей. Вторая сетка, располагаемая между первой сеткой и анодом, является своеобразным экраном между этими электродами. В результате экранирующего действия второй сетки значительно уменьшается проходная емкость лампы и влияние анодного напряжения на потенциальный барьер у по-

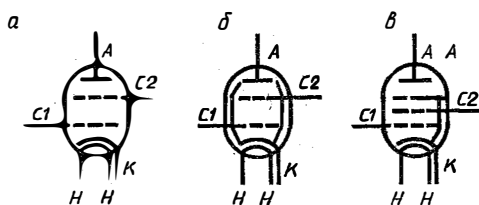


Рис. 3.4. Условные обозначения тетрода (а), лучевого тетрода (б) и пентода (в)

верхности катода. Поэтому для создания направленного движения электронов от катода к аноду на вторую сетку, называемую экранирующей, подают положительное напряжение U_{c2k} , которое равно или несколько меньше, чем анодное. При этом часть электронов попадает на экранирующую сетку и создает ток I_{c2} этой сетки.

Электроны, попадающие на анод, выбивают из него вторичные электроны. При $U_{ak} < U_{c2k}$ (а такие случаи имеют место при работе тетрода) вторичные электроны притягиваются экранирующей сеткой, что приводит к увеличению тока экранирующей сетки и уменьшению анодного тока. Это явление называют динаatronным эффектом. Для устранения динаatronного эффекта, ограничивающего рабочую область ЭУЛ, между анодом и экранирующей сеткой создают потенциальный барьер для вторичных электронов. Такой барьер образуется при увеличении плотности электронного потока за счет его фокусировки в лучевых тетрадах (рис. 3.4, б) или при введении между экранирующей сеткой и анодом третьей сетки, имеющей, как правило, нулевой потенциал.

Пентод. Пятиэлектродную ЭУЛ называют пентодом (рис. 3.4, в). Нулевой потенциал третьей сетки, которая называется антидинаatronной или защитной, обеспечивается за счет электрического соединения ее с катодом.

Основными характеристиками тетродов и пентодов являются семейства статических анодных (выходных) $I_a = f(U_{ak})$ при $U_{c1k} = \text{const}$ и сеточно-анодных $I_{c2} = f(U_{ak})$ при $U_{c1k} = \text{const}$ характеристик, которые снимаются при постоянном напряжении U_{c2k} и строятся на одном графике (рис. 3.5).

Лампы, содержащие более трех сеток, называют многосеточными. В одном баллоне может располагаться не одна электродная система, а две и более. Такие ЭУЛ называются комбинированными (двойные

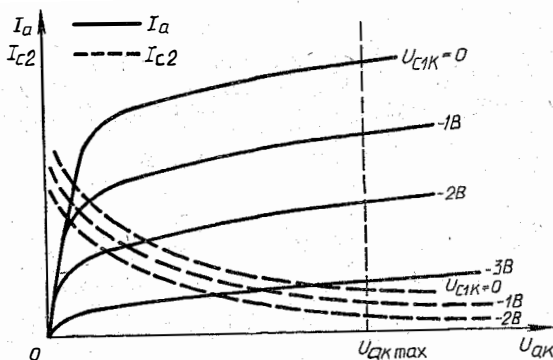


Рис. 3.5. Статические характеристики тетродов и пентодов

диоды, триоды, тетроды и пентоды; триод-пентоды и т. п.).

Параметрами, характеризующими усилительные свойства ЭУЛ, являются:

крутизна анодно-сеточной характеристики

$$S = \frac{dI_a}{dU_{ск}} \approx \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{ск}} \text{ при } U_{ак} = \text{const};$$

внутреннее (дифференциальное) сопротивление

$$r_i = \frac{dU_{ак}}{dI_a} \approx \frac{\Delta U_{ак}}{\Delta I_a} \text{ при } U_{ск} = \text{const};$$

статический коэффициент усиления

$$\mu = - \frac{dU_{ак}}{dU_{ск}} \approx - \frac{\Delta U_{ак}}{\Delta U_{ск}} \text{ при } I_a = \text{const}.$$

Параметры S , r_i и μ , называемые *дифференциальными*, связаны между собой соотношением $\mu = S r_i$.

3.2. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ) называют электронные электровакуумные приборы, в которых используется сконцентрированный в виде луча поток электронов. Эти приборы имеют форму трубки, вытянутой в направлении движения луча. Основными элементами ЭЛТ являются стеклянный баллон, или колба, электронный прожектор, отклоняющая система и экран (рис. 3.6).

Баллон 7 служит для поддержания в ЭЛТ необходимого вакуума и защиты электродов от механических и

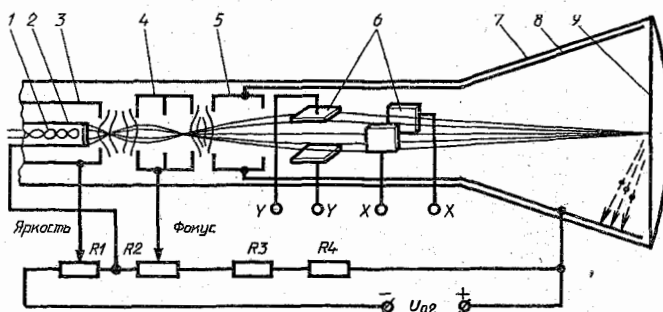


Рис. 3.6. Устройство ЭЛТ с электростатическим управлением

климатических воздействий. Часть внутренней поверхности баллона покрывают графитовой пленкой 8, называемой аквадагом. На аквадаг подают положительное относительно катода напряжение.

Электронный прожектор предназначен для создания сфокусированного электронного потока (луча) с требуемой плотностью тока. Он состоит из термоэлектронного катода 2, внутри которого находится подогреватель 1, управляющего электрода 3, называемого модулятором, первого 4 и второго 5 анодов. Модулятор и аноды выполнены в виде полых цилиндров, соосных с цилиндрическим катодом.

Модулятор подключается к источнику отрицательного напряжения, регулируемого в пределах от нуля до нескольких десятков вольт. На аноды подаются положительные напряжения: несколько сотен вольт на первый и несколько киловольт — на второй.

Между модулятором и первым анодом образуется неоднородное электрическое поле, которое фокусирует все электроны, вылетевшие из катода и прошедшие через отверстие модулятора, в некоторой точке на оси ЭЛТ в полости первого анода. Такое электрическое поле называют электростатической линзой.

Между первым и вторым анодами образуется вторая электростатическая линза. В отличие от первой, короткофокусной, она является длиннофокусной: ее фокус располагается на оси ЭЛТ в плоскости экрана 9.

Изменение напряжения модулятора приводит к изменению числа электронов, способных преодолеть потенциальный барьер у катода и попадающих в ускоряющее электрическое поле первого анода. Следовательно, напряжение модулятора определяет плотность электрон-

ного луча и яркость светящегося пятна на экране ЭЛТ. Фокусировка луча на экране ЭЛТ достигается изменением неоднородного электрического поля второй электростатической линзы путем изменения напряжения первого анода.

Отклоняющая система служит для направления сфокусированного электронного луча в любую точку экрана. Это достигается воздействием на электронный луч поперечного электрического или магнитного поля.

При отклонении электронного луча электрическим полем (электростатическое отклонение) отклоняющие напряжения подводятся к двум расположенным взаимно перпендикулярно парам параллельных пластин 6. Электронный луч, проходя между пластинами, отклоняется в сторону пластины с бóльшим потенциалом. Пластины, электрическое поле между которыми отклоняет электронный луч в горизонтальном направлении, называют горизонтально-отклоняющими или X-пластинами, а в вертикальном — вертикально-отклоняющими или Y-пластинами.

Основным параметром электростатической отклоняющей системы является чувствительность к отклонению S_z , определяемая как отношение отклонения светящегося пятна на экране ЭЛТ к отклоняющему напряжению. Для современных ЭЛТ $S_z = 0,1 \dots 3$ мм/В.

Наряду с электростатическим применяется и магнитное отклонение электронного луча. Отклоняющее магнитное поле создается током, проходящим через две пары расположенных взаимно перпендикулярно на горловине ЭЛТ катушек.

Экраны 9 электронно-лучевых трубок, используемых для преобразования электрических сигналов в световые, покрыты специальным составом — люминофором, который светится при попадании на него сфокусированного потока электронов. В качестве люминофоров используют сульфиды цинка и цинка-кадмия, силикат цинка (виллемит), вольфраматы кальция и кадмия. Такие экраны называются люминесцентными.

На свечение люминофора затрачивается лишь часть энергии электронного луча. Остальная энергия луча передается электронам экрана и вызывает вторичную электронную эмиссию с поверхности экрана. Вторичные электроны притягиваются аквадагом, который обычно электрически соединяется со вторым анодом.

Экраны ЭЛТ, применяемых для получения цветного

изображения, содержат зерна люминофоров с синим, красным и зеленым свечениями — триады, расположенные в определенном порядке. В горловине трубки находятся три автономных электронных прожектора. Они расположены таким образом, что их электронные лучи пересекаются на некотором расстоянии от экрана. В плоскости пересечения лучей устанавливается теневая маска, в которой имеется большое количество отверстий. После прохождения через отверстия в маске каждый из электронных лучей попадает на свой элемент триады (рис. 3.7).

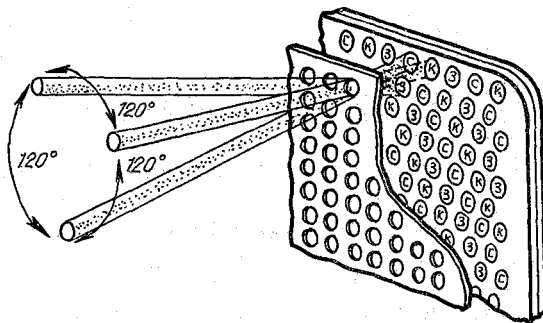


Рис. 3.7. Устройство экрана цветного масочного кинескопа

Вследствие смешивания трех цветов различной яркости получается свечение требуемого цвета.

Кроме люминесцентных, бывают диэлектрические экраны. Электронный луч, перемещаясь по такому экрану, создает на его участках различные заряды, т. е. своеобразный потенциальный рельеф, который может сохраняться длительное время. Диэлектрические экраны применяются в запоминающих ЭЛТ, получивших название потенциалоскопы.

3.3. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия газоразрядных приборов (ГРП) основан на электрических явлениях, происходящих в газовой среде.

Баллоны ГРП наполняются инертными газами (неон, аргон, гелий и др.), их смесями, водородом или парами ртути. В обычных условиях большинство атомов и молекул газа являются электрически нейтральными и газ является хорошим диэлектриком. Повышение температуры, воздействие сильных электрических полей или

частиц с высокими энергиями вызывает ионизацию газа. Ионизация газа, возникающая при соударении быстролетающих электронов с нейтральными атомами газа, называется ударной. Она сопровождается появлением свободных электронов и положительных ионов, что приводит к значительному увеличению электропроводности газа. Сильно ионизированный газ называют электронно-ионной плазмой или просто плазмой.

Наряду с процессом ионизации газа существует и обратный процесс, называемый рекомбинацией. Так как энергия электрона и положительного иона в сумме больше, чем энергия нейтрального атома, то при рекомбинации происходит выделение части энергии, которое сопровождается свечением газа.

Процесс прохождения электрического тока через газ называется электрическим разрядом в газе. Вольт-амперная характеристика газоразрядного промежутка приведена на рис. 3.8.

При напряжении U_z , называемом напряжением зажигания, ионизация газа приобретает лавинообразный характер. Сопротивление газоразрядного промежутка анод — катод резко уменьшается, и в ГРП возникает тлеющий разряд (участок CD). Напряжение горения U_r , поддерживающее тлеющий разряд, несколько меньше, чем напряжение зажигания. При тлеющем разряде положительные ионы движутся к катоду и, ударяясь о его поверхность, увеличивают число вылетающих из него электронов за счет нагревания и вторичной электронной эмиссии. Поскольку внешний ионизатор при этом не требуется, тлеющий разряд называется самостоятельным в отличие от разряда на участке AB , который требует для своего появления внешнего ионизатора (космического излучения, термоэлектронной эмиссии и т. д.) и называется несамостоятельным. При значительном увеличении тока в ГРП возникает дуговой разряд (участок EF). Если дуговой разряд поддерживается термоэлектронной эмиссией катода за счет его нагрева ударяющимися о поверхность положительными ионами, разряд называют самостоятельным. Если же термо-

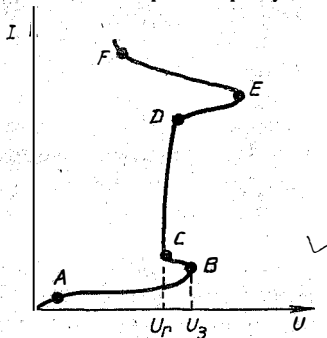


Рис. 3.8. ВАХ газоразрядного промежутка

электронная эмиссия катода создается его нагревом от внешнего источника напряжения, то дуговой разряд называют несамостоятельным.

Тлеющий разряд, сопровождающийся свечением газа, используется в неоновых лампах, газоразрядных знаковых и линейных индикаторах, стабилитронах и некоторых других ГРП.

Газоразрядные индикаторы. Знаковые газоразрядные индикаторы состоят из газонаполненного баллона, десяти катодов и одного общего анода. Катоды имеют форму цифр, букв или других знаков. К аноду и одному из катодов через ограничительный резистор подается напряжение. Между этими электродами возникает тлеющий разряд, который имеет форму катода. Коммутируя различные катоды, можно высвечивать различные знаки. Более универсальными являются сегментные знаковые индикаторы. Так, сегментный индикатор тлеющего разряда ИН-23, состоящий из 13 сегментов, позволяет при соответствующей коммутации катодов-сегментов высветить любую цифру от 0 до 9, букву русского или латинского алфавита.

Линейные газоразрядные индикаторы (ЛГИ) отображают информацию о напряжении или токе в цепи в виде светящихся точек или линий. Положение точки и длина линии пропорциональны напряжению или току в цепи. Электродная система ЛГИ имеет удлиненную цилиндрическую форму.

Газоразрядный стабилитрон. Стабилитрон (рис. 3.9, а) имеет два электрода — катод 1, выполненный в виде полого цилиндра, и анод 3 в виде тонкого стержня, расположенного по оси катода. Для уменьшения напряже-

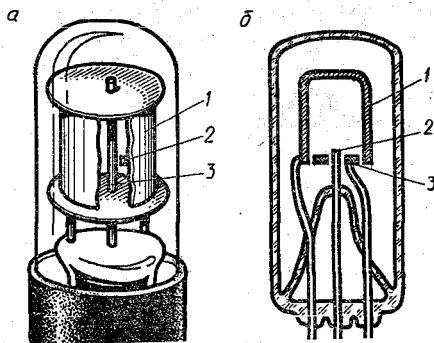


Рис. 3.9. Конструкция ГРП тлеющего разряда:

а — стабилитрона; б — тиратрона

ния зажигания с внутренней стороны катода приваривается небольшой штырек 2, называемый поджигающим электродом.

Работа стабилитрона тлеющего разряда основана на поддержании на его электродах почти постоянного напряжения горения при изменении протекающего через стабилитрон тока в значительных пределах (участок CD на рис. 3.8).

Стабилитроны применяются для стабилизации напряжения в цепях постоянного тока.

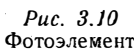
Тиратрон. Более сложным ГРП является тиратрон. Он содержит катод, анод и один или несколько управляющих электродов, называемых сетками. Тиратрон может находиться в двух устойчивых состояниях: непроводящем и проводящем. На рис. 3.9, б показано устройство тиратрона с холодным катодом типа МТХ-90. Тиратрон состоит из цилиндрического катода 1, стержневого металлического анода 2 и металлической сетки 3, выполненной в виде шайбы. При подаче на сетку небольшого положительного относительно катода напряжения между сеткой и катодом возникает вспомогательный «тихий» разряд. При подаче на анод положительного напряжения разряд переносится на анод. Чем больше ток вспомогательного разряда в цепи сетки, тем меньше напряжение зажигания тиратрона. После возникновения разряда между катодом и анодом изменение напряжения сетки не влияет на силу тока тиратрона, и прекратить ток через тиратрон можно уменьшением анодного напряжения до значения, меньшего напряжения горения.

Тиратроны тлеющего разряда потребляют очень малую энергию, работают в большом интервале температур, не чувствительны к кратковременным перегрузкам, готовы к мгновенному действию. Благодаря этим качествам они применяются в импульсных устройствах, генераторах, некоторых узлах счетно-решающих устройств, в релейной аппаратуре, устройствах индикации и др.

3.4. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

К электровакуумным и газоразрядным фотоэлектрическим приборам относятся фотоэлементы и фотоумножители, принцип работы которых основан на использовании внешнего фотоэффекта.

Фотоэлемент (рис. 3.10) имеет стеклянную колбу 2, в которой создан вакуум (электровакуумный фотоэле-



При освещении фотокатода световым потоком из него выбиваются электроны. Если на анод подано положительное относительно катода напряжение, выбитые из фотокатода электроны будут притягиваться к аноду, создавая в его цепи фототок I_{ϕ} . Зависимость фо-

Фотоэлектронным умножителем (ФЭУ) на-

зывают ЭВП, в котором ток фотоэлектронной эмиссии усиливается за счет вторичной электронной эмиссии. В стеклянном баллоне ФЭУ (рис 3.12), в котором поддерживается высокий вакуум, кроме фотокатода K и анода A имеются дополнительные электроды, являющиеся эмиттерами вторичных электронов и называемые динодами. Число динодов в ФЭУ может достигать 14. На диноды подаются положительные напряжения, причем по мере

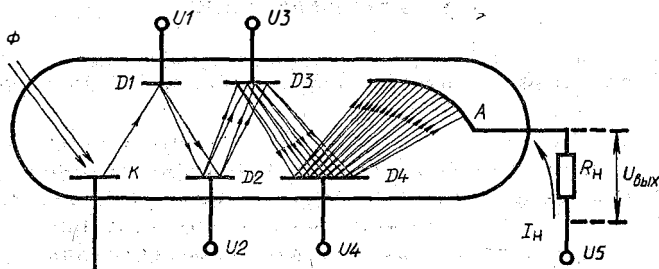


Рис. 3.12. Фотоэлектронный умножитель

удаления от фотокатода значения напряжений динодов возрастают. Напряжение между соседними динодами составляет около 100 В. При освещении фотокатода с его поверхности вылетают электроны, которые ускоряются электрическим полем первого динода и попадают на первый динод, выбивая из него вторичные электроны. Число последних в несколько раз превышает число электронов, вылетевших из фотокатода. Под действием электрического поля между первым и вторым динодами электроны, вылетевшие из первого динода, попадают на второй динод $D2$, выбивая из него вторичные электроны. Число вторичных электронов, выбитых из динода $D2$, в несколько раз больше числа попавших на него электронов. Таким образом, увеличение числа вторичных электронов происходит на каждом диноде. Следовательно, в ФЭУ происходит многократное усиление фототока катода, что позволяет применять их для измерения очень малых световых потоков. Выходной ток ФЭУ достигает нескольких десятков миллиампер.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принцип управления анодным током в ЭУЛ с помощью напряжения управляющей сетки.
2. Назовите основные части ЭЛТ с электростатическим управлением лучом и поясните их назначение.

3. Назовите основные типы газоразрядных приборов и области их применения.

4. Дайте краткую характеристику внешнего фотоэффекта. Каким образом это явление используется в фотоэлементах и фотоумножителях?

Глава 4. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ

4.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Электронным усилителем называют устройство, обеспечивающее увеличение мощности электрических сигналов, поступающих на его вход.

Увеличение мощности сигнала в усилителе происходит за счет преобразования энергии источника питания. Это преобразование осуществляется с помощью активных элементов: ЭУЛ, полевых и биполярных транзисторов и других, которые управляются входными сигналами.

Источниками входных сигналов могут быть различные устройства: микрофон, фотоэлемент, пьезоэлемент, термопара, химический источник тока, предыдущий усилитель и т. п.

Сигнал поступает в усилитель через электрическую цепь, которая называется входной или входом усилителя.

Электрическая цепь, в которой образуется усиленный сигнал, называется выходной или выходом усилителя. Для выделения усиленного сигнала в выходную цепь включается нагрузка. Нагрузкой может служить резистор, колебательный контур, обмотка трансформатора или электродвигателя, отклоняющая система ЭЛТ и т. д. Различают нагрузки по постоянному и по переменному току.

Нагрузка по постоянному току образуется сопротивлением цепи, по которой протекает постоянная составляющая выходного тока. Сопротивление цепи, по которой протекает переменная составляющая выходного тока, образует нагрузку по переменному току. Для разделения нагрузок по постоянному и переменному токам применяются разделительные конденсаторы и трансформаторы.

Простейший усилитель (рис. 4.1) содержит один активный элемент. Этот элемент с присоединенными к нему пассивными элементами выполняет функцию усиления подаваемого на него электрического сигнала и называется каскадом усиления или усилительным каскадом. Усили-

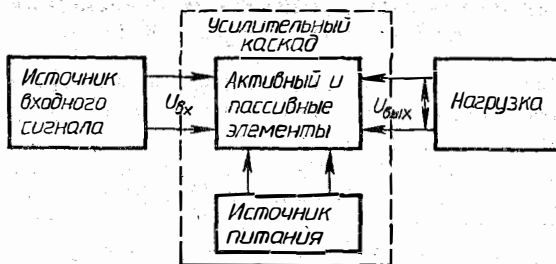


Рис. 4.1. Структурная схема усилительного каскада

тель может состоять из нескольких каскадов усиления, т. е. быть многокаскадным.

Электронные усилители можно классифицировать по ряду признаков:

по *типу используемых активных элементов* усилители делятся на ламповые, транзисторные, усилители на интегральных микросхемах и комбинированные;

по *роду усиливаемых сигналов* различают усилители непрерывных (гармонических) и импульсных сигналов;

по *ширине полосы частот усиливаемого сигнала* усилители подразделяются на усилители переменного и медленно меняющегося напряжения. Усилители переменного напряжения в свою очередь делятся на усилители звуковой (низкой) частоты, усилители высокой частоты, широкополосные и узкополосные;

по *используемому режиму работы активных элементов* различают два класса усилителей: усилители с линейным и нелинейным режимами работы;

по *параметру усиливаемого сигнала* усилители подразделяются на усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности;

по *виду используемых связей усилителя с источником входного сигнала и нагрузкой, а также между отдельными каскадами в многокаскадных усилителях* бывают усилители с реостатно-емкостными, трансформаторными и гальваническими связями.

Для объединения усилителей в отдельные самостоятельные группы используются и другие признаки: число каскадов, шумовые свойства, стабильность, динамический диапазон и др.

4.2. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

К основным техническим показателям и характеристикам электронных усилителей относятся: коэффициент усиления, амплитудно-частотная, фазочастотная, амплитудная и переходная характеристики, линейные и нелинейные искажения, динамический диапазон, входное и выходное сопротивление, коэффициент полезного действия, выходная полезная мощность и некоторые другие.

Коэффициент усиления определяется как отношение сигнала на выходе усилителя к сигналу на его входе. Различают коэффициенты усиления напряжения K_u , тока K_i и мощности K_p . Коэффициент усиления может быть выражен в отвлеченных или логарифмических единицах. В отвлеченных единицах

$$K_u = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}, K_i = \frac{j_{\text{вых}}}{j_{\text{вх}}}, K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

В этих выражениях комплексные амплитуды I , U отражают переменные составляющие токов и напряжений на входе и выходе усилителя.

Коэффициент усиления в логарифмических единицах (децибелах — дБ) связан с коэффициентом усиления в отвлеченных единицах выражениями:

$$K_{u, \text{дБ}} = 20 \lg K_u; K_{i, \text{дБ}} = 20 \lg K_i; K_{p, \text{дБ}} = 10 \lg K_p.$$

В многокаскадном усилителе

$$K = K_1 K_2 \cdot \dots \cdot K_n = \prod_{j=1}^n K_j$$

или

$$K_{\text{дБ}} = K_{1, \text{дБ}} + K_{2, \text{дБ}} + \dots + K_{n, \text{дБ}} = \sum_{j=1}^n K_{j, \text{дБ}},$$

где n — число каскадов усиления; K , K_j — модули коэффициентов усиления.

Выражение коэффициента усиления в децибелах вызвано особенностями нашего слуха, воспринимающего изменение громкости пропорционально логарифму изменения силы (амплитуды) звуковых колебаний.

Амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) называется зависимость модуля коэффициента усиления напряжения усилителя от частоты. Типовая АЧХ показана на рис. 4.2, а кривой 2. Прямая 1 на этом

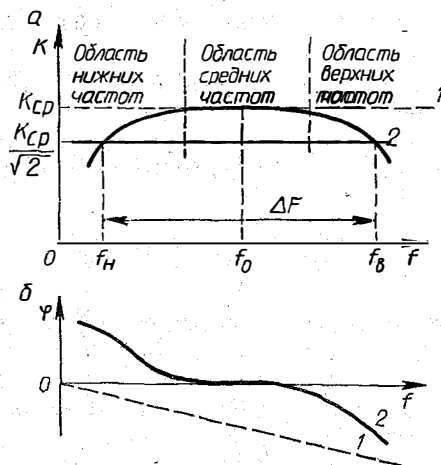


Рис. 4.2. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики усилителя

рисунке соответствует АЧХ идеального усилителя, в котором отсутствуют линейные искажения.

Частоты f_n и f_b , на которых модуль коэффициента усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, называются соответственно нижней и верхней граничными частотами. Интервал частот, заключенный между f_n и f_b , называется полосой пропускания ΔF усилителя.

Область АЧХ, в которой коэффициент усиления не зависит от частоты, т. е. является вещественной величиной, называют областью средних частот. Коэффициент усиления в области средних частот K_{cp} определяет номинальный коэффициент усиления усилителя. Обычно K_{cp} соответствует средней частоте f_0 полосы пропускания.

Изменения коэффициента усиления в области нижних и верхних частот определяются частотными искажениями сигнала. Количественно эти искажения оцениваются коэффициентом частотных искажений:

$$M(\omega) = \frac{K_{cp}}{K(\omega)}, \quad (4.1)$$

где $K(\omega)$ — модуль коэффициента усиления усилителя на некоторой частоте, лежащей за пределами области средних частот.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) — это зависимость фазового сдвига между выходным и входным напряжениями от частоты при действии на

входе гармонического напряжения (тока). Появление фазового сдвига между выходным и входным напряжениями в идеальном усилителе объясняется задержкой сигнала в усилителе на некоторое время t_3 . За это время фаза входного напряжения, выраженная в радианах, изменится на ωt_3 , или на $2\pi f t_3$. Вследствие этого уравнение ФЧХ имеет вид

$$\varphi(\omega) = -\omega t_3 = -2\pi f t_3. \quad (4.2)$$

Знак «минус» в этом уравнении отображает отставание по фазе выходного напряжения по сравнению с входным. Графически уравнение (4.2) представляет прямую линию, исходящую из начала координат (прямая 1 на рис. 4.2, б). Реальная ФЧХ (кривая 2 на рис. 4.2, б) отличается от идеальной. Это означает, что различные спектральные составляющие входного сигнала задерживаются усилителем на различное время. Отличия реальной ФЧХ от идеальной характеризуют фазочастотные искажения в усилителе.

Человеческое ухо почти не реагирует на фазовые сдвиги гармонических составляющих сигналов. Поэтому при проектировании усилителей, предназначенных для воспроизведения речи и музыки (УЗЧ), фазовые искажения не нормируются и не учитываются. Но в усилителях импульсных сигналов фазовые искажения могут существенно изменять форму сложного сигнала. Поэтому в таких усилителях к фазовым сдвигам предъявляются жесткие требования.

Амплитудная характеристика представляет собой зависимость амплитуды (или действующего значения) первой гармоники выходного напряжения или тока от амплитуды (или действующего значения) гармонического входного напряжения или тока. Идеальная амплитудная характеристика выражается уравнением $U_{\text{вых}} = K_u U_{\text{вх}}$ и является линейной (прямая 1 на рис. 4.3, а). Реальная амплитудная характеристика отличается от идеальной (кривая 2 на рис. 4.3, а). Линейной оказывается лишь часть амплитудной характеристики (участок АВ на рис. 4.3, а). Шумы в усилителе и другие помехи приводят к тому, что при $U_{\text{вх}} = 0$ на выходе усилителя имеется некоторое напряжение. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ пропорциональность между входным и выходным напряжениями нарушается из-за нелинейности характеристик активных элементов усилителя.

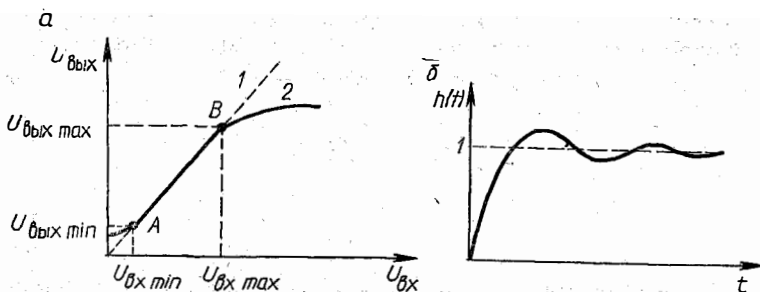


Рис. 4.3. Амплитудная (а) и переходная (б) характеристики усилителя

Переходной характеристикой усилителя называется зависимость выходного напряжения (тока) от времени при ступенчатом изменении напряжения (тока) на входе.

На практике используются *нормированные переходные характеристики* $h(t)$ (рис. 4.3, б), представляющие собой отношение мгновенных значений напряжения или тока на выходе усилителя к их значениям в установившемся режиме:

$$h(t) = \frac{u_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вых. уст}}} \text{ или } h(t) = \frac{i_{\text{вых}}(t)}{I_{\text{вых. уст}}}.$$

При ступенчатой форме входного воздействия переходный процесс проявляется наиболее ярко и выражения, описывающие этот процесс, получаются самыми простыми.

Усиление сигнала почти неизбежно сопровождается его искажением. Искажения бывают линейные и нелинейные. Линейные искажения — это искажения, обусловленные зависимостью параметров усилителя от частоты и не зависящие от амплитуды входного сигнала. Они подразделяются на частотные, фазовые и переходные.

Искажения, обусловленные зависимостью коэффициента усиления усилителя от амплитуды усиливаемого сигнала, называются нелинейными. Нелинейные искажения вызваны нелинейностью вольт-амперных характеристик активных элементов усилителя (ЭУЛ, транзисторов и др.).

Нелинейные искажения при усилении гармонических сигналов оцениваются коэффициентом гармоник K_r . Коэффициент гармоник определяется как отношение среднеквадратичной суммы напряжений или токов высших гармоник, появившихся в выходном сигнале вследствие нелинейных искажений, к напряжению или току первой

гармоники. Чаще всего при расчетах K_r пользуются амплитудными значениями напряжения. В этом случае

$$K_r = \frac{\sqrt{U_{m \text{ вых. } 2f}^2 + U_{m \text{ вых. } 3f}^2 + \dots}}{U_{m \text{ вых. } f}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_{m \text{ вых. } kf}^2}}{U_{m \text{ вых. } f}}. \quad (4.3)$$

Человеческое ухо очень чувствительно к появлению новых гармоник в звуковых колебаниях. Поэтому в усилителях звуковой частоты высокого качества $K_r \leq (1...2) \%$, а среднего качества — $K_r \leq (5...7) \%$.

Оценка нелинейных искажений в импульсных усилителях производится иначе и зависит от формы усиливаемых импульсов.

Искажения в многокаскадных усилителях зависят от искажений, вносимых каждым каскадом. При этом

$$M(\omega) = M_1(\omega) \cdot M_2(\omega) \dots M_n(\omega); \quad \varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \dots + \varphi_n(\omega); \quad K_r = K_{r1} + K_{r2} + \dots + K_{rn}.$$

Динамический диапазон усилителя D_y представляет собой выраженное в децибелах отношение номинального выходного напряжения, при котором нелинейные искажения не превышают допустимых значений, к минимальному значению выходного напряжения, ограниченному уровнем шумов и помех в усилителе, т. е.

$$D_y = 20 \lg \frac{U_{\text{вых. ном.}}}{U_{\text{вых. min}}}.$$

Пределы изменений ЭДС источника сигнала от $e_{\text{вх min}}$ до $e_{\text{вх max}}$ определяют динамический диапазон сигнала:

$$D_c = 20 \lg \frac{e_{\text{вх max}}}{e_{\text{вх min}}}.$$

Чтобы во всем диапазоне изменений ЭДС источника сигнала нелинейные искажения усилителя не превышали допустимых и обеспечивалась необходимая помехозащищенность, должно быть выполнено условие $D_y \geq D_c$. Если это условие не выполняется, необходимо либо увеличить D_y (взяв, например, активный элемент с более линейной характеристикой), либо уменьшить D_c .

Для источника сигнала усилитель представляет собой

эквивалентное сопротивление, определяющее его входное сопротивление:

$$r_{вх} = \frac{du_{вх}}{di_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{I}_{вх}}.$$

Относительно нагрузки усилитель можно рассматривать как генератор напряжения с внутренним сопротивлением

$$r_{вых} = \frac{U_{вых. х. х.}}{I_{вых. к. з.}}.$$

Для усилителей средней и особенно большой мощности важным показателем является коэффициент полезного действия. КПД определяется как отношение выходной полезной мощности $P_{вых}$, выделяемой в нагрузку, к общей мощности P_0 , потребляемой усилителем от источников питания, т. е.

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_0}.$$

В свою очередь выходная полезная мощность при активной нагрузке определяется выражением

$$P_{вых} = \frac{U_{п. вых.}^2}{2R_n}.$$

Выходная мощность усилителя может быть от сотых долей ватта до сотен ватт. Максимальная мощность, которая создается на выходе усилителя при заданном значении нелинейных искажений, называется номинальной.

Наименьшее значение напряжения (или тока) на входе усилителя, при котором на выходе усилителя создается номинальная мощность, называется чувствительностью усилителя.

Для получения требуемых технических показателей и характеристик при проектировании усилителей широко используются обратные связи.

4.3. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ В УСИЛИТЕЛЯХ

Под обратной связью (ОС) понимают передачу части энергии усиленных колебаний из выходной цепи во входную. Цепь, по которой осуществляется такая передача энергии, называется цепью обратной связи. Если электрические колебания из выходной цепи поступают во входную цепь в фазе с электрическими колебаниями входного сигнала, то это — *положительная* ОС (ПОС).

При противофазности указанных электрических колебаний образуется *отрицательная ОС* (ООС).

Цепь ОС вместе с частью схемы усилителя, к которой она подключена, образует замкнутый контур — петлю ОС. Петля ОС может охватывать один или несколько каска-

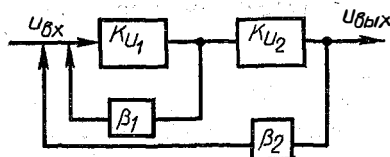


Рис. 4.4. Структурная схема усилителя с обратными связями (β_1 и β_2 — коэффициенты передачи цепей ОС)

дов (рис. 4.4). В первом случае ОС является местной, во втором — общей.

В зависимости от принципа действия и способа подачи во входную цепь обратная связь может быть различных видов. По принципу действия различают ОС *по напряжению* и ОС *по току*. При ОС по напряжению цепь ОС включается параллельно нагрузке Z_H (рис. 4.5, а).

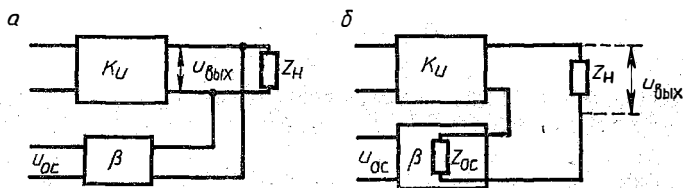


Рис. 4.5. Виды ОС по принципу действия

При этом напряжение обратной связи $u_{ос}$ оказывается пропорциональным выходному напряжению: $u_{ос} = \beta u_{вых}$, где β — коэффициент передачи цепи ОС. При ОС по току цепь ОС включается (последовательно с нагрузкой усилителя (рис. 4.5, б), а напряжение ОС оказывается пропорциональным току в цепи нагрузки, т. е. $u_{ос} = \beta i_{вых} Z_{ос}$.

Для определения вида обратной связи можно воспользоваться следующим правилом. Если при коротком замыкании нагрузки напряжение ОС сохраняется, то имеет место ОС по току, если же оно обращается в нуль, то имеет место ОС по напряжению.

Напряжение ОС может подаваться на вход усилителя либо последовательно с напряжением входного сигнала, либо параллельно. В первом случае обратная связь называется *последовательной* (рис. 4.6, а), а во втором — *параллельной* (рис. 4.6, б). Наибольшее распространение

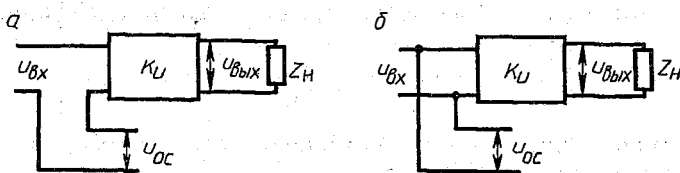


Рис. 4.6. Виды ОС по способу подачи напряжения ОС во входную цепь усилителя

в усилительных устройствах получили следующие виды обратных связей: последовательная ОС по току; последовательная ОС по напряжению; параллельная ОС по напряжению.

4.4. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Рассмотрим, как изменяется коэффициент усиления усилителя при охвате его последовательной ОС по току (рис. 4.7, а). Для такого усилителя

$$u'_{вх} = u_{вх} \pm u_{ос}. \quad (4.4)$$

Знак «плюс» здесь соответствует ПОС, а знак «минус» — ООС.

Разделив обе части уравнения (4.4) на $u_{вых}$ и обозначив:

$K = u_{вых}/u'_{вх}$ — коэффициент усиления усилителя без учета действия ОС;

$K_{ос} = u_{вых}/u_{вх}$ — коэффициент усиления усилителя с учетом действия ОС;

$\beta = u_{ос}/u_{вых} = i_{вых}Z_{ос}/(i_{вых}Z_{н}) = Z_{ос}/Z_{н}$ — коэффициент передачи цепи ОС, получим

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_{ос}} \pm \beta.$$

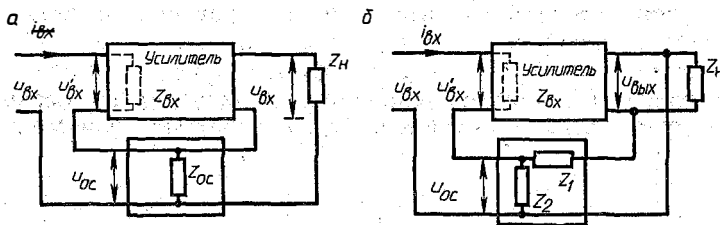


Рис. 4.7. Структурные схемы усилителей с последовательной ОС:

а — по току; б — по напряжению

Данное уравнение позволяет определить коэффициент усиления усилителя, охваченного петлей ОС:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 \pm \beta K}. \quad (4.5)$$

Знак «минус» в этом выражении соответствует ПОС, а знак «плюс» — ООС.

Уравнения (4.4) и (4.5) остаются справедливыми и для усилителя с последовательной ОС по напряжению (рис. 4.7, б). В этом случае

$$\beta = u_{oc}/u_{вых} = u_{вых} Z_2 / (Z_1 + Z_2) u_{вых} = Z_2 / (Z_1 + Z_2).$$

Выражение (4.5) показывает, что последовательная ПОС увеличивает коэффициент усиления усилителя, а последовательная ООС уменьшает его. В то же время введение в усилитель последовательной ООС способствует увеличению стабильности коэффициента усиления усилителя, т. е. уменьшению его относительного изменения при изменении режима, старении активных и пассивных элементов, изменении температуры. Действительно, из выражения (4.5) следует, что $K_{оос} = K/(1 + \beta K)$. Взяв производную от этого выражения, получим

$$\frac{dK_{оос}}{dK} = \frac{1}{(1 + \beta K)^2} \cdot \frac{K}{K} = \frac{K_{оос}}{K(1 + \beta K)},$$

откуда

$$\frac{dK_{оос}}{K_{оос}} = \frac{dK/K}{1 + \beta K}. \quad (4.6)$$

Таким образом, последовательная ООС уменьшает величину относительной нестабильности коэффициента усиления в $(1 + \beta K)$ раз. При этом уменьшаются линейные и нелинейные искажения и увеличивается полоса пропускания усилителя. Эти замечания остаются справедливыми и для усилителей с параллельной обратной связью по напряжению и току.

Произведение βK называют иногда фактором обратной связи, а величину $A = 1 + \beta K$ — глубиной ООС. При расчетах принимают $A = 2 \dots 4$. При $A < 2$ ОС мало влияет на свойства усилителя, а при $A > 4$ значительно уменьшается коэффициент усиления, что усложняет конструкцию усилителя.

4.5. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Входное сопротивление усилителя с обратной связью почти не зависит от принципа действия ОС (по напряжению или по току), но существенно зависит от способа ее подачи на вход (последовательная или параллельная ОС).

При последовательной обратной связи (рис. 4.7) входное сопротивление усилителя определяется выражением

$$Z_{вх.ос} = u_{вх}/i_{вх}.$$

Так как $i_{вх} = u'_{вх}/Z_{вх}$, где $Z_{вх}$ — входное сопротивление усилителя, не охваченного петлей ОС, то

$$Z_{вх.ос} = \frac{u_{вх}Z_{вх}}{u'_{вх}} = \frac{u_{вх}Z_{вх}}{u_{вх} \pm u_{ос}}. \quad (4.7)$$

Принимая $u_{ос} = \beta u_{вых}$, уравнение (4.7) можно преобразовать к виду

$$Z_{вх.ос} = \frac{Z_{вх}}{1 \pm \beta K_{ос}}, \quad (4.8)$$

в котором коэффициент усиления определяется уравнением (4.5).

Выражение (4.8) показывает, что последовательная ПОС (знак «плюс» в знаменателе) уменьшает входное сопротивление усилителя, а последовательная ООС (знак «минус» в знаменателе) увеличивает его.

Большое входное сопротивление усилителя необходимо при его подключении к источникам сигналов с большим внутренним сопротивлением.

При параллельной обратной связи цепь ОС подключается параллельно входу усилителя, т. е. параллельно его входному сопротивлению. В результате входное сопротивление усилителя при введении в него параллельной ОС, положительной или отрицательной, уменьшается.

Кроме специально вводимых ОС, в усилителе могут быть внутренние обратные связи, создаваемые междуэлектродными, междуэлементными и монтажными емкостями, индуктивностями выводов элементов и т. п. Такие ОС называют паразитными. Их действие увеличивается с ростом частоты и может полностью нарушить работу усилителя. Для уменьшения действия паразитных ОС применяют различные меры: используют специальные развязывающие фильтры, препятствующие проникновению переменных токов между каскадами через шины

питания, уменьшают монтажные емкости путем повышения качества монтажа, применяют активные элементы с малыми междуэлектродными емкостями и др.

Контрольные вопросы и задания

1. Запишите выражения, связывающие коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности в отвлеченных единицах и децибелах.
2. В чем отличие амплитудно-частотной характеристики усилителя от амплитудной?
3. Какими причинами вызываются линейные и нелинейные искажения сигналов в усилителе?
4. Назовите возможные виды обратных связей в усилителях.
5. Докажите стабилизирующее действие ООС на коэффициент усиления напряжения.
6. Почему с физической точки зрения последовательная ООС увеличивает входное сопротивление усилителя?

Глава 5. УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

5.1. ПРИНЦИП УСИЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Назначение и классификация усилителей. Усилители переменного напряжения являются наиболее распространенным типом электронных усилителей на дискретных элементах. Связь усилителя с источником входных сигналов и нагрузкой, а также между отдельными каскадами в многокаскадных усилителях переменного напряжения в большинстве случаев осуществляется через разделительные RC -цепи и реже — с помощью трансформаторов. При таких связях усиливается и передается в нагрузку только переменная составляющая сигнала, несущая полезную информацию. Лишь в интегральных усилителях ввиду сложности изготовления катушек индуктивности и конденсаторов большой емкости применяются гальванические связи, пропускающие как переменные, так и постоянные составляющие усиливаемого сигнала. Общими требованиями, предъявляемыми к цепям межкаскадных связей, являются минимальные потери усиления, минимальные вносимые искажения, достаточная электрическая прочность.

Среди усилителей переменного напряжения видное место занимают усилители низкой частоты (УНЧ), усиливающие электрические колебания в диапазоне частот от единиц герц до десятков килогерц. УНЧ,

работающие в диапазоне частот 16 Гц...20 кГц, называют *усилителями звуковой частоты (УЗЧ)*.

УНЧ применяются в радиоприемных и радиотрансляционных устройствах, системах автоматического регулирования и телеметрии и др.

Напряжение на входе УНЧ может изменяться в широких пределах: от долей микровольта до нескольких вольт. Значения напряжений усиленных электрических колебаний могут быть от десятых долей вольта до сотен вольт, а их мощность — от нескольких милливольт до сотен ватт и киловатт. Для получения такого усиления напряжения и мощности УНЧ должен быть, как правило, многокаскадным. Первые каскады образуют предварительный усилитель, который осуществляет в основном усиление напряжения. Такие усилители называют усилителями напряжения низкой частоты (УННЧ). Основное требование, предъявляемое к УННЧ — это получение максимального коэффициента усиления напряжения при минимальных искажениях усиливаемых электрических колебаний.

По принципу построения усилительные каскады могут быть однотактными и двухтактными.

Усилители напряжения низкой частоты могут быть выполнены на электронно-управляемых лампах, биполярных или полевых транзисторах. В последнее время очень часто используются УННЧ на интегральных микросхемах.

В качестве нагрузок в УННЧ могут использоваться резисторы, трансформаторы, обмотки электродвигателей, динамические головки громкоговорителей и др.

Из транзисторных УННЧ наибольшее применение получили усилители с общим истоком (ОИ) и общим эмиттером (ОЭ). Это связано с тем, что такие усилители обеспечивают получение большого коэффициента усиления при сравнительно высоком входном сопротивлении. Для уменьшения частотной зависимости технических показателей в транзисторных УННЧ в качестве нагрузок обычно используют резисторы.

Работа усилителя. Схема простейшего усилителя на полевом транзисторе, включенном по схеме с ОИ и резистивной нагрузкой R_c , показана на рис. 5.1, а.

Источник с ЭДС $e_{вх}$ создает на входе усилителя (рис. 5.1, б) на зажимах $I-I$ переменное напряжение $u_{вх}$, изменяющееся по закону $u_{вх} = U_{m вх} \sin \omega t$.

При неработающем источнике $e_{вх} (u_{вх} = 0)$ усилитель находится в режиме покоя (интервал времени $0 \dots t_1$),

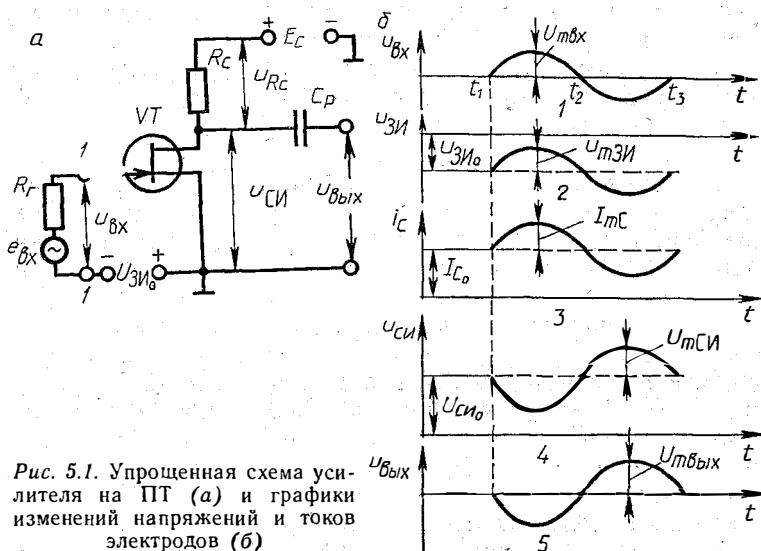


Рис. 5.1. Упрощенная схема усилителя на ПТ (а) и графики изменений напряжений и токов электродов (б)

который характеризуется постоянными напряжениями затвора $U_{зи0}$ и тока $U_{си0}$ и током $I_{с0}$. Ток покоя $I_{с0}$ протекает через резистор нагрузки R_c и создает на его сопротивлении напряжение $U_{Rc} = I_{с0}R_c$, поэтому

$$U_{си0} = E_c - I_{с0}R_c. \quad (5.1)$$

В момент времени t_1 включается источник переменного напряжения и напряжение затвора начинает изменяться по закону

$$U_{си} = E_c - I_{с0}R_c.$$

Режим работы активного элемента, при котором хотя бы один из его параметров изменяется во времени, называется динамическим. Следовательно, с момента времени t_1 ПТ и усилитель в целом из режима покоя (статического режима) переходят в динамический режим.

Во время положительного полупериода входного напряжения (интервал $t_1...t_2$) напряжение затвора становится менее отрицательным. Это вызывает увеличение тока стока и падения напряжения на резисторе R_c . Напряжение $U_{си}$ в соответствии с выражением (5.1) уменьшается.

Во время отрицательного полупериода входного напряжения (интервал $t_2...t_3$) напряжение $U_{зи}$ становится более отрицательным, чем в режиме покоя. Это приводит

к уменьшению тока стока, падения напряжения на резисторе R_c и увеличению напряжения $U_{си}$.

Таким образом, под действием переменной составляющей напряжения затвора $U_{мзи} \sin \omega t$ ток стока, напряжение стока и напряжение на нагрузке преобразуются из постоянных, какими они были в режиме покоя, в пульсирующие, содержащие постоянные и переменные составляющие:

$$i_c = I_{co} + I_{mc} \sin \omega t;$$

$$u_{R_c} = i_c R_c = I_{co} R_c + I_{mc} R_c \sin \omega t = U_{R_{co}} + U_{mR_c} \sin \omega t;$$

$$\begin{aligned} u_{си} &= E_c - u_{R_c} = E_c - U_{R_{co}} - U_{mR_c} \sin \omega t = \\ &= U_{си_0} - U_{mR_c} \sin \omega t. \end{aligned}$$

Из последнего уравнения видно, что изменение напряжения на резисторе R_c численно равно изменению напряжения стока, т. е. $U_{mR_c} = U_{мси}$. Поэтому последнее уравнение можно записать в виде

$$u_{си} = U_{си_0} - U_{мси} \sin \omega t.$$

Знак «минус» в этом выражении означает противофазность переменных составляющих напряжений стока и затвора.

Так как $U_{mR_c} = I_{mc} R_c = U_{мси}$, то при соответствующем выборе сопротивления резистора R_c можно получить $U_{мси} > U_{мзи}$, т. е. усиление входного напряжения.

Усиленное переменное напряжение поступает на выход усилителя через разделительный конденсатор C_p . Емкость этого конденсатора должна быть достаточно большой, чтобы на его сопротивлении падала лишь незначительная часть переменной составляющей напряжения $U_{си}$. При этом можно считать, что $U_{мвых} = U_{мси}$.

Схема простейшего усилителя на биполярном транзисторе, включенном с ОЭ, показана на рис. 5.2, а, а принцип его работы иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 5.2, б.

Усилители, приведенные на рис. 5.1, а и 5.2, а, называются инвертирующими, так как у них фаза выходного напряжения противоположна фазе входного напряжения.

В рассмотренных усилителях выходные напряжения создаются переменными составляющими токов стока и коллектора, значительно превышающими по амплитуде входные токи — токи затвора и базы. Поэтому усиление

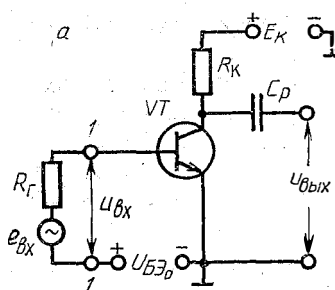


Рис. 5.2. Упрощенная схема усилителя на БТ (а) и графики изменений напряжений и токов электродов (б)

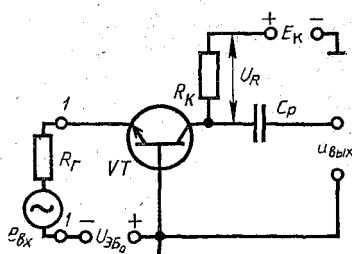
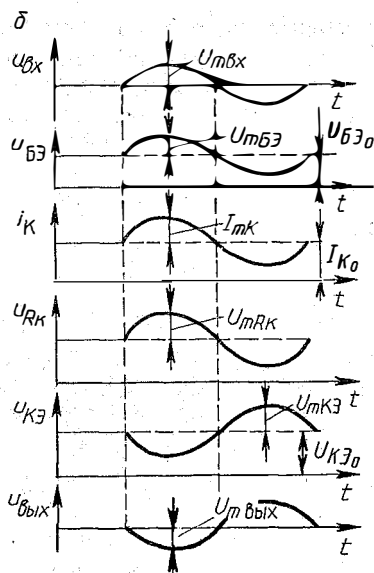


Рис. 5.3. Упрощенная схема усилителя на БТ с общей базой

напряжения происходит при одновременном усилении мощности.

Усилитель можно выполнить на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общей базой (рис. 5.3). Физические процессы в таком усилителе ничем не отличаются от физических процессов в усилителе на БТ с ОЭ. С помощью графиков, отображающих изменения напряжений и токов при действии на входе усилителя переменного напряжения, можно убедиться в том, что выходное напряжение в усилителе на БТ с ОБ совпадает по фазе с входным. Такой усилитель называют неинвертирующим.

5.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Нагрузочная характеристика. В усилителе на ПТ, схема которого приведена на рис. 5.1, *а*, ток стока I_C и напряжение стока U_{CI} связаны уравнением (5.1). Это уравнение учитывает наличие нагрузки в выходной цепи, и в координатах I_C , U_{CI} отображается прямой линией, которую называют выходной нагрузочной характеристикой, выходной нагрузочной прямой или линией нагрузки. Для ее построения на семействе статических выходных (стоковых) характеристик ПТ достаточно определить две точки. Координаты этих точек легко установить на основании уравнения (5.1):

1-я точка: полагаем $I_C = 0$, тогда $U_{CI} = E_C$;

2-я точка: полагаем $U_{CI} = 0$, тогда $I_C = E_C/R_C$.

Угол наклона нагрузочной прямой к оси напряжений (рис. 5.4) зависит от сопротивления нагрузки R_C и увеличивается при его уменьшении. Если при этом токовая координата 2-й точки, найденная указанным способом, выходит за пределы графика, то 2-ю точку берут с другими координатами: одной координатой I'_C задаются произвольно в пределах значений, имеющихся на оси ординат, а вторую координату U'_{CI} определяют в соответствии с уравнением (5.1):

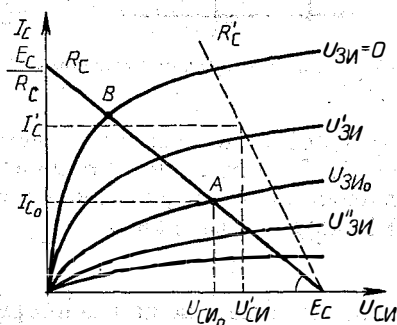


Рис. 5.4. К построению нагрузочной характеристики на семействе статических выходных характеристик ПТ

Если при этом токовая координата 2-й точки, найденная указанным способом, выходит за пределы графика, то 2-ю точку берут с другими координатами: одной координатой I'_C задаются произвольно в пределах значений, имеющихся на оси ординат, а вторую координату U'_{CI} определяют в соответствии с уравнением (5.1):

$$U'_{CI} = E_C - I'_C R_C.$$

Значения тока стока I_C и напряжения U_{CI} , связанные между собой уравнением (5.1), зависят также от напряжения затвора $U_{зи}$. Три параметра I_C , U_{CI} и $U_{зи}$ определяют исходный режим, или режим покоя усилителя. На выходных характеристиках этот режим отображается точкой *A*, лежащей на пересечении выходной нагрузочной характеристики с выходной статической характеристикой, снятой при заданном значении напряжения затвора. Напряжения и токи в режиме покоя помечаются дополнительным индексом «0»: I_{C0} , U_{CI0} , $U_{зи0}$.

Недостатком рассмотренного усилителя является то, что в нем используются два источника постоянного на-

пряжения: достаточно мощный источник питания E_c и мало мощный источник $U_{зи0}$. Последний применяется для задания исходного режима и называется источником смещения.

Усилители на ПТ с автоматическим смещением. Обычно на практике вместо специального источника смещения $U_{зи0}$ в цепь истока ПТ включают резистор $R_{и}$ (рис. 5.5, а).

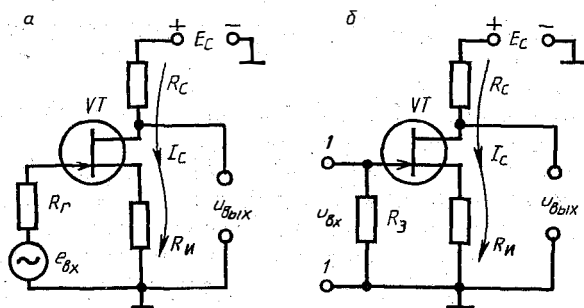


Рис. 5.5. Схемы усилителей на ПТ с автоматическим смещением

Ток стока, протекая через этот резистор, создает на нем падение напряжения $U_{Rи} = I_c R_{и}$. В результате потенциал истока увеличивается до значения $U_{и} = U_{Rи}$ и напряжение между затвором и истоком оказывается равным

$$U_{зи} = U_з - U_{и} = 0 - U_{Rи} = -U_{Rи} = -I_c R_{и}.$$

Таким образом, напряжение, создаваемое на резисторе $R_{и}$ током I_c , прикладывается между затвором и истоком, т. е. выполняет функцию источника смещения. По этой причине резистор $R_{и}$ называют резистором автоматического смещения. Его сопротивление для обеспечения режима покоя, характеризуемого значениями $I_c = I_{c0}$ и $U_{зи} = U_{зи0}$ (точка А на рис. 5.4), рассчитывают по формуле

$$R_{и} = |U_{зи0}| / I_{c0}.$$

Обычно схему усилителя на ПТ с $p-n$ -затвором изображают так, как показано на рис. 5.5, б. Затвор соединяется с общей шиной (шиной нулевого потенциала) через резистор $R_з$, а источник входного сигнала подключается к зажимам 1—1. Резистор $R_з$ является нагрузкой источника входного сигнала и определяет входное сопротивление усилителя.

Включение резистора $R_{н}$, помимо необходимого напряжения смещения, создает в усилителе последовательную ООС по току и тем самым стабилизирует коэффициент усиления и режим.

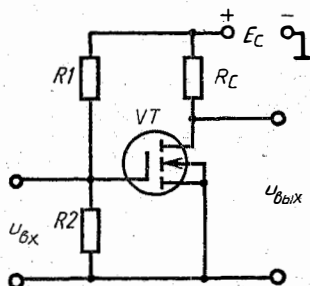


Рис. 5.6. Схема усилителя на МДП-транзисторе

В усилителях на МДП-транзисторах с индуцированным каналом необходимое напряжение $U_{зю}$ обеспечивается включением в цепь затвора делителя $R1R2$ (рис. 5.6). При этом

$$U_{зю} = I_d R_2 = \frac{E_c}{R1 + R2} R2.$$

От выбранного значения тока делителя $I_d = E_c / (R1 + R2)$ зависят сопротивления резисторов $R1$ и $R2$. Поэтому ток делителя выбирают исходя из обеспечения требуемого входного сопротивления усилителя.

5.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В усилителе на БТ транзистор должен работать в активном режиме, при котором эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. В усилителях, показанных на рис. 5.2, а и рис. 5.3, смещение осуществляется отдельными источниками, однако в большинстве случаев вместо этих источников используются специальные цепи смещения.

В зависимости от способа смещения эмиттерного перехода различают усилители с фиксированным током базы, с фиксированным напряжением база — эмиттер и с цепью смещения с отрицательной обратной связью.

Усилитель с фиксированным током базы. Схема усилительного каскада с фиксированным током базы показана на рис. 5.7, а.

Расчет режима покоя начинается с построения выходной нагрузочной прямой на семействе статических выходных характеристик (рис. 5.7, б) в соответствии с уравнением

$$U_{кэ} = E_k - I_k R_k$$

и выбора рабочей точки A на выходных и входных (рис. 5.7, б, в) характеристиках. При заданных значе-

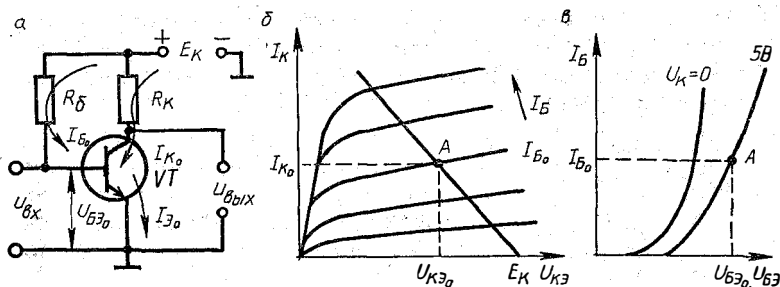


Рис. 5.7. Схема усилителя на БТ с фиксированным током базы (а) и характеристики транзистора (б, в)

ниях E_K и R_K режим покоя однозначно определяется значением тока базы I_{B0} , равным

$$I_{B0} = \frac{E_K - U_{BЭ0}}{R_6} \approx \frac{E_K}{R_6}$$

и не зависящим от типа транзистора, так как $U_{BЭ0} \ll E_K$. Следовательно, формула для расчета сопротивления резистора R_6 имеет вид

$$R_6 = \frac{E_K - U_{BЭ0}}{I_{B0}} \approx \frac{E_K}{I_{B0}}.$$

Усилитель с фиксированным напряжением базы. Режим покоя можно обеспечить и другим способом, задав, например, постоянное напряжение смещения эмиттерного перехода с помощью делителя $R1R2$, как показано на рис. 5.8. Это напряжение подается на эмиттерный пере-

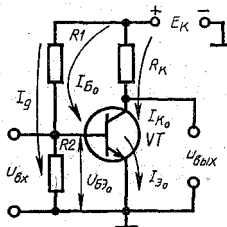


Рис. 5.8. Схема усилителя на БТ с фиксированным напряжением базы

ход с резистора $R2$. Таким образом, должно быть обеспечено равенство

$$U_{R2} = I_d R2 = U_{BЭ0},$$

где I_d — ток, протекающий через делитель $R1R2$. Тогда

$$R2 = \frac{U_{BЭ0}}{I_d};$$

$$R1 = \frac{U_{R1}}{I_d + I_{B0}} = \frac{E_k - U_{BЭ0}}{I_d + I_{B0}}.$$

Ток делителя I_d в маломощных каскадах предварительного усиления выбирают из условия $I_d = (5 \dots 10) I_{B0}$, а в мощных каскадах — из условия $I_d = (2 \dots 5) I_{B0}$.

Недостатком усилителей с фиксированным током базы и с фиксированным напряжением база — эмиттер является их низкая температурная стабильность. Изменение температуры приводит к изменению тока базы (а также токов коллектора и эмиттера), что вызывает изменение режима покоя.

Усилитель с эмиттерной термостабилизацией. Для стабилизации режима покоя в усилитель вводят элементы или цепи, создающие ООС. На рис. 5.9, а показана схема усилителя с фиксированным напряжением база — эмиттер и последовательной ООС по току, образуемой резистором $R3$ в цепи эмиттера.

В таком усилителе

$$U_{BЭ0} = U_{R2} - U_{R3},$$

где $U_{R2} = I_d R2$; $U_{R3} = I_{Э0} R3$.

Рассмотрим, как осуществляется стабилизация режима в таком усилителе при изменении температуры (термостабилизация).

Увеличение температуры вызывает увеличение токов I_{B0} , $I_{Э0}$, I_{K0} и напряжения $U_{R3} = I_{Э0} R3$. Так как напряжение U_{R2} с изменением температуры практически не изменяется, то увеличение напряжения U_{R3} приводит к уменьшению напряжения $U_{BЭ0} = U_{R2} - U_{R3}$. Уменьшение напряжения $U_{BЭ0}$ влечет за собой уменьшение токов транзистора. В результате изменения токов транзистора, вызванные изменением температуры, при наличии резистора $R3$ оказываются меньшими, чем в усилителе без такого резистора. Поэтому резистор $R3$ называют резистором термостабилизации.

Расчет сопротивлений резисторов $R1$, $R2$ и $R3$ осуществляется следующим образом:

$$R3 = U_{R3} / I_{Э0}.$$

В целях экономичности и получения удовлетворительной температурной стабильности напряжение U_{R3} выбирают в пределах

$$U_{R3} = (0,1 \dots 0,2) E_k.$$

Затем определяют

$$R2 = \frac{U_{БЭ0} + U_{R3}}{I_d}$$

и

$$R1 = \frac{E_k - U_{R2}}{I_d + I_{Б0}} = \frac{E_k - (U_{БЭ0} + U_{R3})}{I_d + I_{Б0}}$$

Рассмотренный вид стабилизации режима работы транзистора называют эмиттерной стабилизацией.

Усилитель с коллекторной стабилизацией режима. В данном усилителе (рис. 5.9, б) через резистор $R1$ дейст-

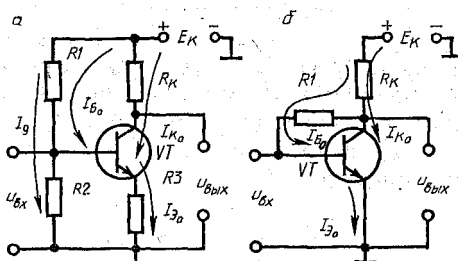


Рис. 5.9. Схемы усилителей на БТ с эмиттерной (а) и коллекторной (б) стабилизацией

вует параллельная ООС по напряжению. Сопротивление этого резистора рассчитывается по формуле

$$R1 = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{I_{Б0}}$$

Стабилизация режима покоя в таком усилителе заключается в следующем. Увеличение температуры приводит к увеличению токов $I_{Б0}$, $I_{К0}$ и $I_{Э0}$. В результате увеличивается напряжение $U_{R_k} = I_{К0}R_k$, а напряжение $U_{КЭ0} = E_k - I_{К0}R_k$ уменьшается. Так как

$$I_{Б0} = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{R1} \approx \frac{U_{КЭ0}}{R1},$$

то уменьшение $U_{КЭ0}$ вызывает уменьшение тока $I_{Б0}$ и, следовательно, уменьшение токов $I_{К0}$, $I_{Э0}$.

Коэффициент неустойчивости. Для количественной оценки термостабильности режима усилительных каскадов с ООС на БТ вводится коэффициент неустойчивости N . Этот коэффициент показывает, во сколько раз температурные изменения коллекторного тока $\Delta I_{К0}$ в усилителе

с ООС больше, чем температурные изменения коллекторного тока ΔI_{K0}^* в усилителе с идеальной термостабилизацией режима, т. е.

$$N = \Delta I_{K0} / \Delta I_{K0}^*.$$

Для усилителя с ОЭ, схема которого показана на рис. 5.9, а, выражение коэффициента неустойчивости принимает вид

$$N = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э} R_3 / (R_3 + R_6)}, \quad (5.2)$$

где $R_6 = R_1 \parallel R_2$ — сопротивление переменному току базовой цепи.

Согласно выражению (5.2), при $R_3 = 0$, т. е. при отсутствии ООС, $N_{\max} = h_{21э}$. Если $R_3 \rightarrow \infty$, то получим усилитель с идеальной термостабилизацией, у которого $N_{\min} = 1$. Таким образом, значения коэффициента неустойчивости могут составлять от 1 до $h_{21э}$, и зависят от сопротивления резистора R_3 в цепи эмиттера.

Недостатком стабилизации режима с помощью ООС является увеличение расхода мощности, потребляемой усилителем от источника питания, и уменьшение коэффициента усиления. При усилении переменного напряжения последний недостаток устраняется шунтированием элементов ООС конденсаторами большой емкости.

5.4. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Назначение конденсаторов в усилителях. Если усилительный каскад на ПТ, схема которого показана на рис. 5.5, б, используется для усиления переменного напряжения, то в него включают еще и конденсаторы C_{p1} , C_{p2} и C_n (рис. 5.10, а). Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} называются разделительными. Они используются для развязки усилителя по постоянному току от источника входного сигнала (C_{p1}) и от нагрузки R_n усилителя (C_{p2}). Емкости этих конденсаторов должны быть такими, чтобы на них выделялась небольшая часть входного и выходного переменного напряжения. Это требование осуществляется при выполнении условий:

$$C_{p1} = \frac{20 \dots 30}{2\pi R_{сг} f_n}; \quad C_{p2} = \frac{20 \dots 30}{2\pi R_n f_n}, \quad (5.3)$$

где f_n — частота самой низкой гармоники в спектре усиливаемого сигнала; R_n — сопротивление внешней нагрузки усилителя.

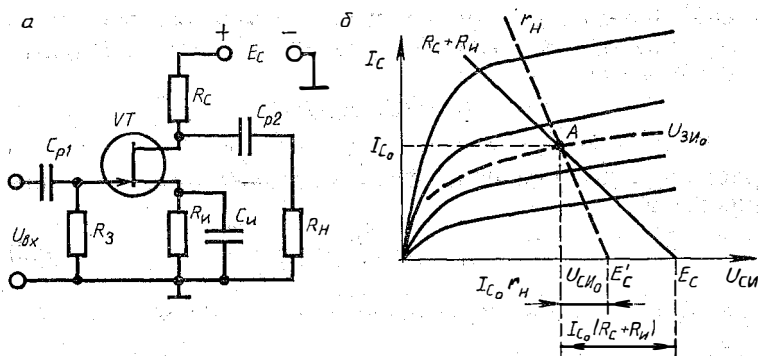


Рис. 5.10. Схема усилителя переменного напряжения на ПТ (а) и графики выходных нагрузочной и динамической характеристик (б)

Емкость конденсатора C_k выбирается из условия

$$C_k = \frac{20 \dots 30}{2\pi R_H f_H} \quad (5.4)$$

При этом сопротивление конденсатора C_k для переменного напряжения оказывается в 20—30 раз меньше сопротивления резистора R_k и можно считать, что исток ПТ по переменному току соединен с общей шиной усилителя. В результате напряжение ООС, которое создавалось на резисторе R_k при отсутствии конденсатора C_k , оказывается близким к нулю и все входное напряжение прикладывается между затвором и истоком ПТ.

Элементы R_k и C_k называют цепью автоматического смещения.

Выходная динамическая характеристика. При гармоническом характере усиливаемого переменного напряжения рабочая точка A , характеризующая режим покоя усилителя, выбирается примерно в середине выходной нагрузочной прямой, построенной на семействе статических выходных характеристик ПТ для сопротивления нагрузки по постоянному току, равного $R_H = R_c + R_k$ (рис. 5.10, б). При этом, как было показано в § 5.1 (см. рис. 5.1, б), ток стока и напряжение u_{CY} становятся пульсирующими, т. е. у них появляются переменные составляющие. Для переменной составляющей тока стока сопротивления конденсаторов C_k и C_{p2} близки к нулю, вследствие чего сопротивление нагрузки усилителя по переменному току r_H равно сопротивлению элементов R_c и R_k , включенных параллельно (внутреннее сопротив-

ление источника питания E_c переменному току можно считать равным нулю):

$$r_n = \frac{R_c R_n}{R_c + R_n}.$$

Если обозначить переменную составляющую тока стока через Δi_c , то вследствие противофазности переменных составляющих тока i_c и напряжения $u_{си}$ (см. графики 3 и 4 на рис. 5.1, б) уменьшению мгновенного значения тока стока на Δi_c соответствует увеличение мгновенного значения напряжения $u_{си}$ на $\Delta u_{си} = \Delta i_c r_n$, т. е. справедливы уравнения:

$$i_c = I_{c0} - \Delta i_c; \quad u_{си} = U_{си0} + \Delta i_c r_n.$$

Подставляя во второе уравнение значение $\Delta i_c = I_{c0} - i_c$, получим

$$u_{си} = U_{си0} + (I_{c0} - i_c) r_n. \quad (5.5)$$

Уравнение (5.5) связывает мгновенные значения выходного тока i_c и выходного напряжения $u_{си}$ при переменном сигнале на входе усилителя и определяет выходную нагрузочную характеристику по переменному току, или выходную динамическую характеристику. Для ее построения необходимо определить две точки.

1-я точка: полагая $I_c = I_{c0}$, получим $u_{си} = U_{си0}$. Следовательно, выходная динамическая характеристика проходит через точку $(I_{c0}, U_{си0})$, определяющую режим покоя;

2-я точка: полагая $i_c = 0$, получим $u_{си} = U_{си0} + I_{c0} r_n$. Следовательно, выходная динамическая характеристика проходит через точку, лежащую на оси напряжений при $E'_c = U_{си0} + I_{c0} r_n$. Так как $r_n < (R_c + R_n)$, то $E'_c < E_c$ (см. рис. 5.10, б).

Схемы усилительных каскадов на БТ, используемых для усиления переменных напряжений, отличаются от приведенных на рис. 5.8 и 5.9 наличием разделительных конденсаторов на входе C_{p1} и на выходе C_{p2} и конденсатора C_z , шунтирующего резистор R_3 (рис. 5.9, а) с целью устранения последовательной ООС по переменному току. Уравнение выходной динамической характеристики для этих усилителей подобно уравнению (5.5) и имеет вид

$$u_{кз} = U_{кз0} + (I_{к0} - i_k) r_n,$$

где

$$r_n = \frac{R_c R_n}{R_c + R_n}.$$

5.5. ДИНАМИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Свойства усилительного каскада при поступлении на его вход переменного напряжения или тока характеризуются динамическими параметрами, или параметрами режима усиления: динамической крутизной передаточной характеристики, коэффициентами усиления напряжения, тока и мощности, входной динамической емкостью, выходной полезной мощностью, которая выделяется в нагрузке усилителя переменной составляющей выходного тока, и некоторыми другими.

Динамическая крутизна. Динамической крутизной передаточной характеристики, или просто крутизной усилителя, называют отношение

$$S_d = \dot{I}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}, \quad (5.6)$$

где $\dot{I}_{\text{вых}}$ и $\dot{U}_{\text{вх}}$ — комплексные амплитуды переменных составляющих выходного тока и входного напряжения.

Динамическую крутизну S_d можно выразить через малосигнальные (дифференциальные) параметры статического режима. Например, используя выражение для выходного тока усилителя, записанное применительно к системе Y -параметров,

$$\dot{I}_{\text{вых}} = Y_{21} \dot{U}_{\text{вх}} + Y_{22} \dot{U}_{\text{вых}},$$

и учитывая, что в инвертирующем усилителе $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{I}_{\text{вых}} r_n$, на основании уравнения (5.6) получим

$$S_d = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{Y_{21}}{1 + Y_{22} r_n}. \quad (5.7)$$

Коэффициенты усиления. Коэффициент усиления напряжения определяется как отношение

$$K_u = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = -\frac{\dot{I}_{\text{вых}} r_n}{\dot{U}_{\text{вх}}} = -S_d r_n \quad (5.8)$$

или с учетом выражения (5.7)

$$K_u = \frac{Y_{21} r_n}{1 + Y_{22} r_n}. \quad (5.9)$$

Работа усилителя на БТ сопровождается протеканием тока входного электрода — тока базы. Поэтому, помимо коэффициента усиления напряжения K_u , свойства такого усилителя характеризуются коэффициентом усиления тока: $K_i = \dot{I}_{\text{вых}} / \dot{I}_{\text{вх}}$.

Так как $\dot{I}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вых}} / r_n$, $\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} / r_{\text{вх}}$, то с учетом выражения (5.9) коэффициент усиления тока можно представить выражением

$$K_i = \frac{i_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}} r_{\text{вх}}}{r_{\text{н}} \dot{U}_{\text{вх}}} = K_u \frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{н}}} = \frac{Y_{21} r_{\text{вх}}}{1 + Y_{22} r_{\text{н}}}.$$

Коэффициент усиления мощности определяется выражением

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{0,5 i_{\text{вых}} \dot{U}_{\text{вых}}}{0,5 I_{\text{вх}} \dot{U}_{\text{вх}}} = K_i K_u.$$

Параметры S_d , K_u , K_i и K_p можно определить графическим методом. При этом используются формулы, выражающие динамические параметры через амплитудные значения токов и напряжений:

$$S_d = \frac{i_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{мвых}} \sin \omega t}{U_{\text{мвх}} \sin \omega t} = \frac{I_{\text{мвых}}}{U_{\text{мвх}}};$$

$$K_u = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{мвых}} \sin(\omega t + \pi)}{U_{\text{мвх}} \sin \omega t} = - \frac{U_{\text{мвых}}}{U_{\text{мвх}}};$$

$$K_i = \frac{i_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{мвых}} \sin \omega t}{I_{\text{мвх}} \sin \omega t} = \frac{I_{\text{мвых}}}{I_{\text{мвх}}};$$

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{i_{\text{вых}} \dot{U}_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}} \dot{U}_{\text{вх}}} = K_i K_u.$$

Порядок определения динамических параметров усилителя на БТ, включенном по схеме ОЭ, следующий.

1. На семействе статических выходных характеристик БТ строится выходная нагрузочная характеристика, затем выбирается рабочая точка A и проводятся выходные нагрузочная и динамическая характеристики (рис. 5.11, a).

2. Для заданной амплитуды входного напряжения $U_{\text{мвэ}}$ по входным характеристикам определяется амплитуда тока базы $I_{\text{мб}} = (I'_b - I''_b)/2$ (рис. 5.11, b).

3. По выходной динамической характеристике для найденной амплитуды тока базы БТ находят амплитуды коллекторного тока $I_{\text{мк}} = (I'_k - I''_k)/2$ и коллекторного напряжения $U_{\text{мкэ}} = (U'_{кэ} - U''_{кэ})/2$.

4. Рассчитываются динамические параметры S_d , K_u , $K_p = K_u K_i$ и полезная мощность P_R , выделяемая в нагрузке по переменному току:

$$P_R = 0,5 I_{\text{мк}} U_{\text{мкэ}}.$$

Для усилителей на ПТ параметры K_i и K_p не определяются.

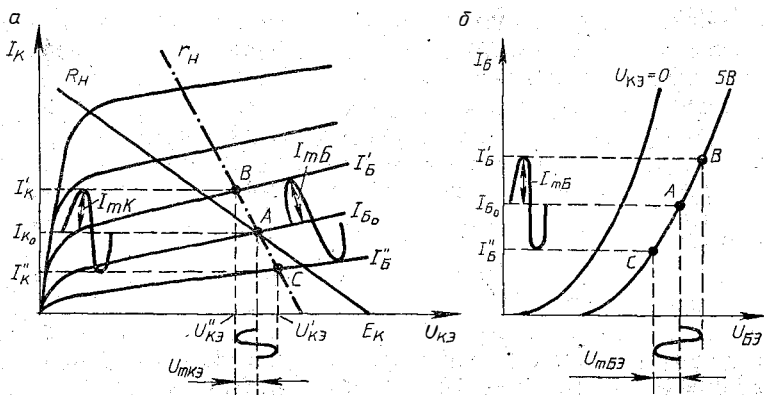


Рис. 5.11. К определению динамических параметров усилителя по характеристикам

Входная динамическая емкость. Входная динамическая емкость усилителя обусловлена наличием междуэлектродных емкостей активных элементов.

В усилителе на ПТ (рис. 5.12) можно считать, что $i_{вх} = i'_{вх} + i''_{вх}$. Составляющие $i'_{вх}$ и $i''_{вх}$ обусловлены входной и проходной междуэлектродными емкостями ПТ. Следовательно, входное сопротивление усилителя имеет емкостный характер и обусловлено некоторой результирующей входной емкостью, которую назовем входной динамической емкостью $C_{вх.д.}$. С учетом этого можно записать:

$$i_{вх} = i'_{вх} + i''_{вх} = u_{вх} j \omega C_{вх.д.} \quad (5.10)$$

К емкости $C_{вх}$ приложено переменное напряжение $u_{вх}$, поэтому $i'_{вх} = u_{вх} j \omega C_{вх}$. Так как рассматриваемый усилитель является инвертирующим, напряжение, приложенное к емкости $C_{прох}$, равно сумме напряжений $u_{вх}$ и $u_{вых}$, в результате чего имеем $i''_{вх} = (u_{вх} + u_{вых}) j \omega C_{прох}$. Подставляя значения $i'_{вх}$ и $i''_{вх}$ в выражение (5.10) и учитывая, что $u_{вых}/u_{вх} = K_u$, получаем:

$$I_{вх} = u_{вх} j \omega [C_{вх} + (1 + K_u) C_{прох}]. \quad (5.11)$$

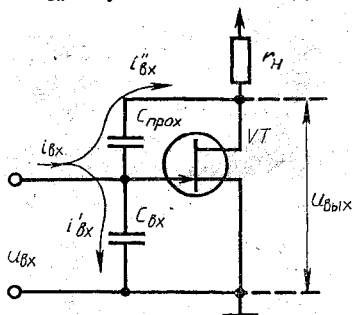


Рис. 5.12. К определению входной динамической емкости

Сравнивая выражения (5.10) и (5.11), можно сделать вывод о том, что входная динамическая емкость связана со статическими междуэлектродными емкостями уравнением

$$C_{вх.д} = C_{вх} + (1 + K_u) C_{прот.} \quad (5.12)$$

Выражение (5.12) показывает, что входная динамическая емкость усилителей на ПТ значительно больше входной статической емкости ПТ, приводимой в справочниках. Входная динамическая емкость уменьшает входное сопротивление усилителя.

Выражение (5.12) справедливо и для усилителя на БТ, однако его входное сопротивление, кроме емкостной составляющей, содержит и активную составляющую, обусловленную протеканием тока базы.

5.6. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ

Эквивалентные схемы транзисторов. При работе полевого транзистора в усилительном режиме его можно рассматривать как линейный элемент и в расчетах заменять эквивалентной схемой, содержащей входную и выходную цепи.

При включении ПТ с общим истоком ввиду малого тока затвора можно считать, что активная составляющая входного сопротивления очень велика. В этом случае входную цепь ПТ можно отобразить емкостью $C_{зи}$ при $r_n = 0$ или емкостью $C_{вх.д} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_u)$ при $r_n \neq 0$.

Согласно выражению для динамической крутизны $S_d = I_{мс}/U_{мзи}$ и с учетом выражения (5.7) имеем

$$I_{мс} = S_d U_{мзи} = \frac{Y_{21} U_{мзи}}{1 + Y_{22} r_n} \quad (5.13)$$

Параметр Y_{21} , определяемый для ПТ из выражения

$$Y_{21} = \frac{di_c}{du_{зи}} \approx \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \text{ при } U_{си} = \text{const},$$

есть не что иное, как крутизна передаточной характеристики S (крутизна ПТ), а $Y_{22} = 1/r_i$, где $r_i = r_{си}$ — выходное дифференциальное сопротивление ПТ. С учетом этого выражение (5.13) можно представить в виде

$$I_{мс} = \frac{S r_i U_{мзи}}{r_i + r_n}.$$

Умножая обе части этого равенства на $\sin \omega t$ и учитывая, что $S r_i = \mu$, получаем выражение, связывающее мгновенные значения тока стока и напряжения затвора ПТ:

$$i_c = \frac{\mu u_{зи}}{r_i + r_n}. \quad (5.14)$$

Данному выражению соответствует эквивалентная схема, приведенная на рис. 5.13, а.

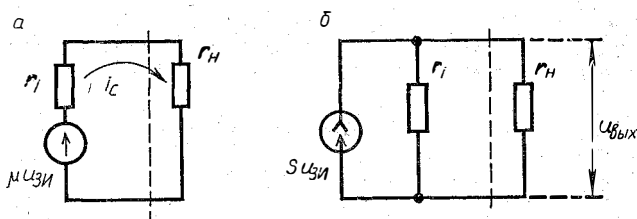


Рис. 5.13. Эквивалентные схемы полевых транзисторов

Напряжение, создаваемое в нагрузке усилителя, определяется из выражения $u_{вых} = i_c r_n$ или с учетом (5.14) из выражения

$$u_{вых} = \frac{\mu u_{зи}}{r_i + r_n} r_n = \frac{r_i r_n}{r_i + r_n} S u_{зи},$$

которому соответствует эквивалентная схема, показанная на рис. 5.13, б.

Для усилителя на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ, параметр

$$Y_{21} = \frac{di_k}{du_{бэ}} \approx \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{бэ}} \text{ при } U_{кэ} = \text{const}$$

является крутизной передаточной характеристики БТ (крутизной БТ), которая в справочниках обычно не приводится. Однако параметры S и μ легко рассчитать по известным h -параметрам с помощью формул:

$$S = Y_{21э} = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{бэ}} \cdot \frac{\Delta i_b}{\Delta i_k} = \frac{h_{21э}}{h_{11э}};$$

$$\mu = S r_i = \frac{h_{21э}}{h_{22э}} \cdot \frac{1}{h_{22э}}.$$

Таким образом, выходную цепь полевого и биполярного транзистора на низких частотах можно представить в виде эквивалентной схемы с генератором напряжения $\mu u_{вх}$ или тока $S u_{вх}$ с внутренним (дифференциальным) сопротивлением r_i . Чтобы эти схемы были справедливы и для высоких частот, необходимо учесть частотную зависимость входящих в них элементов S , μ и r_i .

Представление полевых и биполярных транзисторов идентичными эквивалентными схемами позволяет осуще-

ствить единый подход к анализу усилителей на транзисторах.

Инвертирующие свойства усилителя отображаются знаком «минус» перед обозначением напряжения ЭДС эквивалентного генератора напряжения или перед обозначением тока эквивалентного генератора тока.

Эквивалентные схемы усилительных каскадов. Принципиальные схемы усилителей напряжения (УН) с резистивно-емкостными связями на полевых и биполярных транзисторах показаны соответственно на рис. 5.14, а и б.

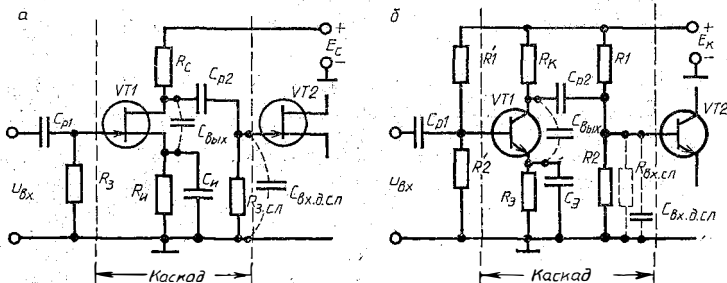


Рис. 5.14. Схемы усилителей переменного напряжения на полевых (а) и биполярных (б) транзисторах

В усилительный каскад на транзисторе $VT1$ входит часть схемы, заключенная между затвором (или базой) транзистора $VT1$ без учета цепей смещения и источника сигнала и затвором (или базой) транзистора $VT2$, включая цепи смещения транзистора $VT2$ и его входное сопротивление, которое образует нагрузку усилительного каскада на $VT1$.

Переход от принципиальной схемы усилительного каскада к его эквивалентной схеме по переменному току осуществляется следующим образом. Активный элемент заменяется генератором тока — $Su_{вх}$ (или генератором напряжения — $\mu u_{вх}$), с внутренним сопротивлением $r_{си}$ или $r_{кз}$. К выходным зажимам полученного таким образом генератора в соответствии с принципиальной схемой подключаются все элементы каскада, оказывающие сопротивление переменному току, а также междуэлектродные емкости и емкости монтажа. Источник питания в эквивалентной схеме отсутствует, так как его сопротивление переменному току близко к нулю. Поскольку сопротивления конденсаторов C_n и C_s для переменного тока малы, то цепи

$R_{\pi}C_{\pi}$ и R_oC_o в эквивалентных схемах по переменному току также будут отсутствовать. Не войдут в них и входные цепи, так как они находятся за пределами границ усиительных каскадов (рис. 5.15).

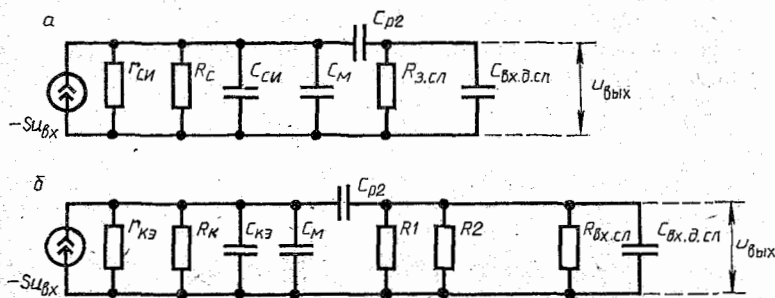


Рис. 5.15. Эквивалентные схемы усилителей переменного напряжения на полевых (а) и биполярных (б) транзисторах

Сравнивая полученные эквивалентные схемы, легко заметить полное сходство их левых частей до конденсатора C_{p2} включительно. Элементы, представленные справа от конденсатора C_{p2} , отображают внешнюю нагрузку каскада, которая включает в себя активную и емкостную составляющие. С учетом этого замечания усилители на ПТ и БТ можно представить обобщенной эквивалентной схемой по переменному току (рис. 5.16). Входящие в эту

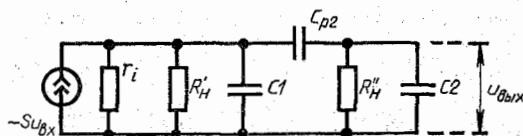


Рис. 5.16. Обобщенная эквивалентная схема транзисторного усилителя

схему элементы определяются типом усилителя. Так, например, для усилителя на ПТ: $r_i = r_{ci}$; $R'_H = R_c$; $C1 = C_{ci} + C_m$, где C_m — емкость монтажа; $R''_H = R_{э.сл}$; $C2 = C_{вх.д.сл}$;

а для усилителя на БТ: $r_i = r_{кэ}$; $R'_H = R_к$; $C1 = C_{кэ} + C_m$; $R''_H = R_{э.кв}$, где $R_{э.кв}$ — эквивалентное сопротивление, образованное делителем $R1, R2$ и входным сопротивлением транзистора $VT2$, $C2 = C_{вх.д.сл}$ — входная динамическая емкость следующего каскада.

5.7. АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Анализ частотных свойств усилителей переменного напряжения с реостатно-емкостными связями, именуемых в дальнейшем усилителями напряжения, заключается в получении выражений, используемых для построения их частотных характеристик: АЧХ и ФЧХ. Исходным материалом для такого анализа является эквивалентная схема усилителя по переменному току. Для упрощения вычислений и получения более наглядных формул анализ проводят отдельно для области средних, верхних и нижних частот.

Область средних частот. В данной области сопротивления емкостей C_1 и C_2 оказываются значительно большими, чем сопротивления элементов R'_H и R''_H , и эти емкости из эквивалентной схемы (см. рис. 5.16) можно исключить. Емкость разделительного конденсатора C_{p2} выбирается достаточно большой, и в области средних частот его сопротивление переменному току близко к нулю. С учетом этого эквивалентную схему усилителя в области средних частот можно представить в виде, показанном на рис.

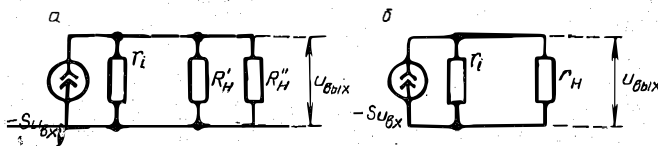


Рис. 5.17. Эквивалентные схемы усилителя для области средних частот

5.17, а. В соответствии с этой схемой коэффициент усиления в области средних частот определяется выражением

$$K_{\text{ср}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{-Su_{\text{вх}}R}{u_{\text{вх}}} = -SR, \quad (5.15)$$

где

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R'_H} + \frac{1}{R''_H}. \quad (5.16)$$

Так как R'_H и R''_H образуют нагрузку усилителя по переменному току $r_H = R'_H R''_H / (R'_H + R''_H)$, то эквивалентную схему, изображенную на рис. 5.17, а, можно представить в ином виде (рис. 5.17, б). Из этой схемы следует:

$$K_{\text{ср}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{Sr_H}{r_i + r_H} = -\frac{S}{1 + r_H/r_i} r_H = -S_{\text{д}} r_H$$

или

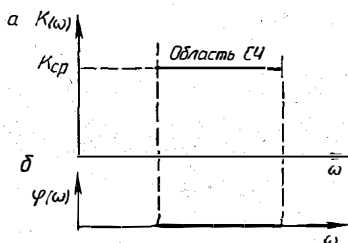
$$K_{\text{ср}} = \frac{S r_i r_n}{r_i + r_n} = \frac{S r_i}{1 + r_i / r_n} = \frac{\mu}{1 + r_i / r_n}.$$

Полученные выражения для $K_{\text{ср}}$ совпадают с выражениями (5.8) и (5.9).

Таким образом, в области средних частот коэффициент усиления можно считать постоянной вещественной величиной. Вследствие малого влияния емкостей $C1$, $C2$ и C_{p2} (см. рис. 5.16) в области средних частот фазовым сдвигом между входным и выходным напряжениями можно пренебречь, т. е. считать $\varphi(\omega) = 0$ (рис. 5.18).

Рис. 5.18. Частотные характеристики в области средних частот:

а — АЧХ; б — ФЧХ



Область верхних частот. В области верхних частот сопротивления элементов $C1$ и $C2$ (см. рис. 5.16) уменьшаются и могут стать сравнимыми с сопротивлениями элементов R'_n и R''_n . При этом эквивалентная схема усилителя приобретает вид, показанный на рис. 5.19. В этой схеме $C = C1 + C2 = C_{\text{вых}} + C_m + C_{\text{вх.д.сл.}}$.

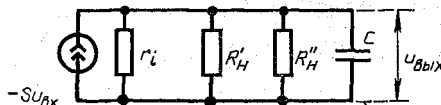


Рис. 5.19. Эквивалентная схема усилителя для области верхних частот

Коэффициент усиления, полученный на основании данной эквивалентной схемы, определяется выражением

$$K_{\text{в}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = S \left(R \parallel \frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{SR}{1 + j\omega CR} = \frac{K_{\text{ср}}}{1 + j\omega \tau_{\text{в}}}, \quad (5.17)$$

где

$$\tau_{\text{в}} = CR \quad (5.18)$$

называется *постоянной времени усилителя в области верхних частот*.

Выражение (5.17) показывает, что в области верхних частот коэффициент усиления усилителя имеет комплексный характер и может быть представлен в виде

$$\dot{K}_B = \frac{K_{cp}}{1 + (\omega\tau_B)^2} - j \frac{K_{cp}\omega\tau_B}{1 + (\omega\tau_B)^2} = \text{Re}\dot{K}_B - I_m\dot{K}_B.$$

Модуль выражения (5.17)

$$K_B(\omega) = \frac{K_{cp}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}} \quad (5.19)$$

может быть использован для построения АЧХ (рис. 5.20, а), а аргумент

$$\varphi_B(\omega) = \text{arctg} \frac{I_m\dot{K}_B}{\text{Re}\dot{K}_B} = -\text{arctg} \omega\tau_B \quad (5.20)$$

для построения ФЧХ в области верхних частот (рис. 5.20, б).

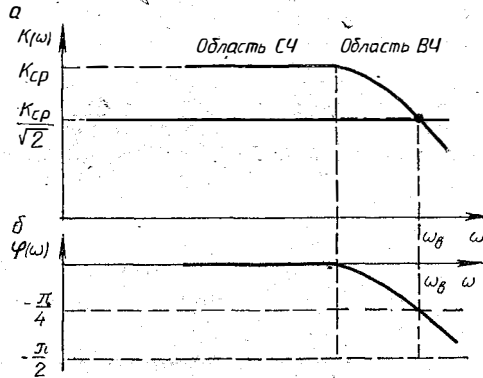


Рис. 5.20. Частотные характеристики усилителя в области верхних частот: а — АЧХ; б — ФЧХ

Частота $\omega = \omega_B = 1/\tau_B$, на которой $K_B(\omega) = K_{cp}/\sqrt{2}$, является верхней граничной частотой усилителя. Ей соответствует частота

$$f_B = \frac{\omega_B}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_B} = \frac{1}{2\pi CR}. \quad (5.21)$$

В резисторных УН на БТ коэффициент усиления в области верхних частот изменяется не только под влиянием емкости C , но и вследствие частотной зависимости крутизны транзистора. С учетом этого для усилителя на БТ

$$\dot{K}_B = \frac{K_{cp}}{(1 + j\omega\tau_{y21})(1 + j\omega\tau_B)},$$

где $\tau_{y21} = 1/\omega_{y21} = 1/(2\pi f_{y21})$; $f_{y21} = f_{гр}r'_э/r'_б$ — предельная частота проводимости прямой передачи, или крутизна, биполярного транзистора.

Область нижних частот. В области нижних частот сопротивления элементов C_1 , C_2 и C_{p2} увеличиваются по сравнению с их значениями на средних частотах. При этом в эквивалентной схеме можно пренебречь влиянием емкостей C_1 и C_2 , но следует учесть емкость разделительного конденсатора C_{p2} (рис. 5.21). Коэффициент уси-

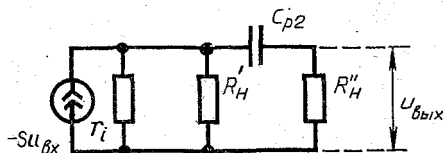


Рис. 5.21. Эквивалентная схема усилителя для области нижних частот

ления в области нижних частот в соответствии с эквивалентной схемой определяется выражением

$$\dot{K}_H = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{K_{ср}}{1 + 1/(j\omega\tau_H)}, \quad (5.22)$$

где

$$\tau_H = C_{p2} \left(\frac{r_i R'_H}{r_i + R'_H} + R''_H \right) - \quad (5.23)$$

постоянная времени усилителя в области нижних частот. Выражение для τ_H легко получается непосредственно из эквивалентной схемы.

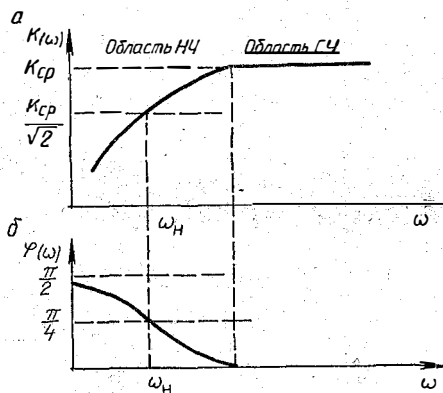


Рис. 5.22. Частотные характеристики усилителя в области нижних частот:

а — АЧХ; б — ФЧХ

Для построения АЧХ и ФЧХ на основании выражения (5.22), определяют модуль

$$K_n(\omega) = \frac{K_{cp}}{\sqrt{1 + 1/(\omega\tau_n)^2}} \quad (5.24)$$

и фазу

$$\varphi_n(\omega) = \arctg 1/(\omega\tau_n)$$

коэффициента усиления в области нижних частот. Вид АЧХ и ФЧХ, построенных на основании этих выражений, приведен на рис. 5.22.

Частота $\omega = \omega_n = 1/\tau_n$, на которой $K_n(\omega) = K_{cp}\sqrt{2}$, соответствует нижней граничной частоте

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_n} \quad (5.25)$$

5.8. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

В современной РЭА (телевизионной, измерительной, системах телеуправления, импульсных радиолокаторах и т. д.) широкое применение находят усилители сигналов, спектр частот которых находится в пределах от звуковых до частот в несколько мегагерц, а в некоторых случаях — до десятков и сотен мегагерц. Такие усилители называются широкополосными.

К широкополосным усилителям относятся и *усилители видеоимпульсов*, или *видеоусилители* (ВУС), так как частотный спектр видеоимпульсов содержит большое количество гармоник с различными частотами. Схема ВУС такая же, как и усилителя напряжения (см. рис. 5.14), отличается лишь значениями элементов.

Физические процессы в ВУС. Рассмотрим физические процессы, происходящие в видеоусилителе на полевых транзисторах (рис. 5.14, а) при поступлении на его вход прямоугольного импульса, используя графики, приведенные на рис. 5.23.

До момента t_1 усилитель находится в режиме покоя, который характеризуется напряжением $u_{зи} = U_{зи0}$, $u_{си} = U_{си0}$, $u_{ср2} = U_{си0}$. В момент t_1 напряжение затвора скачком уменьшается, что вызывает увеличение напряжения $u_{си}$. Паразитная емкость $C = C_{вых} + C_m + C_{вх.д.сл}$ препятствует скачкообразному увеличению напряжения $u_{си}$, напряжение $u_{си}$ увеличивается по экспоненциальному закону:

$$u_{си} = U_{мсн}(1 - e^{-t/\tau_s}) + U_{си0} \quad (5.26)$$

Рис. 5.23. Графики изменений напряжений в ВУС при усилении отрицательного прямоугольного импульса

по мере зарядки паразитной емкости C по цепи $+E_c \rightarrow R_c \rightarrow C \rightarrow C_{\Pi} \rightarrow -E_c$ с постоянной времени τ_v , определяемой выражением (5.18).

Одновременно с зарядкой емкости C начинается зарядка разделительного конденсатора C_{p2} по цепи $+E_c \rightarrow R_c \rightarrow C_{p2} \rightarrow R_{з.сл} \rightarrow -E_c$ с постоянной времени τ_n , определяемой выражением (5.23). Напряжение на конденсаторе C_{p2} будет изменяться по закону

$$u_{Cp2} = U_{mci}(1 - e^{-t/\tau_n}) + U_{cio}. \quad (5.27)$$

Так как $\tau_n \gg \tau_v$, то зарядка C_{p2} будет продолжаться и после того, как емкость C полностью зарядится до значения

$$U_{ci \max} = U_{cio} + U_{mci}.$$

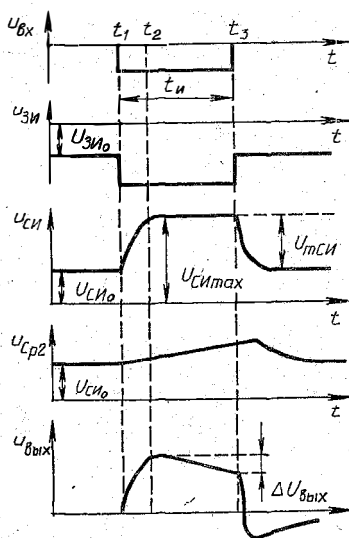
В интервале времени $t_1 \dots t_2$ происходит формирование фронта выходного импульса. При этом, как видно из схемы, $u_{\text{вых}} = u_{ci} - u_{Cp2}$. Можно считать, что за это время напряжение на конденсаторе C_{p2} не изменилось и осталось равным U_{cio} . Следовательно, формирование фронта выходного импульса с учетом выражения (5.26) будет происходить по закону

$$u_{\text{вых.ф}} = u_{ci} - U_{cio} = U_{mci}(1 - e^{-t/\tau_v}). \quad (5.28)$$

В интервале времени $t_2 \dots t_3$ формируется вершина выходного импульса. Так как при этом $u_{ci} = U_{ci \max} = U_{cio} + U_{mci}$, то с учетом выражения (5.27) выходное напряжение изменяется по закону

$$u_{\text{вых}} = U_{ci \max} - u_{Cp2} = U_{mci}e^{-t/\tau_n}. \quad (5.29)$$

С момента времени t_3 рабочая точка возвращается в положение, характеризующее режим покоя. Ток стока



увеличивается, а напряжение $u_{\text{си}}$ уменьшается по мере разрядки емкости C через транзистор и резистор $R_{\text{э.сл}}$. Выходное напряжение убывает до нуля при установлении равенства $u_c = u_{C_{p2}}$. После этого начинает разряжаться конденсатор C_{p2} , ток разрядки которого протекает через резистор $R_{\text{э.сл}}$ в направлении, противоположном направлению тока зарядки, образуя в выходном напряжении отрицательный выброс.

В ВУС на БТ (рис. 5.14, б) процессы при усилении видеоимпульсов протекают аналогично, однако искажения формы усиливаемых прямоугольных импульсов вызываются не только зарядкой и разрядкой емкостей C и C_{p2} , но и физическими процессами, происходящими в самом транзисторе.

Параметры, используемые для оценки искажений в ВУС. Из рис. 5.24 видно, что отличия выходного им-

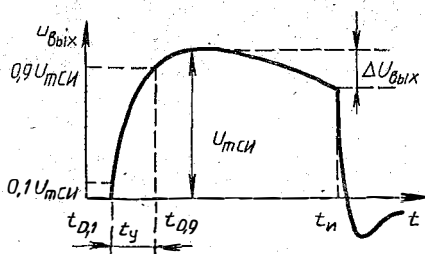


Рис. 5.24. Форма выходного импульса напряжения видеоусилителя. Пульса от прямоугольного проявляются в меньшей крутизне фронта, спаде, или завале, вершины и появлении отрицательного выброса. Амплитуда отрицательного выброса пропорциональна спаду вершины $\Delta U_{\text{вых}}$, поэтому для оценки искажений выходного импульса чаще всего применяются два параметра: время установления, или длительность фронта, и относительный спад вершины.

Временем установления t_y называют время, в течение которого выходное напряжение усилителя изменяется от 0,1 до 0,9 значения напряжения в установившемся режиме $U_{\text{мси}}$, или в соответствии с рис. 5.24, $t_y = t_{0,9} - t_{0,1}$. Так как при формировании фронта выходное напряжение изменяется по закону (5.28), то на основании этого можно записать:

$$0,1 U_{\text{мси}} = U_{\text{мси}} (1 - e^{-t_{0,1}/\tau_{\text{в}}});$$

$$0,9 U_{\text{мси}} = U_{\text{мси}} (1 - e^{-t_{0,9}/\tau_{\text{в}}}).$$

Решая эти уравнения относительно $t_{0,1}$ и $t_{0,9}$, получаем

$$t_y = t_{0,9} - t_{0,1} = \tau_b \ln 9 \approx 2,2\tau_b. \quad (5.30)$$

В ВУС на БТ время установления определяется выражением

$$t_y = 2,2\tau'_b,$$

где $\tau'_b = \tau_b + \tau_{y21}$.

Таким образом, для уменьшения длительности фронта, или увеличения скорости нарастания выходного напряжения, необходимо уменьшать постоянную времени усилителя в области верхних частот, что равносильно увеличению верхней граничной частоты полосы пропускания.

Относительный спад вершины выходного импульса δ определяется как отношение изменения напряжения на выходе усилителя $\Delta U_{\text{вых}}$ за время действия входного импульса t_n к значению напряжения в установившемся режиме $U_{\text{мси}}$, т. е.

$$\delta = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{мси}}.$$

Изменение напряжения на выходе за время t_n , равное длительности входного импульса, можно определить на основании уравнения (5.29):

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{мси}} - U_{\text{мси}} e^{-t_n/\tau_n} = U_{\text{мси}} (1 - e^{-t_n/\tau_n}).$$

Тогда

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{мси}}} = 1 - e^{-t_n/\tau_n}. \quad (5.31)$$

Выражение (5.31) показывает, что для уменьшения δ необходимо увеличивать τ_n по сравнению с t_n , т. е. необходимо выполнять условие $\tau_n \gg t_n$. Тогда, раскладывая e^{-t_n/τ_n} в ряд Тэйлора и ограничиваясь первыми двумя членами, получаем

$$\delta \approx t_n \tau_n = 2\pi f_n t_n. \quad (5.32)$$

Из выражения (5.32) следует, что для уменьшения спада вершины выходного импульса необходимо уменьшить нижнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя, т. е., как это вытекает из формул (5.23) и (5.25), увеличивать емкость разделительного конденсатора.

5.9. КОРРЕКЦИЯ АЧХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Для увеличения верхней граничной частоты, как это видно из выражения (5.21), необходимо уменьшать зна-

чения C и R . Однако возможности для уменьшения емкости C ограниченные, а уменьшение эквивалентного сопротивления R сопровождается, как это видно из (5.15), снижением коэффициента усиления.

Эффективность каскада резисторного усилителя принято оценивать его *добротностью*, или *площадью усиления*, которая определяется следующим образом:

$$D = K_{\text{ср}} \Delta F \approx K_{\text{ср}} f_{\text{в}} = \frac{SR}{2\pi CR} = \frac{S}{2\pi C}. \quad (5.33)$$

Выражение (5.33) показывает, что произведение верхней граничной частоты на коэффициент усиления усилителя в области средних частот есть величина постоянная. Следовательно, в рассмотренных усилителях переменного напряжения увеличение $f_{\text{в}}$ неизбежно сопровождается уменьшением $K_{\text{ср}}$.

Для увеличения $f_{\text{в}}$ при неизменном значении $K_{\text{ср}}$ необходимо увеличивать площадь усиления усилителя, т. е. площадь, заключенную под АЧХ в полосе пропускания. Это достигается применением активного элемента с большей крутизной или введением в усилитель элементов, осуществляющих подъем АЧХ в области верхних частот, иначе говоря, *высокочастотной коррекцией АЧХ*. Элементы, которые ее обеспечивают, называются *элементами высокочастотной коррекции*.

Высокочастотная индуктивная коррекция. Наиболее распространенным видом высокочастотной коррекции является включение в цепь стока или коллектора транзистора дросселя с индуктивностью L (рис. 5.25, а). Эквивалентная схема усилителя для области верхних частот приведена на рис. 5.25, б. Согласно этой схеме, индуктивность L с емкостью C и сопротивлением R_c образуют параллельный колебательный контур. На резонансной ча-

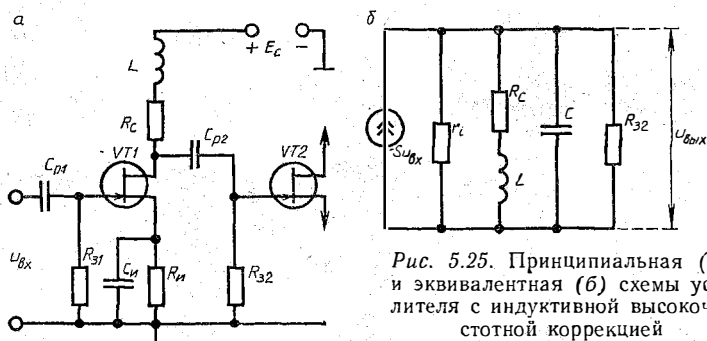


Рис. 5.25. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилителя с индуктивной высокочастотной коррекцией

стоте эквивалентное сопротивление контура $R_{\text{экв}}$ будет больше, чем сопротивление резистора R_c , вследствие чего увеличивается сопротивление нагрузки по переменному току и коэффициент усиления. Если резонансную частоту контура выбрать в области верхних частот, то из-за увеличения коэффициента усиления произойдет подъем АЧХ в этой области частот (кривая δ на рис. 5.26) и увеличе-

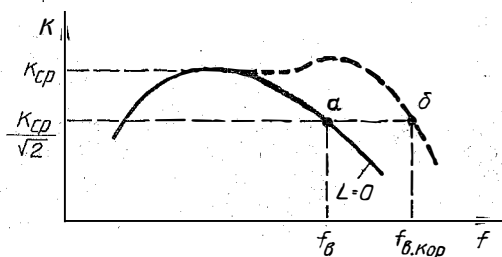


Рис. 5.26. Вид АЧХ усилителя с коррекцией в области верхних частот

ние f_v до значения $f_{v,\text{кор}}$. При оптимальной высокочастотной индуктивной коррекции увеличение $f_{v,\text{кор}}$ по сравнению с f_v может достигнуть 1,7 раза.

Высокочастотная эмиттерная коррекция. В усилителях на БТ вследствие малого сопротивления R_n добротность параллельного колебательного контура оказывается низкой и увеличение f_v за счет индуктивной коррекции незначительное. Более эффективной в усилителях на БТ является высокочастотная эмиттерная коррекция, образованная элементами $R_{\text{кор}}$ и $C_{\text{кор}}$ (рис. 5.27, а). Для пояснения принципа действия такой коррекции рассмотрим следующие случаи.

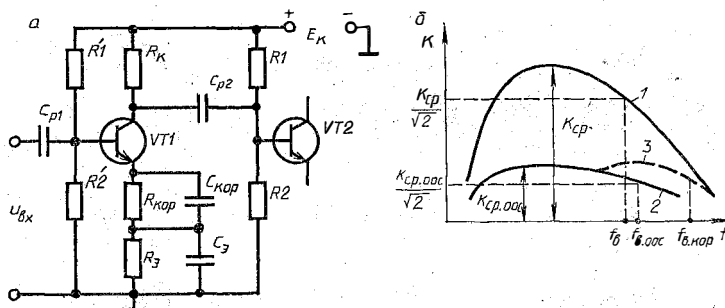


Рис. 5.27. Схема усилителя с высокочастотной эмиттерной коррекцией (а) и его АЧХ (б)

Если $C_{кор} = \infty$, то в усилителе на всех частотах ООС по переменному току отсутствует и АЧХ усилителя отображается кривой 1 на рис. 5.27, б. При $C_{кор} = 0$ (т. е. когда конденсатор $C_{кор}$ отсутствует) на резисторе $R_{кор}$ создается последовательная ООС по переменному току, что приводит к уменьшению коэффициента усиления и некоторому увеличению f_v до значения $f_{в,оос}$ (кривая 2). Для осуществления высокочастотной коррекции емкость конденсатора $C_{кор}$ выбирают такой, что на нижних и средних частотах ООС сохраняется, а на верхних уменьшается. Это приводит к увеличению коэффициента усиления в области верхних частот (кривая 3) и увеличению f_v до значения $f_{в,кор}$.

Низкочастотная коррекция. Для уменьшения спада вершины выходного импульса, как было отмечено, необходимо уменьшать нижнюю граничную частоту усилителя. Это достигается с помощью низкочастотной коррекции АЧХ, которая заключается в увеличении коэффициента усиления в области нижних частот. Часто низкочастотная коррекция осуществляется с помощью RC-фильтра, включаемого в цепь стока или коллектора (элементы R_Φ и C_Φ на рис. 5.28).

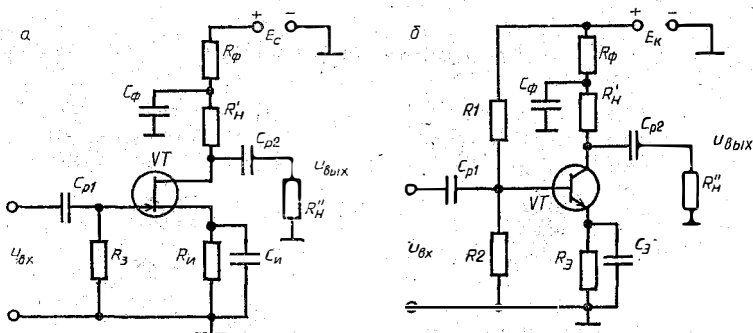


Рис. 5.28. Схемы усилителей на полевом (а) и биполярном (б) транзисторах с низкочастотной коррекцией АЧХ

Емкость конденсатора C_Φ выбирают таким образом, чтобы он оказывал малое сопротивление переменному току на средних и верхних частотах. В таком случае на нижних частотах сопротивление цепи выходного электрода переменному току будет определяться выражением

$$Z'_н = R'_н + \frac{R_\Phi \cdot 1/(j\omega C_\Phi)}{R_\Phi + 1/(j\omega C_\Phi)} = R'_н + \frac{R_\Phi}{1 + j\omega C_\Phi R_\Phi}, \quad (5.34)$$

и усилительный каскад можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 5.29, а.

Как видно из выражения (5.34), уменьшение частоты приводит к увеличению нагрузки по переменному току, что сопровождается увеличением коэффициента усиления и подъемом АЧХ в области нижних частот. Частота f_n при этом уменьшается до значения $f_{н.кор}$ (рис. 5.29, б).

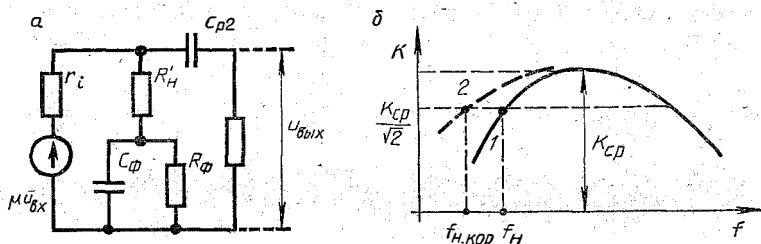


Рис. 5.29. Эквивалентная схема (а) и АЧХ (б) усилителя:

1 — без коррекции; 2 — с низкочастотной коррекцией

Кроме осуществления низкочастотной коррекции, RC-фильтр выполняет и роль развязывающего фильтра, уменьшающего связь между каскадами по переменному току через общий источник питания.

5.10. ПОВТОРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Повторителями напряжения называют электронные усилители, у которых коэффициент усиления (передачи) близок к единице, а полярность, или фаза, выходного напряжения совпадает с полярностью, или фазой, входного напряжения.

В зависимости от типа используемого активного элемента различают *истоковые* (рис. 5.30, а) и *эмиттерные* (рис. 5.30, б) повторители напряжения. Выходные напряжения $u'_{вых}$, создаваемые на резисторах $R'_н$, полностью подаются во входную цепь в противофазе с входным напряжением.

Таким образом, в повторителях напряжения действует 100 %-я последовательность ООС по напряжению и коэффициент усиления напряжения можно определить по формуле (4.5), положив $\beta = 1$. При этом коэффициент усиления (передачи) повторителя в области средних частот

$$K_{п.ср} = \frac{K_{ср}}{1 + K_{ср}} = \frac{SR}{1 + SR} \quad (5.35)$$

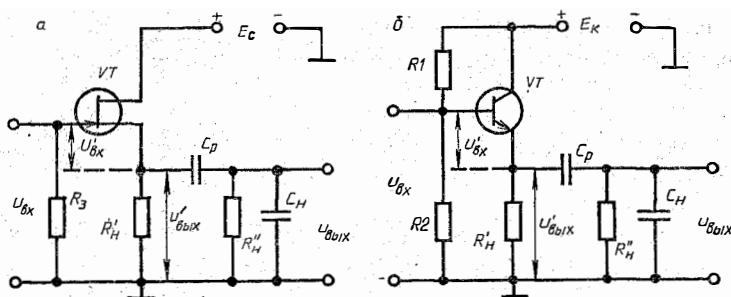


Рис. 5.30. Схемы истокового (а) и эмиттерного (б) повторителей напряжения

оказывается меньше единицы, а в области верхних частот, с учетом выражения (5.17), определяется формулой

$$\dot{K}_{п.в} = \frac{\dot{K}_в}{1 + \dot{K}_в} = \frac{K_{п.ср}}{1 + j\omega\tau_{п.в}},$$

где

$$\tau_{п.в} = \frac{\tau_в}{1 + K_{ср}} \quad (5.36)$$

представляет собой постоянную времени повторителя напряжения в области верхних частот.

Так как $f_{п.в.} = 1/(2\pi\tau_{п.в.})$, то с учетом выражений (5.21) и (5.15) имеем

$$f_{п.в.} = \frac{1 + SR}{2\pi\tau_в} = (1 + SR)f_в. \quad (5.37)$$

Выражение (5.37) показывает, что у повторителя напряжения верхняя граничная частота полосы пропускания в $(1 + SR)$ раз больше, чем у усилителя без ООС с такими же значениями элементов эквивалентной схемы.

У эмиттерных повторителей $f_{эп.в.}$ ограничивается частотными свойствами БТ и не превышает значения $0,3f_{гр.}$

В области нижних частот

$$\dot{K}_{п.н} = \frac{\dot{K}_н}{1 + \dot{K}_н} = \frac{K_{п.ср}}{1 + 1/(j\omega\tau_{п.н})},$$

где $\tau_{п.н}$ — постоянная времени повторителя напряжения в области нижних частот, которая определяется выражением

$$\tau_{п.н} = C_{p2} \left(R''_н + \frac{R_э}{1 + y_{21э}R_э} \right),$$

$$\text{где } R_э = \frac{R_i R'_н}{R_i + R'_н}.$$

Важными техническими показателями повторителя напряжения являются входные и выходные сопротивления. Для определения *входного сопротивления* воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 5.31). В этой схеме элементы $C_{вх}$, $R'_{вх}$ и $C_{прох}$ обозначают соответственно входную емкость, входное сопротивление и проходную емкость транзистора. Входная проводимость $Y_{вх.п}$ на основании данной эквивалентной схемы определяется выражением

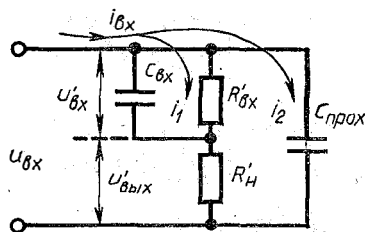


Рис. 5.31. Упрощенная схема повторителя напряжения для определения входного сопротивления

$$Y_{вх.п} = \frac{i_1 + i_2}{u_{вх}} = \frac{(1/R'_{вх} + j\omega C_{вх})(u_{вх} - u'_{вых}) + j\omega C_{прох}u_{вх}}{u_{вх}},$$

или, после преобразования, выражением

$$Y_{вх.п} = \frac{1}{R_{вх}}(1 - K_{п.ср}) + j\omega[C_{прох} + C_{вх}(1 - K_{п.ср})]. \quad (5.38)$$

Ввиду того что $K_{п.ср} \approx 1$, из формулы (5.38) следует, что на низких и средних частотах составляющие входной проводимости (активная и емкостная) повторителя напряжения имеют малые значения. Это свидетельствует о высоком входном сопротивлении повторителя и его малой входной динамической емкости.

Выходное сопротивление повторителя напряжения зависит от внутреннего сопротивления источника входного сигнала и определяется выражением

$$R_{вых.п} = \frac{R_r + R'_{вх}}{1 + SR'_{вх}}.$$

При $R_r \ll R'_{вх}$ имеем

$$R_{вых.п} \approx \frac{R'_{вх}}{1 + SR'_{вх}} \approx \frac{1}{S}.$$

Следовательно, выходное сопротивление повторителей напряжения мало и практически не зависит от сопротивления нагрузки $R'_н$.

Благодаря большому входному и малому выходному сопротивлениям повторители напряжения используются в качестве согласующих (буферных) каскадов: включаются между каскадами с высоким выходным и низким входным сопротивлениями.

При $K_u \approx 1$ повторители напряжения имеют $K_i \gg 1$ и обладают значительным коэффициентом усиления мощности. Поэтому вторым назначением повторителей напряжения является их использование в качестве усилителей мощности.

5.11. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Избирательными, или селективными, называют усилители с узкой полосой пропускания. Они применяются в том случае, когда из сложного входного напряжения необходимо выделить полезный сигнал, подавив остальные сигналы, представляющие помеху, например при приеме радио- и телепередач, в системах измерения, автоматического контроля и управления и т. д.

Уменьшение полосы пропускания усилителя достигается включением в него частотных фильтров в качестве нагрузки (рис. 5.32, а) или в цепь ОС (рис. 5.32, б).

В усилителях первого типа нагрузкой служит параллельный колебательный контур LC (рис. 5.33, а), и частотная зависимость коэффициента усиления совпадает с частотной зависимостью сопротивления контура, достигая максимального значения $K_{рез}$ на резонансной частоте

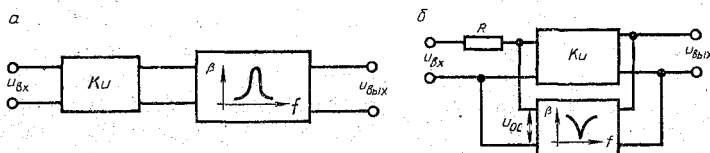


Рис. 5.32. Структурные схемы избирательных усилителей

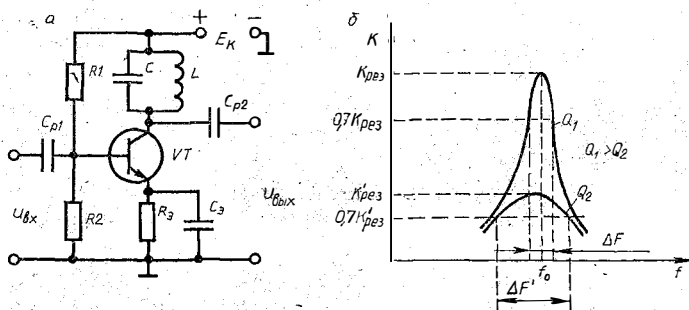


Рис. 5.33. Схема избирательного усилителя с колебательным контуром (а) и его резонансные характеристики (б)

(рис. 5.33, б). Модуль коэффициента усиления такого усилителя определяется выражением

$$K = K / \sqrt{1 + (\Delta F Q / f_0)^2}.$$

Он снижается при уменьшении добротности Q контура. При уменьшении добротности контура увеличивается полоса пропускания ΔF усилителя, т. е. снижается его избирательность. С целью увеличения добротности контура часто используется не полное, а частичное включение контура в коллекторную цепь (рис. 5.34, а). При работе

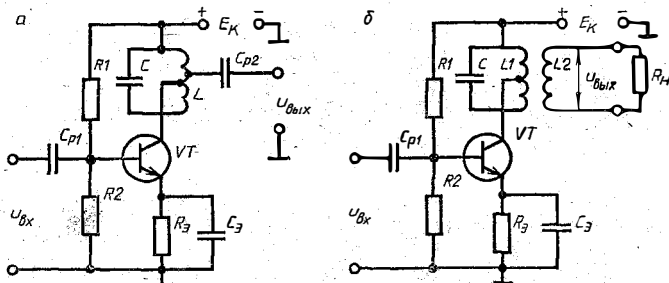


Рис. 5.34. Схемы узкополосных избирательных усилителей

усилителя на низкоомную нагрузку для уменьшения шунтирования контура малым сопротивлением нагрузки выходное напряжение снимают с части контура (через конденсатор C_{p2} на рис. 5.34, а) или с дополнительной обмотки $L2$, индуктивно связанной с основной $L1$ (рис. 5.34, б).

Экспериментальные исследования показывают, что наибольшую добротность контура (от 50 до 200, а с применением ферритовых сердечников и до 500) легче всего обеспечить в диапазоне частот от 50 кГц до 5 МГц. На частотах менее 50 кГц добротность контура уменьшается вследствие роста активного сопротивления катушки, которое повышается с увеличением числа витков, а на частотах более 5 МГц — вследствие возрастания потерь в конденсаторе и в паразитной емкости катушки.

На частотах менее 50 кГц лучшими избирательными свойствами обладают усилители, содержащие частотный RC -фильтр в цепи ОС. В качестве частотного RC -фильтра наибольшее распространение получил двойной Т-образный мост, схема и передаточная характеристика которого показаны на рис. 1.24. На частоте $f_0 = 1/(2\pi RC)$, которая

называется частотой квазирезонанса, коэффициент передачи двойного Т-образного моста $\beta = u_{oc}/u_{вых}$ оказывается равным нулю. Поэтому при включении его в цепь ООС усилителя (рис. 5.35) на квазирезонансной частоте

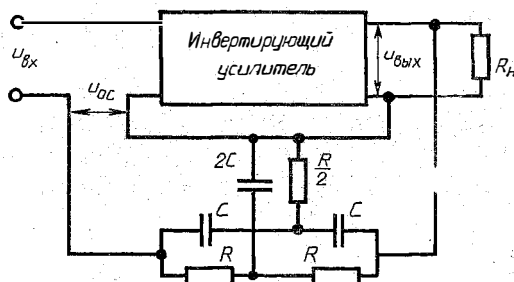


Рис. 5.35. Схема избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом

f_0 напряжение u_{oc} равно нулю, а коэффициент усиления имеет максимальное значение. При частотах, отличающихся от f_0 , в усилителе появляется напряжение ООС u_{oc} , что приводит к уменьшению коэффициента усиления. Поэтому АЧХ избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом подобна АЧХ резонансного усилителя.

5.12. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Усилители низкой частоты. УНЧ в интегральном исполнении — это, как правило, апериодические усилители, охваченные общей (по постоянному и переменному току) или местной ОС. Часто применяются оба названных вида ОС. Интегральные электронные усилители содержат большое число вспомогательных выводов, которые придают им универсальность, расширяют область применения. Правда, увеличение числа выводов уменьшает процент выхода готовых ИМС и повышает их стоимость.

На рис. 5.36, а показана схема двухкаскадного УННЧ типа 122УН1. Первый каскад (на транзисторе VT1) собран по схеме ОЭ, а второй (на транзисторе VT2) — по схеме ОЭ, если выходной сигнал снимается с выводов 8, 9, или по схеме ОК, если выходной сигнал снимается с вывода 11.

Выводы 3, 5, 10, а также 11, если последний не является выходным, служат для подключения внешних кон-

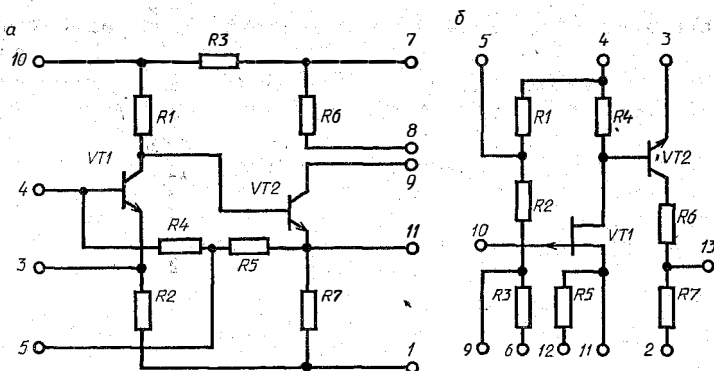


Рис. 5.36. Схемы ИМС 122УН1 (а) и К284УЕ1 (б)

денсаторов, осуществляющих частотную коррекцию. К точке 10 можно подключить конденсатор, который совместно с резистором $R3$ образует фильтр в коллекторной цепи транзистора $VT1$ для уменьшения опасности возбуждения усилителя. При подключении шунтирующих конденсаторов к выводам 3, 5 и 11 ООС по переменному сигналу отсутствует, остаются только местные ООС по току, создаваемые резисторами $R2$ и $R7$ и осуществляющие стабилизацию режима. Резисторы $R4$ и $R5$ обеспечивают смещение на эмиттерном переходе транзистора $VT1$ и одновременно образуют общую ООС усилителя.

Если требуется обеспечить высокое входное сопротивление интегрального усилителя, в его входном каскаде можно использовать полевые транзисторы. Примером такого усилителя является ИМС типа К284УЕ1 (рис. 5.36, б). Типовая схема включения этой ИМС дана на рис. 5.37, а.

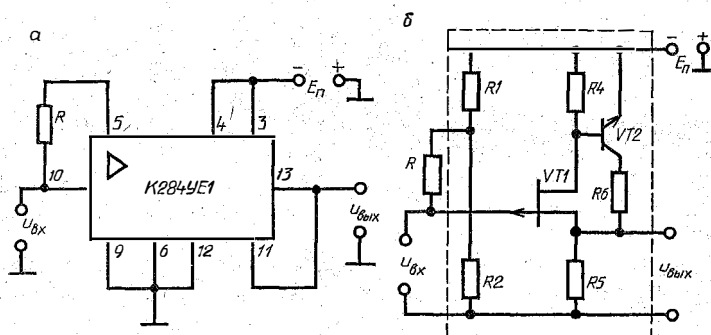


Рис. 5.37. Усилитель на ИМС К284УЕ1:

а — типовая схема включения ИМС; б — принципиальная схема усилителя

В соответствии с типовой схемой включения принципиальная схема усилителя выглядит так, как показано на рис. 5.37, б. Резистор $R5$ является нагрузкой в цепи истока ПТ $VT1$ и частью коллекторной нагрузки БТ $VT2$. Одновременно резистор $R5$ является элементом последовательной ООС по напряжению. Резистор $R6$ служит для защиты выходного транзистора от перегрузок при коротком замыкании на выходе. Навесной резистор R исключает шунтирование входа усилителя делителем $R1R2$.

Рассмотренный усилитель может применяться в качестве входного каскада чувствительных усилителей, выходного каскада при передаче сигналов по кабелю (благодаря малому выходному сопротивлению) и других устройств, требующих большого входного и малого выходного сопротивлений. Его можно применять также в устройствах, требующих стабильного коэффициента передачи.

На рис. 5.38, а показана принципиальная схема ИМС типа К119УН2. Усилитель, выполненный на этой микро-

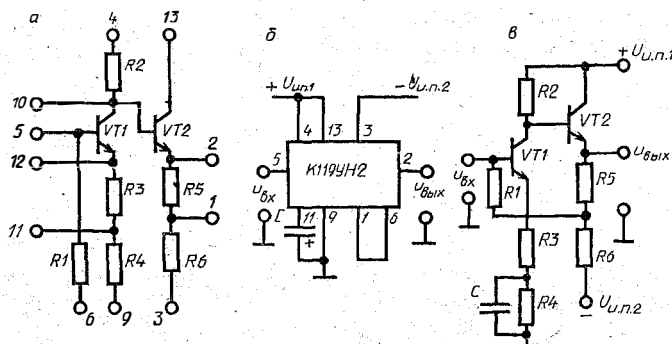


Рис. 5.38. Усилитель на ИМС К119УН2:

а — принципиальная схема ИМС; б — типовая схема включения ИМС; в — принципиальная схема усилителя

схеме, может работать в диапазоне частот от 5 Гц до 200 кГц. В соответствии с типовой схемой включения (рис. 5.38, б) принципиальная схема усилителя выглядит так, как показано на рис. 5.38, в. Первый каскад выполнен на транзисторе $VT1$ по схеме с ОЭ. Резисторы $R3$ и $R4$ обеспечивают необходимую термостабилизацию каскада. Для уменьшения ООС по переменному току резистор $R4$ шунтируется конденсатором C большой емкости. Транзистор второго каскада включен по схеме с ОК (т. е. представляет собой эмиттерный повторитель). С выхода вто-

рого каскада на вход первого через резистор $R1$ осуществляется последовательная ООС по напряжению.

Широкополосные усилители: В настоящее время разработано большое количество широкополосных интегральных усилителей (ШИУ). Полоса пропускания некоторых из них составляет сотни мегагерц, АЧХ имеет особую форму. Многие из этих усилителей обладают повышенной чувствительностью. Такие ШИУ образуют специальную группу. Большинство же современных ШИУ обладают универсальными свойствами, т. е. могут применяться для усиления импульсных или других широкополосных сигналов в различных узлах современной РЭА.

На рис. 5.39 показана принципиальная схема интегрального ВУС типа 218УИ1 для видеоимпульса положительной полярности. Усилитель имеет два входа: потенциальный 12 и импульсный 11. В нем применена комбинированная стабилизация режима: эмиттерная — через резистор $R4$ и коллекторная — через резистор $R2$. Нагрузкой транзистора по постоянному току является резистор $R3$. Усилитель имеет следующие параметры: $K_u \leq 3,5$; $t_y \leq 0,1$ мкс; $R_{вх} \geq 1$ кОм.

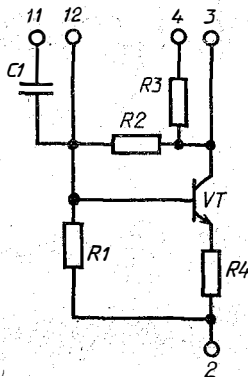


Рис. 5.39. Схема интегрального ВУС 218УИ1

В качестве импульсных усилителей и видеоусилителей широко применяются двухкаскадные ШИУ, или так называемые токовые двойки. Примерами таких интегральных усилителей являются ИМС типа К118УП1, К119УП1, К119УН1, К218УП2, К218УН3 и др. Они представляют собой двухкаскадные усилители с параллельной ООС по току. Коэффициент усиления таких усилителей можно изменять в широких пределах путем подбора параметров цепей ОС.

Двухкаскадный усилитель типа К118УП1 (рис. 5.40, а) предназначен для усиления импульсных сигналов. Напряжение смещения подается на базу транзистора $VT1$ первого каскада через резистор $R2$ с нелинейного делителя, состоящего из резисторов $R4$ и $R5$ и транзистора $VT3$. Эти же элементы образуют цепь ООС. Глубину ООС можно изменять в широких пределах путем изменения напряжения, подаваемого на базу транзистора $VT3$ (через вывод 5).

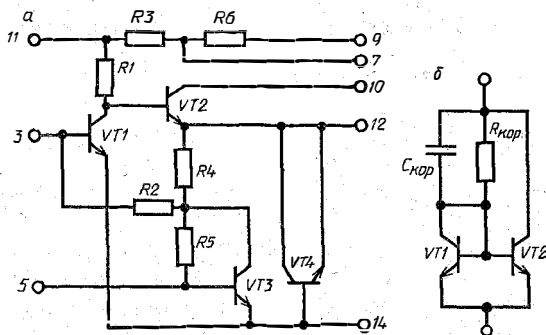


Рис. 5.40. Схемы интегрального импульсного усилителя K118УП1 (а) и генератора тока (б)

Транзистор $VT4$ является элементом высокочастотной коррекции: используются зарядные емкости его обратно смещенных эмиттерного и коллекторного $p-n$ -переходов. При необходимости между выводами 12 и 14 может подключаться дополнительный конденсатор.

Кроме такого способа коррекции, применяется коррекция двухполюсником. Последний представляет собой генератор тока, включаемый в цепь эмиттера. Этот генератор тока (рис. 5.40, б) также имеет корректирующую цепь $R_{кор}C_{кор}$, однако емкость конденсатора $C_{кор}$ обычно не превышает 15 пФ. Интегральный конденсатор такой емкости легко реализуем.

Достоинствами эмиттерной коррекции являются высокая устойчивость усиления, повышенная стабильность параметров, возможность изменения полосы пропускания и коэффициента усиления в широких пределах и др.

В ШИУ применяется и индуктивная высокочастотная коррекция. Однако ввиду сложности изготовления интегральных катушек индуктивности с высокой добротностью вместо них используются эквиваленты индуктивности. В качестве аналогов индуктивности перспективными следует считать эквивалентные индуктивности на основе операционных усилителей и гираторов.

Контрольные вопросы и задания

1. Поясните принцип усиления переменного напряжения в простейших усилителях на ПТ и БТ.
2. Изобразите схемы усилительных каскадов на ПТ, содержащие по одному источнику питания. Как рассчитываются элементы усилителя, обеспечивающие заданный режим работы?
3. Изобразите схему усилителя на БТ с эмиттерной стабилизацией. Докажите наличие термостабилизации режима в таком усилителе и

поясните методику расчета элементов, обеспечивающих заданный режим покоя.

4. В чем отличия выходной динамической характеристики усилителя от выходной нагрузочной характеристики? Как строится выходная динамическая характеристика?

5. Каково назначение конденсаторов, шунтирующих резисторы в цепях истока и эмиттера транзисторных усилителей?

6. В чем отличия между входной динамической емкостью усилителя и входной емкостью активного элемента (ЭУЛ, ПТ или БТ)?

7. Составьте эквивалентную схему по переменному току усилителя, схема которого приведена на рис. 5.10, а.

8. Почему в усилителях переменного напряжения происходит уменьшение коэффициента усиления в областях верхних и нижних частот?

9. В чем заключается высокочастотная коррекция АЧХ усилителей и в каких случаях она применяется?

10. Для каких целей используется низкочастотная коррекция АЧХ усилителей?

11. Какие свойства повторителей напряжения обуславливают их использование в качестве согласующих каскадов?

12. В чем отличия избирательных усилителей от широкополосных?

Глава 6. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

6.1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Усилители мощности (УМ) являются оконечными, т. е. выходными, каскадами многокаскадного усилителя и служат для передачи потребителю заданной или максимально возможной мощности. Основными параметрами УМ являются выходная мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку; коэффициент полезного действия (КПД); коэффициент гармоник. Эти параметры существенно зависят от режима работы выходного каскада.

Различают три основных режима работы выходного усилительного каскада: режимы классов А, В и С.

Режим А. Рабочая точка в режиме покоя находится в середине линейного участка динамической характеристики (точка А на рис. 5.7 и 5.11), и при гармоническом входном сигнале изменения коллекторного тока и коллекторного напряжения происходят также по гармоническому закону с минимальными нелинейными искажениями. Выходная мощность по переменному току, отдаваемая усилителем в нагрузку, определяется по формуле

$$P_{\text{вых}} = 0,5 I_{mK} U_{mKЭ},$$

а потребляемая усилителем от источника питания, — из выражения

$$P_0 = I_{K0} E_K.$$

Следовательно, КПД усилителя в режиме А

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = 0,5 \frac{I_{mK}}{I_{K0}} \cdot \frac{U_{mKЭ}}{E_K}$$

Поскольку при активной (резисторной) нагрузке всегда $I_{mK} < I_{K0}$, а $U_{mKЭ} < 0,5E_K$, то КПД усилителя с активной нагрузкой в режиме А оказывается менее 25 %.

Ввиду малого КПД режим А в выходных каскадах используется редко.

Режим В. Исходное положение рабочей точки усилителя на БТ выбирается на границе между активным режимом и режимом отсечки (рис. 6.1). Вследствие этого

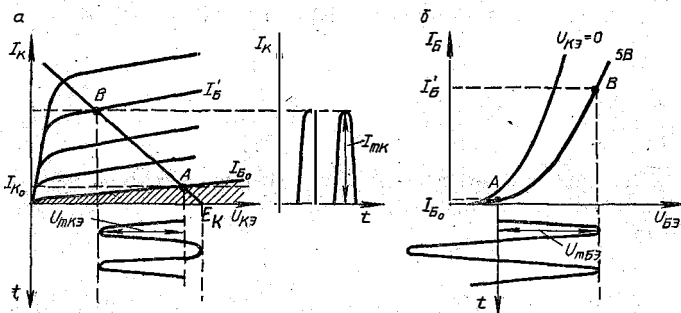


Рис. 6.1. Графики изменений напряжений и токов при работе усилителя в режиме класса В

при гармоническом входном сигнале в коллекторной цепи БТ образуются импульсы напряжения и тока с амплитудами $U_{mKЭ}$ и I_{mK} соответственно.

Режим работы активного элемента принято характеризовать параметром, называемым *углом отсечки* θ . Под углом отсечки понимают выраженную в градусах половину части периода входного напряжения, в течение которой через активный элемент протекает ток. Следовательно, в режиме В угол отсечки $\theta = 90^\circ$, а в режиме А $\theta = 180^\circ$.

В полупериоды входного напряжения, соответствующие запертому состоянию транзистора, потребление мощности от источника питания сокращается до минимума, благодаря чему режим В характеризуется большим КПД, который может достигать 60—70 %. Недостатком режима В являются большие нелинейные искажения. Поэтому режим В применяется при работе на резонансную нагрузку, в которой выделяется лишь первая гармоника, а остальные подавляются, и, кроме того, в двухтактных усилителях.

С целью уменьшения нелинейных искажений в УМ вместо режима *В* часто применяют режим *АВ*, в котором начальное положение рабочей точки выбирается в активной области при небольшом коллекторном токе. В режиме $AB \ 90^\circ < \theta < 180^\circ$.

Режим С. Исходное положение рабочей точки выбирается в области отсечки, причем $\theta < 90^\circ$. Режим *С* характеризуется наибольшим КПД (до 85 %) и наибольшими нелинейными искажениями. Он применяется в усилителях-формирователях и усилителях повышенной мощности.

6.2. ОДНОТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Однотактные усилители обычно работают в режиме *А* и используются в предварительных каскадах УМ. При резисторной нагрузке они выполняются и рассчитываются так же, как и усилители напряжения. При низкоомных нагрузках для увеличения КПД однотактные УМ строятся по трансформаторной схеме (рис. 6.2, а).

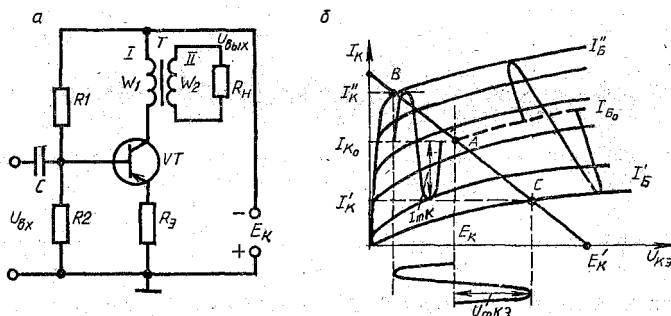


Рис. 6.2. Схема однотактного трансформаторного усилителя (а) и его характеристики (б)

Так как сопротивление первичной обмотки трансформатора *Т* постоянному току мало, то нагрузочная характеристика по постоянному току проходит почти вертикально. Нагрузка по переменному току определяется приведенным сопротивлением $R'_н$, которое определяется из выражения

$$R'_н = r_н = R_н / n_{тр}^2,$$

где $n_{тр} = W_2 / W_1$ — коэффициент трансформации; W_1 и W_2 — число витков соответственно в обмотках *I* и *II*. Выходная динамическая характеристика пройдет через

точку. A , характеризующую режим покоя, и точку, лежащую на оси $U_{KЭ}$ при напряжении

$$E'_k = U_{KЭ0} + I_{K0}R'_n \approx E_k + I_{K0}R'_n,$$

как показано на рис. 6.2, б.

При соответствующем выборе коэффициента трансформации можно получить $I_{K0}R'_n = E_k$. Тогда в предельном случае $U_{mKЭ} = E_k$, $I_{mK} = I_{K0}$ и КПД

$$\eta = 0,5 \frac{I_{mK}}{I_{K0}} \cdot \frac{U_{mKЭ}}{E_k} \leq 0,5.$$

Кроме более высокого КПД, достоинством трансформаторного УМ являются простота изменения фазы выходного напряжения и возможность использования низковольтного источника питания, так как вследствие малого падения напряжения на обмотке трансформатора в режиме покоя $U_{KЭ0} \approx E_k$.

К недостаткам трансформаторного УМ относятся значительные габариты и масса; большие затраты труда и дефицитных материалов при его изготовлении; существенная зависимость параметров трансформатора (и, следовательно, усилителя) от частоты усиливаемого сигнала; чувствительность к магнитным полям, что приводит к появлению в обмотках трансформатора паразитных ЭДС, создающих дополнительный фон.

6.3. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Двухтактные УМ могут быть трансформаторными и бестрансформаторными.

Двухтактный трансформаторный УМ представляет собой два однотактных каскада с общими цепями нулевого потенциала и с общим выходным трансформатором, имеющим выведенную среднюю точку первичной обмотки. Входные напряжения, поступающие на базы транзисторов каждого плеча, должны быть сдвинуты по фазе на 180° , что обеспечивается применением на входе УМ фазоинверсного каскада или входного трансформатора с выводом от середины вторичной обмотки (рис. 6.3, а). Вследствие такого построения входной цепи активные элементы $VT1$ и $VT2$ работают поочередно, каждый лишь в течение одного полупериода входного гармонического напряжения. На рис. 6.3, б показаны графики напряжений и токов. Через первичную обмотку трансформатора $T2$ токи протекают в каждый полупериод входного напряжения, и ток

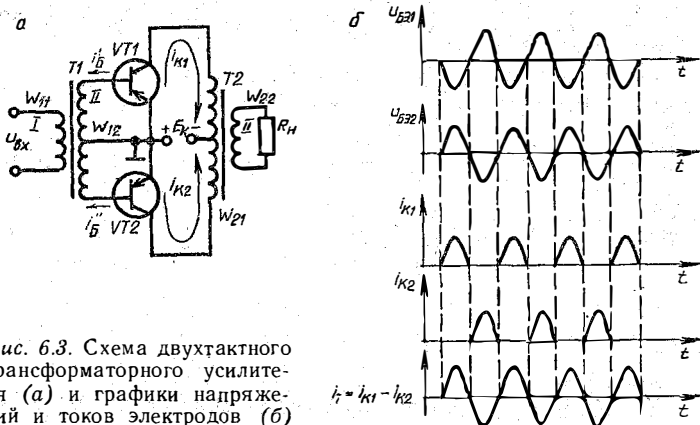


Рис. 6.3. Схема двухтактного трансформаторного усилителя (а) и графики напряжений и токов электродов (б)

первичной обмотки $i_1 = i_{к1} - i_{к2}$ при гармоническом входном напряжении также оказывается гармоническим. В двухтактном усилителе КПД может достигать 78 %, что в 1,5 раза больше максимально возможного КПД в одноконтном трансформаторном УМ.

При работе транзисторов двухтактного УМ в режиме В нелинейные искажения оказываются значительными. Это вызвано нелинейностью входных характеристик транзисторов. Действительно, согласно рис. 6.4, при отсутствии прямого смещения эмиттерных переходов при малых напряжениях $U_{бэ}$ базовые токи транзисторов VT1 и VT2 практически не изменяются. В результате между

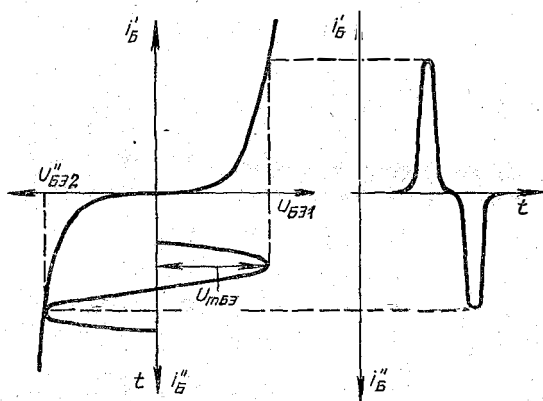


Рис. 6.4. Графики, иллюстрирующие образование нелинейных искажений типа «ступенька»

положительным и отрицательным полупериодами результирующего базового тока, протекающего через вторичную обмотку входного трансформатора $T1$, образуется небольшой горизонтальный участок — ступенька. Подобную форму будет иметь и результирующий ток, протекающий через первичную обмотку выходного трансформатора $T2$. Такие нелинейные искажения называют искажениями типа «ступенька».

Для исключения нелинейных искажений типа «ступенька» в усилителе используют режим AB . С этой целью с помощью делителя $R1R2$ на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ подают небольшое прямое напряжение, как показано на рис. 6.5, a . Благодаря этому рабочая точка каждо-

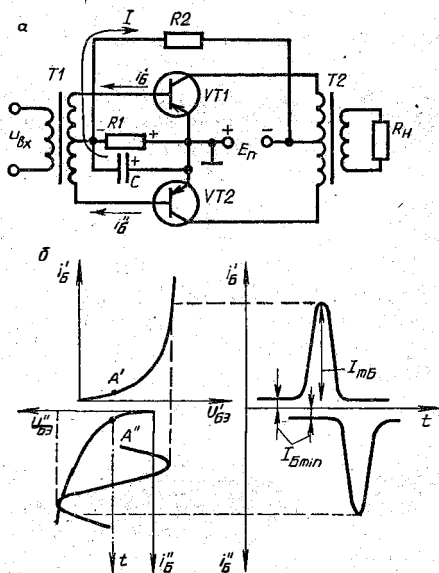


Рис. 6.5. Схема двухтактного каскада с элементами, обеспечивающими устранения нелинейных искажений типа «ступенька» (a) и графики, поясняющие его работу (b)

го транзистора в режиме покоя оказывается в начале линейного участка входной динамической характеристики (рис. 6.5, b).

Двухтактным трансформаторным УМ присущи те же недостатки, что и одноктактным. Поэтому в настоящее время широкое применение получили двухтактные бестрансформаторные УМ.

Двухтактные бестрансформаторные усилители могут иметь два отдельных или один общий вход, два или один источник питания.

На рис. 6.6, а представлена схема двухтактного бестрансформаторного УМ с двумя отдельными входами

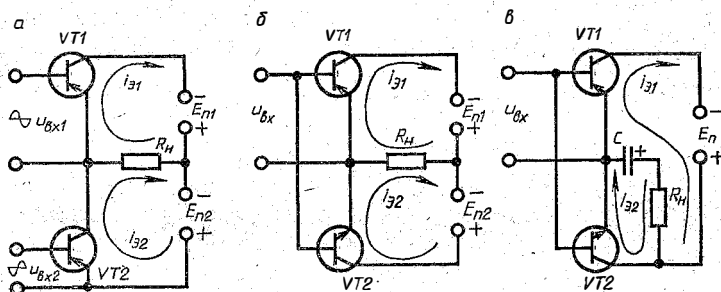


Рис. 6.6. Схемы двухтактных бестрансформаторных усилителей

и двумя источниками питания. Под действием противофазных входных напряжений транзисторы $VT1$ и $VT2$ работают поочередно, и ток через нагрузку протекает в каждый полупериод входных напряжений.

Схема однофазного двухтактного бестрансформаторного УМ дана на рис. 6.6, б. Объединение двух входов в один в таком усилителе достигнуто за счет использования в нем комплементарных транзисторов (т. е. транзисторов с близкими параметрами, но разной структурой: $p-n-p$ и $n-p-n$).

В УМ, показанном на рис. 6.6, в используется один источник питания E_n . Роль второго источника питания выполняет балансирующий конденсатор C . Ток $i_{\varepsilon 1}$, протекающий через открытый транзистор $VT1$ во время отрицательного полупериода входного напряжения, заряжает этот конденсатор. Во время положительного полупериода входного напряжения открывается транзистор $VT2$ и через него протекает ток $i_{\varepsilon 2}$. Так как в это время транзистор $VT1$ закрыт, то в качестве источника питания для $VT2$ используется заряд балансирующего конденсатора C . При одинаковых параметрах транзисторов $VT1$ и $VT2$ токи $i_{\varepsilon 1}$ и $i_{\varepsilon 2}$, протекающие через транзисторы и нагрузку R_H , также одинаковы, и конденсатор C заряжается до половины напряжения источника E_n , т. е. $U_c = E_n/2$. Так как при открытом транзисторе $VT1$ напряжения U_c и E_n включены встречно, то результирующее напряжение, питающее

щее коллекторную цепь транзистора $VT1$, также равно $E_n/2$:

$$E_{к1} = E_n - U_c = E_n - E_n/2 = E_n/2.$$

Емкость конденсатора C должна быть такой, чтобы его сопротивление для самой низкочастотной спектральной составляющей усиливаемого сигнала было значительно меньше сопротивления нагрузки R_n . Напряжение источника питания во избежание пробоя транзистора $VT1$ в момент включения выбирают из условия

$$E_n \leq (0,8 \dots 0,9) U_{кЭ \text{ max.}}$$

В настоящее время широко применяются следующие типы бестрансформаторных УМ: 1) с параллельным возбуждением однофазным напряжением одиночных оконечных транзисторов и 2) с параллельным возбуждением однофазным напряжением составных оконечных транзисторов.

Схема усилителя 1-го типа показана на рис. 6.7, а. На транзисторе $VT1$ собран предварительный усилитель,

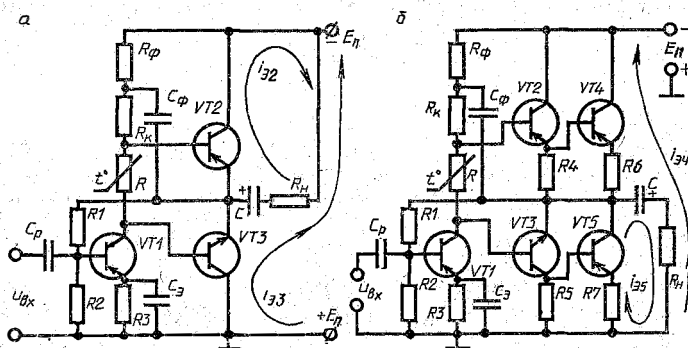


Рис. 6.7. Схемы бестрансформаторных УМ с одиночными (а) и составными (б) выходными транзисторами

работающий в режиме А. Коллекторной нагрузкой служит резистор R_k . Оконечным каскадом является двухтактный усилитель на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Благодаря включению резистора R на базах транзисторов $VT2$ и $VT3$ создается небольшое прямое смещение, и эти транзисторы работают в режиме АВ. Нелинейные искажения при этом уменьшаются. Вместо резистора R может быть включен полупроводниковый диод в прямом направлении. Применение в качестве резистора R терморезистора или полу-

проводникового диода обеспечивает хорошую термостабильность усилителя.

В течение положительного полупериода входного напряжения на коллекторе $VT1$ формируется отрицательный полупериод, и ток протекает через транзистор $VT2$ и резистор R_n . Во время отрицательного полупериода входного напряжения транзистор $VT3$ открывается, а $VT2$ закрывается, и ток протекает через транзистор $VT3$ и резистор R_n . Таким образом, за период входного сигнала формируются положительный и отрицательный полупериоды тока и напряжения в нагрузке.

Недостатком данного усилителя является трудность подбора мощных $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторов $VT2$ и $VT3$ с одинаковыми параметрами. Поэтому часто применяется схема бестрансформаторного УМ с параллельным возбуждением однофазным напряжением составных оконечных транзисторов (рис. 6.7, б). В таком УМ используются мощные выходные БТ одного типа проводимости. Подобрать близкие по параметрам мощные транзисторы одного типа проводимости легче, чем мощные БТ разных типов проводимости.

Контрольные вопросы и задания

1. В чем преимущества и недостатки усилителя, работающего в режиме В, перед усилителем, работающим в режиме А?
2. С какой целью в одноктактных усилителях мощности в качестве нагрузки применяется трансформатор?
3. Какова причина появления нелинейных искажений типа «ступенька» в двухтактных УМ? Каким способом устраняют эти искажения?
4. В чем преимущества двухтактных бестрансформаторных УМ перед трансформаторными?
5. Почему в усилителях средней и большой мощности в оконечных каскадах часто применяют не одиночные, а составные транзисторы?

Глава 7. УСИЛИТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМИ СВЯЗЯМИ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В рассмотренных усилителях переменного напряжения связь между отдельными каскадами, а также между первым каскадом и источником сигнала и между последним (выходным) каскадом и нагрузкой осуществлялась с помощью RC -цепей или трансформаторов. При такой связи усиливались только переменные составляющие

сигналов. С уменьшением частоты усиливаемого сигнала увеличиваются потери и возрастают искажения, вносимые RC -цепями и обмотками трансформаторов. Поэтому при усилении медленно меняющихся напряжений и токов, а также в тех случаях, когда требуется усиливать не только переменные, но и постоянные составляющие сигналов, применяются гальванические связи. Элементами гальванических связей могут быть резисторы, диоды и просто проводники. В последнем случае связь называется непосредственной.

В усилителях с гальваническими связями (УГС) $f_n = 0$. Такие усилители часто называют усилителями постоянного тока (УПТ), хотя это название довольно неточно отражает их свойства. Отсутствие разделительных конденсаторов и трансформаторов в УГС исключает наличие фазового сдвига на частоте $f_n = 0$.

Вид АЧХ и ФЧХ усилителя с гальваническими связями показан на рис. 7.1, а и б.

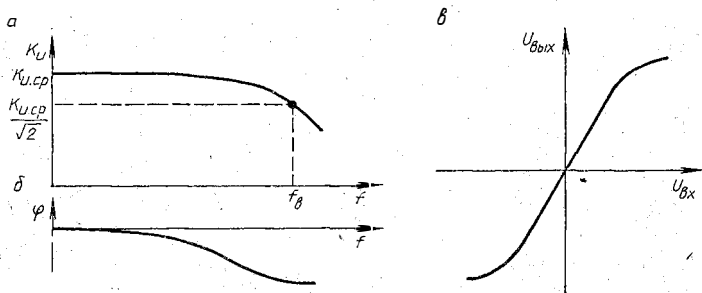


Рис. 7.1. Характеристики усилителей с гальваническими связями: а — АЧХ; б — ФЧХ; в — амплитудная

В большинстве случаев при использовании УГС требуется, чтобы при изменении полярности постоянной составляющей входного сигнала изменялась и полярность постоянной составляющей выходного сигнала. Следовательно, амплитудная характеристика УГС должна иметь вид, представленный на рис. 7.1, в.

УГС находят применение в стабилизаторах напряжения и тока, измерительных приборах, устройствах автоматики, следящих системах, счетно-решающих устройствах вычислительных машин и т. д. В последнее время область использования УГС значительно расширилась и они стали широко применяться в качестве составной части различных усилителей переменного тока (УНЧ,

ВУС, широкополосных усилителях и пр.). Это обусловлено тем, что УГС, не содержащие громоздких конденсаторов большой емкости, удобно изготавливать по интегральной технологии, которая обеспечивает получение УГС с очень высокими параметрами.

По принципу действия и схемному исполнению усилители с гальваническими связями делятся на два основных вида: *УГС прямого усиления* и *УГС с преобразованием*. В УГС с преобразованием основное усиление сигнала осуществляется после преобразования его спектра. Это значительно усложняет его схему. В настоящее время наибольшее распространение получили УГС прямого усиления, которые являются более простыми в изготовлении и отладке.

7.2. ПРОСТЕЙШИЕ УГС ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Простейшие УГС прямого усиления выполняются с непосредственными или потенциметрическими связями между каскадами.

Усилители с непосредственными связями. Принципиальная схема простейшего двухкаскадного УГС на БТ типа $p-n-p$ и непосредственными связями между каскадами приведена на рис. 7.2, а.

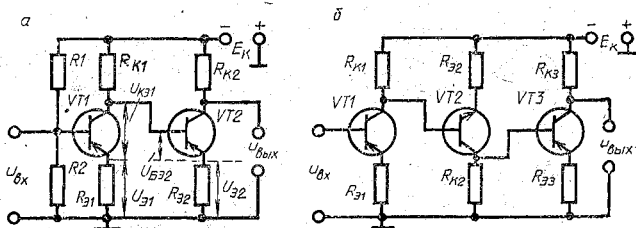


Рис. 7.2. Схемы усилителей с непосредственными связями

Режим покоя первого каскада рассчитывается по методике, изложенной в § 5.3. Сопротивление резистора R_{32} должно быть таким, чтобы обеспечивалось условие

$$U_{K31} + U_{31} = U_{Б32} + U_{32},$$

откуда

$$U_{32} = U_{K31} + U_{31} - U_{Б32}.$$

Обычно $U_{K31} \gg U_{31}$, поэтому из последнего уравнения следует $U_{32} > U_{31}$. Согласно данному неравенству, при

одинаковых режимах работы транзисторов $VT1$ и $VT2$ (при этом $I_{Э1} = I_{Э2}$ и $U_{КЭ1} = U_{КЭ2}$) справедливы неравенства $R_{Э2} > R_{Э1}$ и $R_{К2} < R_{К1}$.

Так как резисторы $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ являются элементами ООС, то для определения коэффициента усиления каждого каскада следует использовать выражение (4.5), в котором в соответствии с (5.15) $K_u \approx SR_K$, а $\beta = R_Э/R_K$. Тогда

$$K_{u1} = \frac{SR_{K1}}{1 + SR_{Э1}}; K_{u2} = \frac{SR_{K2}}{1 + SR_{Э2}}. \quad (7.1)$$

Данные выражения показывают, что увеличение сопротивления резистора $R_Э$ и уменьшение сопротивления резистора R_K приводят к уменьшению коэффициента усиления. Поэтому в таком усилителе не удастся получить значительного коэффициента усиления за счет увеличения числа каскадов.

Для уменьшения ООС вместо резисторов $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ можно использовать полупроводниковые стабилитроны, однако это не устраняет причины уменьшения сопротивления R_K в каждом последующем каскаде.

Для получения большого коэффициента усиления в многокаскадном усилителе с непосредственной связью иногда используют чередующиеся каскады, выполненные на транзисторах типа $p-n-p$ и $n-p-n$ (рис. 7.2, б). Такой усилитель называют усилителем с дополнительной симметрией.

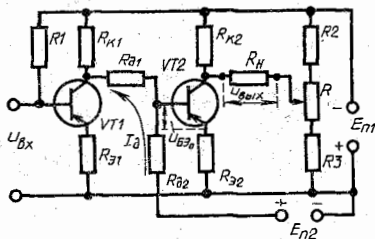


Рис. 7.3. Схема усилителя с потенциметрическими связями

Усилители с потенциметрическими связями. Получить одинаковые режимы работы в многокаскадном транзисторном УГС с одинаковыми значениями сопротивлений резисторов $R_Э$ и R_K и, следовательно, с одинаковым коэффициентом усиления каждого каскада можно при осуществлении *потенциметрической связи между каскадами* (рис. 7.3). Сопротивления резисторов $R_{д1}$ и $R_{д2}$ делителя подбираются таким образом, чтобы выполнялось условие

$$\begin{aligned} U_{Э2} &= E_{н2} - I_Э R_{д2} - U_{БЭ0} = \\ &= E_{н2} - \frac{E_{н2} + U_{КЭ1} + U_{Э1}}{R_{д1} + R_{д2}} R_{д2} - U_{БЭ0}. \end{aligned}$$

Если нагрузку подключить между коллектором VT2 и движком переменного резистора R , то амплитудная характеристика усилителя будет соответствовать виду, показанному на рис. 7.1, а.

Дрейф нуля в УГС. Недостатком рассмотренных УГС является то, что изменение режима одного из каскадов под действием различных дестабилизирующих факторов вызывает изменение тока или напряжения выходного каскада. Это явление называется *дрейфом нуля*. Наибольшее влияние на дрейф нуля в УГС оказывает первый каскад, так как изменение тока или напряжения на его входе усиливается последующими каскадами.

Основные причины, вызывающие дрейф нуля УГС: изменение температуры окружающей среды; изменение давления и влажности окружающей среды; изменение напряжений источников питания; старение активных и пассивных элементов усилителя; шумы, создаваемые активными и пассивными элементами.

Количественно дрейф нуля оценивается дрейфом, приведенным ко входу (приведенным дрейфом):

$$U_{\text{др.вх}} = U_{\text{др.вых}}/K_u. \quad (7.2)$$

Величина приведенного дрейфа ограничивает минимально различимый входной сигнал. Расчеты и экспериментальные исследования показывают, что для одиночных каскадов с ОЭ приведенный ко входу дрейф нуля по напряжению примерно равен 2...8 мВ/град для кремниевых БТ и 20...30 мВ/град — для германиевых БТ. Приведенный дрейф по току в таких каскадах при токе $I_c = 1$ мА может превышать 10 мкА/град.

Приведенный дрейф нуля в одиночных каскадах на ПТ меньше, чем в каскадах на БТ, и составляет 3...4 мВ/град.

Уменьшение дрейфа нуля в УГС достигается следующими мерами: стабилизацией напряжений источников питания; термостатированием усилителей; применением кремниевых транзисторов, имеющих меньшую температурную зависимость коллекторного тока из-за меньшего значения обратного тока по сравнению с германиевыми транзисторами; применением термокомпенсирующих элементов; охватом усилителя местными и общими петлями ООС по постоянному току; использованием балансных (мостовых) схем.

7.3. БАЛАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Существуют усилители *последовательного* и *параллельного баланса*. В транзисторных и интегральных усилителях широкое распространение получили усилители параллельного баланса (рис. 7.4).

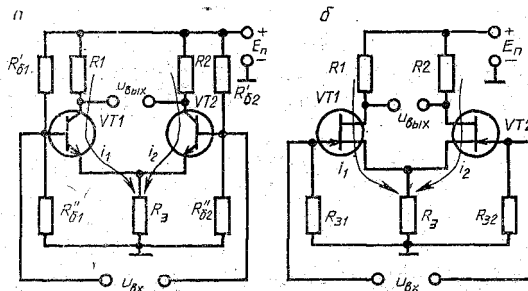


Рис. 7.4. Схемы усилителей параллельного баланса с симметричными входами и выходами на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

Активные элементы $VT1$ и $VT2$ образуют два плеча моста. Еще два плеча образованы резисторами $R1$ и $R2$. Эмиттирующие электроды активных элементов имеют общий резистор R_3 . Источник входного напряжения $u_{вх}$ включен между управляющими электродами активных элементов, а выходным напряжением $u_{вых}$ является напряжение между выходными электродами. Таким образом, данный УГС имеет симметричные вход и выход.

Если элементы симметричных плеч одинаковы, т. е. $R1 = R2$, и параметры активных элементов $VT1$ и $VT2$ одинаковы, то при $u_{вх} = 0$ мост сбалансирован и $u_{вых} = 0$. Изменение напряжения питания, температуры окружающей среды и других факторов в симметричной мостовой схеме приводит к одинаковому изменению токов i_1 и i_2 . В результате напряжения выходных электродов (коллекторов или стоков) изменяются одинаково, и разность напряжений между ними по-прежнему остается равной нулю.

Под действием напряжения $u_{вх}$ изменения напряжений управляющих электродов оказываются одинаковыми по значению и противоположными по полярности (фазе): $u_{вх}/2$ и $-u_{вх}/2$. Эти напряжения вызывают изменения токов i_1 и i_2 таким образом, что $\Delta i_1 = -\Delta i_2$. Напряжение на резисторе R_3 при этом не изменяется, так как

$$\Delta u_3 = (\Delta i_1 + \Delta i_2) R_3 = 0.$$

Это означает, что для парафазных напряжений резистор R , не является резистором ООС, и транзисторы $VT1$ и $VT2$ совместно с резисторами $R1$ и $R2$ образуют однокаскадные усилители без ООС. Коэффициент усиления можно определить, используя эквивалентные схемы отдельных каскадов, представленные на рис. 7.5. Знаки «минус»

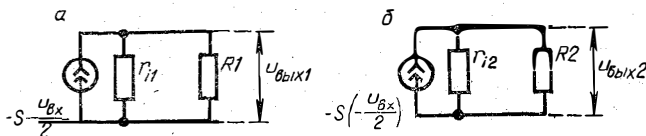


Рис. 7.5. Эквивалентные схемы левого (а) и правого (б) плеч усилителя параллельного баланса

перед обозначениями генераторов тока отображают инвертирующие свойства каждого каскада.

В соответствии с этими схемами имеем:

$$u_{v\text{yx}1} = -SR \frac{u_{v\text{x}}}{2}; \quad u_{v\text{x}2} = SR \frac{u_{v\text{x}}}{2},$$

откуда

$$u_{v\text{yx}} = u_{v\text{yx}1} - u_{v\text{yx}2} = -SR u_{v\text{x}}$$

и

$$K_{\text{п.б}} = u_{v\text{yx}} / u_{v\text{x}} = -SR, \quad (7.3)$$

где

$$R = \frac{r_{i1} \cdot R1}{r_{i1} + R1} = \frac{r_{i2} \cdot R2}{r_{i2} + R2}. \quad (7.4)$$

Сравнение выражений (7.3) и (5.15) показывает, что усилитель параллельного баланса имеет такой же коэффициент усиления, что и усилительный каскад без ООС.

7.4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Дифференциальные усилители (ДУ) на биполярных и полевых транзисторах отличаются от балансных усилителей, показанных на рис. 7.4, наличием двух несимметричных входов (рис. 7.6).

При поступлении на входы ДУ парафазных напряжений $u_{v\text{x}1} = u_{v\text{x}}/2$ и $u_{v\text{x}2} = -u_{v\text{x}}/2$ работа ДУ не отличается от работы усилителя параллельного баланса. При этом резистор R , не является элементом ООС, и напряжения на несимметричных выходах оказываются равными:

$$u_{v\text{yx}1} = -SR u_{v\text{x}1} = -SR u_{v\text{x}}/2, \\ u_{v\text{yx}2} = -SR u_{v\text{x}2} = -SR (-u_{v\text{x}}/2) = SR u_{v\text{x}}/2,$$

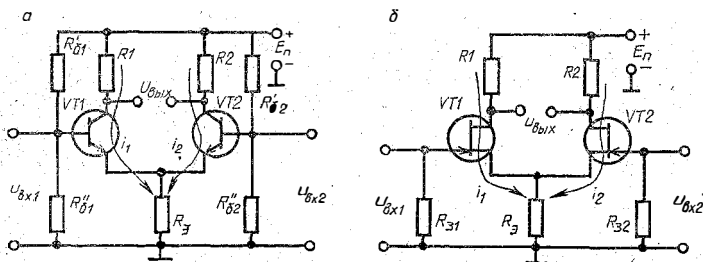


Рис. 7.6. Схемы дифференциальных усилителей на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах

а на симметричном выходе

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых}1} - u_{\text{вых}2} = SR(u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1}) = -SRu_{\text{вх}}.$$

При поступлении на входы ДУ синфазных сигналов $u_{\text{вх}1} = u_{\text{вх}2} = u_{\text{вх}}$ изменения токов i_1 и i_2 равны и по значению и по знаку, а изменение напряжения на резисторе R_3

$$\Delta u_3 = (\Delta i_1 + \Delta i_2)R_3 = 2\Delta i R_3.$$

Таким образом, для синфазных входных напряжений резистор R_3 является элементом ООС, и каждое плечо ДУ можно представить в виде, показанном на рис. 7.7. Коэф-

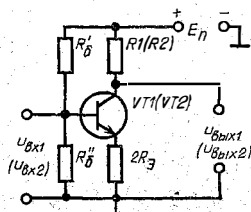


Рис. 7.7. Эквивалентная схема одного плеча ДУ для синфазных сигналов

фициент усиления каждого плеча можно определить по формуле

$$K_{\text{усф}} = K_u / (1 + \beta K_u),$$

где $K_u = SR$ — коэффициент усиления плеча без учета действия ООС; $\beta = u_{\text{ос}}/u_{\text{вых}}$ — коэффициент передачи цепи ООС; R — эквивалентное сопротивление выходной цепи усилителя, определяемое выражением (7.4).

Подставив значения K_u и β в выражение для коэффициента усиления одного плеча, получим

$$K_{\text{усф}} = \frac{SR}{1 + 2S \cdot R_3} = \frac{R}{2R_3}. \quad (7.5)$$

Обычно $R_{\text{вых}} \gg R_1$ и $R_{\text{вых}} \gg R_2$, поэтому можно считать, что $R = R_1 = R_2 = R_k$. Тогда выражение (7.5) примет вид

$$K_{\text{исф}} = \frac{R_k}{2R_s}, \quad (7.6)$$

где R_k и R_s — сопротивления резисторов в коллекторных и эмиттерных цепях соответственно.

При входных синфазных сигналах потенциалы коллекторов изменяются одинаково, поэтому напряжение на симметричном выходе $u_{\text{вых}} = 0$.

Обычно синфазные сигналы представляют собой сигналы помехи, поэтому желательно иметь $K_{\text{исф}} = 0$. Уменьшение $K_{\text{исф}}$ достигается, как это видно из (7.6), увеличением сопротивления резистора R_s .

В большинстве случаев входные сигналы не являются чисто синфазными или противофазными, а содержат одинаковую (синфазную $u_{\text{вх.сф}}$) и отличающуюся (дифференциальную $u_{\text{вх.диф}} = u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$) части, как показано на рис. 7.8. В таком случае сигналы, действующие на входах

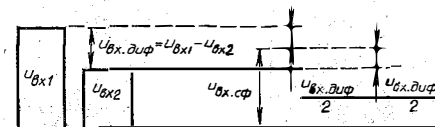


Рис. 7.8. Представление входных сигналов в виде дифференциальных и синфазных составляющих

ДУ, можно представить математически в следующей форме:

$$u_{\text{вх1}} = u_{\text{вх.сф}} + \frac{u_{\text{вх.диф}}}{2} = u_{\text{вх.сф}} + \frac{u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}}{2},$$

$$u_{\text{вх2}} = u_{\text{вх.сф}} - \frac{u_{\text{вх.диф}}}{2} = u_{\text{вх.сф}} - \frac{u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}}{2}.$$

В каждом плече синфазная составляющая будет усиливаться с коэффициентом $K_{\text{исф}} = -R_k/2R_s$, а дифференциальная — с коэффициентом $K_{\text{и}} = -SR_k$, так что

$$u_{\text{вых1}} = -\frac{R_k}{2R_s} u_{\text{вх.сф}} - SR_k \frac{u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}}{2}, \quad (7.7)$$

$$u_{\text{вых2}} = -\frac{R_k}{2R_s} u_{\text{вх.сф}} + SR_k \frac{u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}}{2}, \quad (7.8)$$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых1}} - u_{\text{вых2}} = -SR_k(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}). \quad (7.9)$$

Выражения (7.7), (7.8) и (7.9) показывают, что в ДУ с полностью симметричными плечами синфазный сигнал по симметричному выходу полностью подавляется, а выходное напряжение пропорционально разности входных напряжений, т. е. их дифференциальной части.

Выходные напряжения по несимметричным выходам, кроме полезной дифференциальной составляющей, содержат и синфазную составляющую.

Важным параметром ДУ является коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$, который определяется отношением

$$K_{ос.сф} = \frac{K_u}{K_{у.сф}} = \frac{SR_K}{R_K/2R_3} = 2SR_3. \quad (7.10)$$

Данное выражение показывает, что для увеличения $K_{ос.сф}$ необходимо увеличить R_3 . Однако повышение сопротивления резистора R_3 сопровождается увеличением падения напряжения на нем и требует увеличения напряжения источника питания. Поэтому вместо резистора R_3 часто включают генератор стабильного тока (ГСТ), обладающий большим динамическим и малым статическим сопротивлением.

7.5. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ГЕНЕРАТОРАМИ СТАБИЛЬНОГО ТОКА

Схема ДУ с генератором стабильного тока на биполярных транзисторах показана на рис. 7.9, а. Такую схему имеет интегральный ДУ типа К118УД1. ГСТ выполнен на биполярном транзисторе VT3. Режим работы транзистора и, следовательно, ток в его коллекторной цепи определяются делителем $R'R''$ в цепи базы VD и резистором термостабилизации R3 в цепи эмиттера. В качестве диода

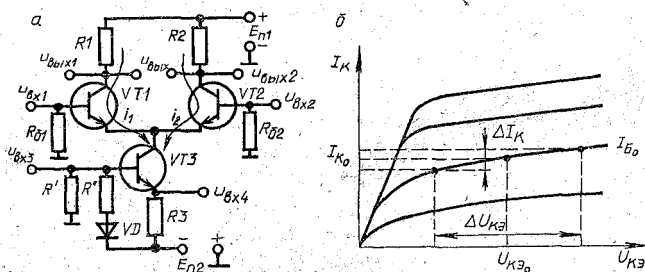


Рис. 7.9. Схема ДУ с генератором стабильного тока (а) и выходные характеристики токостабилизирующего транзистора (б)

VD в интегральных ДУ обычно используется транзистор в диодном включении.

Большое динамическое и малое статическое сопротивления ГСТ обусловлены характером зависимости коллекторного тока от коллекторного напряжения транзистора $VT3$, отображаемой выходными характеристиками БТ (рис. 7.9, б). При токе I_{K0} и напряжении $U_{KЭ0}$ статическое сопротивление равно $R_c = U_{KЭ0}/I_{K0}$, а динамическое $r_i = 1/h_{223} = \Delta U_{KЭ}/\Delta I_K$. Ввиду малого наклона выходных характеристик к оси тока I_K при сравнимых значениях $U_{KЭ0}$ и $\Delta U_{KЭ}$ приращение тока ΔI_K значительно меньше его стационарного значения I_{K0} . Поэтому $r_i \gg R_0$.

В интегральных ДУ и интегральных усилителях других типов в качестве ГСТ широко используются диодно-транзисторные структуры, называемые отражателями тока или токовыми зеркалами.

Простейшая схема отражателя тока дана на рис. 7.10. Она содержит два идентичных БТ, у которых эмиттерные

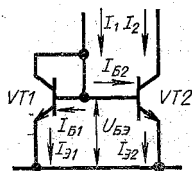


Рис. 7.10. Схема отражателя тока на транзисторах типа $n-p-n$

переходы соединены непосредственными связями. При одинаковых площадях эмиттерных переходов транзисторов $VT1$ и $VT2$ эмиттерные токи $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$ равны между собой, вследствие чего ток I_2 оказывается равным току I_1 . Если первый каскад данной схемы считать входным, а второй — выходным, то из равенства $I_2 = I_1$ следует, что выходной ток I_2 повторяет или отражает входной ток I_1 . Отсюда и название «отражатель тока» или «токовое зеркало». Отражатель тока является дуальной схемой по отношению к повторителю напряжения. Он имеет малое входное и большое выходное сопротивления.

Эмиттерные токи $I_{Э1}$ и $I_{Э2}$ отличаются друг от друга, если эмиттерные переходы транзисторов $VT1$ и $VT2$ находятся под разными напряжениями $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$ или если площади эмиттерных переходов различны. Из этого следует, что, изменяя геометрию транзисторов $VT1$ и $VT2$ или создавая различия в напряжениях эмиттерных переходов $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$, можно изменить коэффициент передачи отражателя тока.

Увеличение площади эмиттерного перехода транзистора $VT2$ достигается увеличением линейных размеров перехода этого транзистора или использованием в качестве $VT2$ многоэмиттерного транзистора (рис. 7.11, а). При этом для БТ типа $n-p-n$ практически удается получить коэффициент передачи в пределах 1...10.

Чтобы создать различные напряжения на эмиттерных переходах, в эмиттерные цепи транзисторов включают резисторы $R1$ и $R2$ (рис. 7.11, б). Соответствующим выбором сопротивления резистора $R2$ можно получить коэффициент передачи отражателя тока в пределах 0,1...0,9.

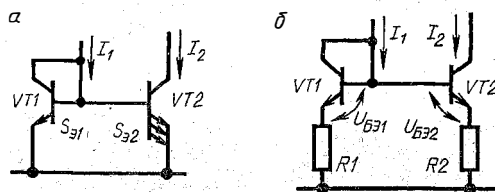


Рис. 7.11 Способы обеспечения требуемого коэффициента передачи тока в токовом зеркале

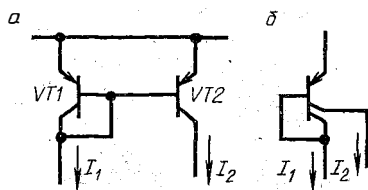


Рис. 7.12. Схемы отражателей тока на транзисторах типа $p-n-p$

Ряд разновидностей отражателей тока может быть создан на БТ типа $p-n-p$. Например, отражатель тока, показанный на рис. 7.12, а, аналогичен отражателю тока, приведенному на рис. 7.10. Вместо многоэмиттерного транзистора в отражателях тока на БТ типа $p-n-p$ для увеличения площади коллекторного ЭДП может использоваться многоколлекторный транзистор (рис. 7.12, б).

Основные свойства диодно-транзисторных структур зависят от идентичности входящих в них элементов, а также от возможности изменять геометрические размеры этих элементов. Свойства отражателей тока обусловлены технологией производства ИМС и не могут быть реализованы в дискретной технике.

ДУ удобно использовать в качестве усилителей с регулируемым коэффициентом усиления. Регулировка коэф-

фициента усиления осуществляется путем изменения напряжения базы одного из транзисторов $VT1$ или $VT2$ либо тока I_0 транзистора $VT3$ (см. рис. 7.9, а). В первом случае усиливаемый сигнал подается на базу транзистора $VT3$, а во втором — на базу одного из транзисторов $VT1$ или $VT2$ (база второго транзистора при этом соединяется с корпусом).

7.6. СТРУКТУРА И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Общие сведения. Операционными усилителями (ОУ) называют широкий класс усилителей с гальваническими связями, работающих при наличии глубокой обратной связи. Эта обратная связь настолько велика, что параметры и характеристики устройства на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, входящих в цепь ОС.

Впервые ОУ были разработаны около 40 лет назад и предназначались для выполнения некоторых математических операций (сложения, вычитания, интегрирования и др.) в аналоговых вычислительных машинах. В современных ЭВМ математические операции выполняются логическими (цифровыми) ИМС, а усилители с большим коэффициентом усиления и глубокими обратными связями для этих цепей не используются. Однако термин «операционные усилители» за ними сохранился.

Реализовать высококачественный ОУ на дискретных элементах — задача очень трудная, а для серийного производства почти неразрешимая. Поэтому широкое распространение получили лишь интегральные ОУ, стабильные параметры которых достигнуты благодаря обеспечению высокой симметрии плеч входящих в них балансных каскадов и повышению сложности электрической схемы.

Структура ОУ. Независимо от сложности принципиальной схемы почти все ОУ имеют структурную схему, показанную на рис. 7.13. Операционные усилители, построенные по такой структурной схеме, имеют два входа и один выход. По отношению к выходу один из входов является инвертирующим, другой — неинвертирующим. Наличие в ОУ инвертирующего и неинвертирующего входов значительно облегчает введение в него различных ОС и с их помощью реализацию различных функций.

Отклонения от данной структурной схемы носят не принципиальный характер. Например, могут быть три

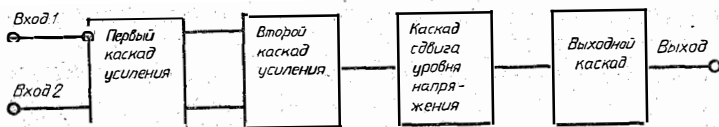


Рис. 7.13. Структурная схема ОУ

каскада усиления напряжения, схема защиты выхода от короткого замыкания и схема защиты входного каскада от перенапряжений.

Каскады усиления служат для обеспечения заданного коэффициента усиления. В современных ОУ коэффициент усиления составляет от единиц до десятков тысяч. *Каскад сдвига уровня* напряжения предназначен для исключения постоянной составляющей напряжения, которая возникает в ОУ при непосредственной связи между каскадами. Благодаря этому каскаду на выходе ОУ устанавливается нулевое напряжение при отсутствии сигналов на его входах.

Выходной (оконечный) каскад служит для получения малого выходного сопротивления ОУ в целях лучшего согласования ОУ с нагрузкой. Он выполняется по одноконтурной, а чаще всего — по двухконтурной схеме. В некоторых ОУ в выходных каскадах предусмотрена схема защиты от перегрузок, с помощью которой ограничивается максимальный ток транзисторов выходного каскада.

Питание ОУ осуществляется от разнополярных источников, благодаря чему облегчается задача компенсации смещения нуля на выходе ОУ при отсутствии входных сигналов и исключается постоянная составляющая тока и напряжения в нагрузке. Для большинства современных ОУ напряжения питания можно изменять в широких пределах: от ± 3 до ± 15 В (важно лишь, чтобы по абсолютному значению напряжения «положительного» и «отрицательного» источников оставались одинаковыми).

Для обеспечения устойчивости в операционных усилителях широко используются частотно-зависимые обратные связи (цепи коррекции).

Хорошие шумовые свойства ОУ обеспечиваются специальными технологическими операциями при производстве транзисторов с минимальной площадью контакта $p-n$ -переходов с поверхностью, уменьшением абсолютных размеров транзисторов, высококачественной изоляцией и использованием во входных каскадах полевых транзисторов.

Большинство интегральных ОУ изготавливают по полупроводниковой технологии (серии К140, К153, К553, К740, К744 и др.) и лишь некоторые — по гибридной (серии 284, 287).

Параметры и характеристики ОУ. Наиболее употребительные параметры интегральных ОУ:

коэффициент усиления напряжения $K_{уи}$, или коэффициент усиления дифференциального сигнала;

коэффициент усиления синфазных входных напряжений $K_{у.сф}$;

коэффициент ослабления синфазных входных сигналов $K_{ос.сф}$;

напряжение смещения $U_{см}$ — значение напряжения на входе ОУ, при котором выходное напряжение равно нулю;

входные токи $I_{вх1}$, $I_{вх2}$ и разность входных токов $\Delta I_{вх} = |I_{вх1} - I_{вх2}|$, определяемые в заданном режиме (обычно при $u_{вых} = 0$).

Параметры $U_{см}$, $I_{вх}$ и $\Delta I_{вх}$ изменяются с изменением температуры. Поэтому эти параметры дополнительно характеризуются температурным дрейфом, который численно равен отношению отклонения соответствующего параметра от его значения при комнатной температуре к изменению температуры окружающей среды.

Кроме указанных параметров, свойства интегральных ОУ характеризуются выходным $I_{вых}$ и потребляемым $I_{пот}$ токами, входным $R_{вх}$ и выходным $R_{вых}$ сопротивлениями, максимальными и минимальными входными и выходными напряжениями и др.

Перечисленные параметры составляют группу так называемых *статических параметров* ОУ. Быстродействие ОУ характеризуется *динамическими параметрами*, основными из которых являются следующие:

верхняя граничная частота полосы пропускания f_v , на которой коэффициент усиления ОУ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его значением при $f = 0$;

частота единичного усиления f_1 , на которой коэффициент усиления ОУ равен 1;

скорость нарастания выходного напряжения $v_{u_{вых}}$, определяемая при подаче на вход ОУ напряжения прямоугольной формы с амплитудой, равной максимальному входному напряжению. Этот параметр выражают в вольтах на микросекунду (В/мкс).

Реакцию ОУ на воздействие ступенчатого входного

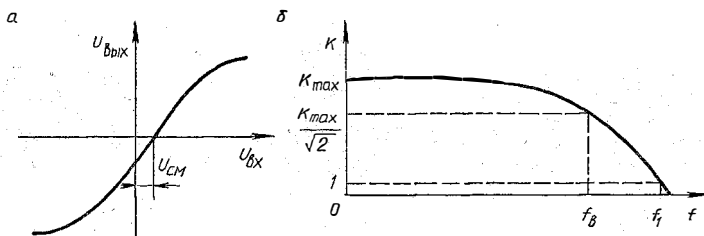


Рис. 7.14. Характеристики ОУ:
а — амплитудная; б — АЧХ

напряжения оценивают временем установления t_y выходного напряжения (см. § 5.8).

Основными характеристиками ОУ являются *амплитудная* и *амплитудно-частотная* (рис. 7.14).

7.7. СХЕМОТЕХНИКА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Высокая точность выполнения той или иной функции устройством на основе ОУ определяется высоким входным сопротивлением, большим коэффициентом усиления, малым уровнем шумов, высокой степенью подавления синфазного сигнала, широкой полосой пропускания. Эти качества ОУ в значительной степени определяются свойствами его входного каскада. Поэтому в качестве входных каскадов всех ОУ используются дифференциальные усилители.

Повышение входного сопротивления и уменьшение входных токов ОУ достигаются тем, что транзисторы входного дифференциального каскада работают в режиме микроамперных токов эмиттера. Но при этом сужается полоса пропускания, что ухудшает усиление в области высоких частот. Для повышения коэффициента усиления применяются динамические нагрузки, а также используются каскадные схемы и составные транзисторы (схема Дарлингтона). С этой же целью во входных ДУ применяются супербета-транзисторы, у которых $h_{21} \geq 5000$. При этом удастся уменьшить входной ток ОУ до 1...2 нА. Еще меньший входной ток (т. е. более высокое входное сопротивление) можно получить при использовании во входном каскаде полевых транзисторов (до десятых долей наноампера).

Одна из типовых и наиболее простых конструкций входного ДУ показана на рис. 7.15, а. Непосредственно

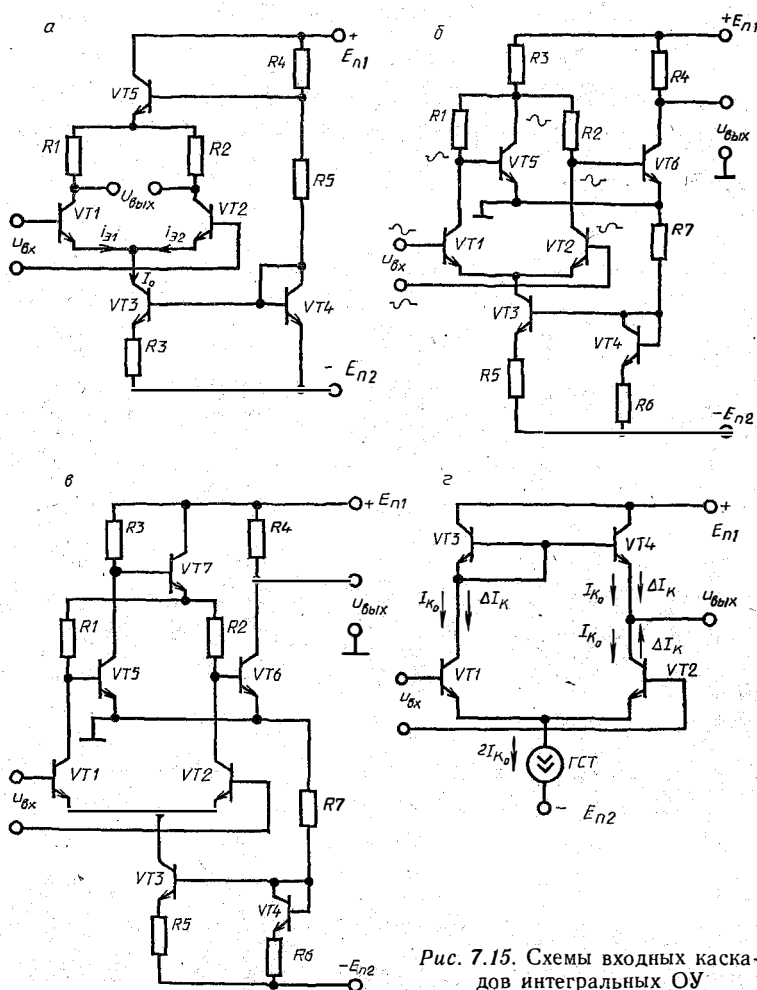


Рис. 7.15. Схемы входных каскадов интегральных ОУ

ДУ выполнен на биполярных транзисторах $VT1$ и $VT2$. На БТ $VT3$ и $VT4$ выполнен ГСТ по схеме отражателя тока. При токе $I_0 = 20...40$ мкА эмиттерные токи транзисторов $VT1$ и $VT2$ составляют $10...20$ мкА. Малые значения токов транзисторов $VT1$ и $VT2$ требуют принятия специальных мер для уменьшения потенциалов их коллекторов при наличии резисторов с не очень большими сопротивлениями $R1$ и $R2$. Это достигается включением в коллекторные цепи транзисторов $VT1$ и $VT2$ дополнительного транзистора $VT5$. Режим работы этого транзи-

стора и напряжение $U_{кз}$ определяются делителем, состоящим из $R4$, $R5$ и $VT4$.

Рассмотренный ДУ позволяет получить $K_{у.н} = 30 \dots 100$, поэтому после него необходимо включить еще один усиленный каскад. Если вход второго каскада симметричный, то подключение его к симметричному выходу входного ДУ позволяет полностью использовать усиительные свойства входного каскада. В то же время второй каскад должен иметь несимметричный выход, выполненный таким образом, чтобы не происходило потери усиления. Схема усилителя, отвечающего этим требованиям, приведена на рис. 7.15, б. Он отличается от ранее рассмотренного наличием двух дополнительных инвертирующих усилителей, выполненных на транзисторах $VT5$ и $VT6$ с нагрузками $R3$ и $R4$ соответственно. Напряжение, снимаемое с коллектора $VT1$, инвертируется первым усилителем и с коллектора $VT5$ через резистор $R2$ подается на базу транзистора $VT6$ в фазе с напряжением, снимаемым с коллектора $VT2$. Благодаря этому на базу $VT6$ поступает полный усиленный дифференциальный сигнал, который после дополнительного усиления выдается на несимметричный выход.

Через резистор $R3$ протекают коллекторные токи трех транзисторов — $VT1$, $VT2$ и $VT5$, поэтому его сопротивление невелико. Это снижает общий коэффициент усиления дифференциального сигнала и коэффициент ослабления синфазного сигнала. Для устранения указанных недостатков резистор $R3$ включается в коллекторную цепь только усилителя на транзисторе $VT5$, а резисторы $R1$ и $R2$ подключаются к выходу эмиттерного повторителя на транзисторе $VT7$, как показано на рис. 7.15, в.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциального и коэффициента подавления синфазного сигналов во входных ДУ широко используются динамические, или активные, нагрузки. Пример построения ДУ с динамической нагрузкой дан на рис. 7.15, г. Непосредственно ДУ выполнен на транзисторах $VT1$ и $VT2$, коллекторными нагрузками которых являются ветви токового зеркала, выполненного на транзисторах $VT3$ и $VT4$. В режиме покоя через транзисторы $VT1$ и $VT2$ и ветви токового зеркала протекают одинаковые коллекторные токи $i_{к1} = i_{к2} = I_{к0}$. При поступлении на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ дифференциальных сигналов коллекторные токи этих транзисторов принимают значения $i_{к1} = I_{к0} + \Delta I_k$ и $i_{к2} = I_{к0} - \Delta I_k$. Поскольку токи левой и правой ветвей токового зеркала должны быть одинаковыми, то через

нагрузку, подключаемую к выходу ДУ, должен протекать ток $2\Delta I_K$, равный сумме приращений токов левого и правого плеч ДУ. В таком ДУ переход от симметричного входа к несимметричному выходу происходит с сохранением полного дифференциального сигнала.

Непосредственная связь между каскадами в многокаскадных усилителях приводит к тому, что все каскады оказываются связанными по постоянному току и напряжению. При последовательном включении нескольких каскадов уровень выходного напряжения нарастает от каскада к каскаду, приближаясь к уровню напряжения источника питания. Это ограничивает рабочую область последних каскадов, уменьшает их коэффициент усиления и вызывает искажение сигнала вследствие амплитудного ограничения в последних каскадах. Для исключения этого явления в многокаскадных усилителях применяются схемы сдвига уровней напряжения, а питание ИМС осуществляется от двухполярных источников. Это позволяет обеспечить нулевые потенциалы на входе первого и выходе последнего каскадов.

В качестве каскада сдвига уровня часто применяют эмиттерный повторитель с ГСТ в цепи эмиттера (рис. 7.16).

Для получения $U_{\text{вых}} = 0$ должно быть выполнено условие

$$U_{K1} = U_{БЭ2} + U_{оп} = U_{БЭ2} + I_{оп}R.$$

Благодаря высокому динамическому сопротивлению ГСТ уменьшение коэффициента усиления в таком каскаде, вызываемое падением части выходного напряжения на резисторе R , мало.

Выходной каскад не должен снижать усиления, достигнутого во входном и промежуточном каскадах, и в связи с этим должен обладать высоким входным сопротивлением. Необходимо также, чтобы выходной каскад не ухудшал частотных свойств ОУ и был экономичным.

Наиболее распространенными выходными каскадами ОУ являются разновидности эмиттерных повторителей, приспособленные для удовлетворения вышеперечисленных требований.

Основная (однотактная) схема эмиттерного повторителя удовлетворяет многим требованиям, предъявляемым

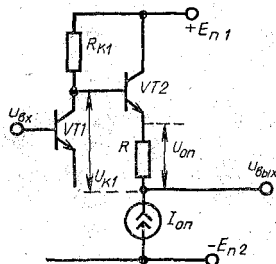


Рис. 7.16. Схема каскада сдвига уровня напряжения

к выходным каскадам, но потребляет повышенный ток покоя и не имеет защиты транзистора при коротком замыкании в нагрузке.

Для уменьшения потребляемой и рассеиваемой мощности в большинстве ОУ применяются двухтактные каскады, работающие в режиме B (рис. 7.17) или AB (рис. 7.18, a).

Интегральные $p-n-p$ -транзисторы обладают меньшим значением коэффициента h_{21} , и худшими частотными

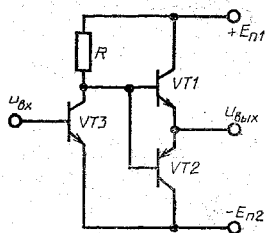


Рис. 7.17. Схема двухтактного выходного каскада

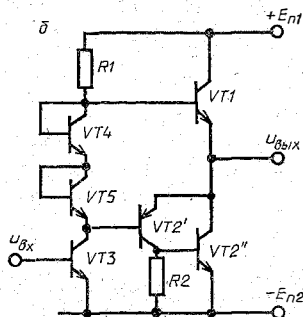
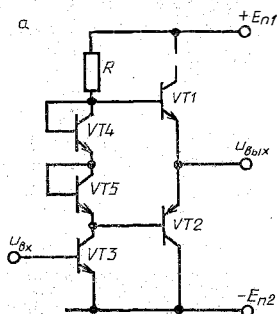


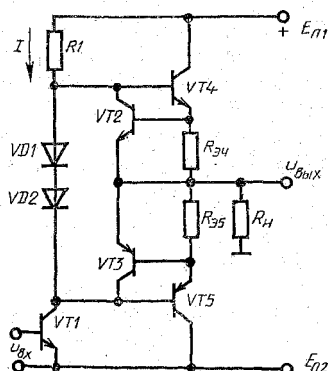
Рис. 7.18. Схемы двухтактных выходных каскадов с повышенной линейностью

свойствами по сравнению с $p-n-p$ -транзисторами. Это приводит к увеличению нелинейных искажений выходного напряжения. Для исключения такого нежелательного явления в качестве $p-n-p$ -транзистора применяют составной транзистор ($VT2'$ и $VT2''$ на рис. 7.18, б).

Недостатком рассмотренных двухтактных схем является отсутствие защиты от короткого замыкания в нагрузке. Для защиты транзисторов выходного каскада от перегрузок по току, т. е. предотвращения выхода транзисторов из строя, который может произойти при увеличении тока в нагрузке, схема выходного каскада строится так, как показано на рис. 7.19. При коротком замыкании

в нагрузке произойдет увеличение тока, протекающего через транзистор $VT4$ или $VT5$, в зависимости от полярности входного напряжения. При этом увеличится падение напряжения соответственно на резисторе R_{34} или R_{35} ,

Рис. 7.19. Схема выходного каскада интегрального ОУ с защитой выходных транзисторов от перегрузок по току



и транзистор $VT2$ (или $VT3$) окажется в режиме насыщения. Увеличение коллекторных токов этих транзисторов приведет к уменьшению токов баз транзисторов $VT4$ и $VT5$, в результате уменьшатся их коллекторные и эмиттерные токи и будет предотвращен выход транзисторов $VT4$ и $VT5$ из строя вследствие перегрева.

На рис. 7.20 показана принципиальная схема ОУ типа К140УД1. На транзисторах $VT1$ и $VT2$ выполнен входной ДУ. Усилительный каскад на транзисторах $VT4$ и $VT5$ обеспечивает переход от симметричного выхода к несимметричному. В эмиттерные цепи первого и второго каскадов включены большие динамические нагрузки, которые образованы ГСТ, выполненными на диодно-транзисторных структурах $VT3$ и $VT6$. Ток I_0 ГСТ первого

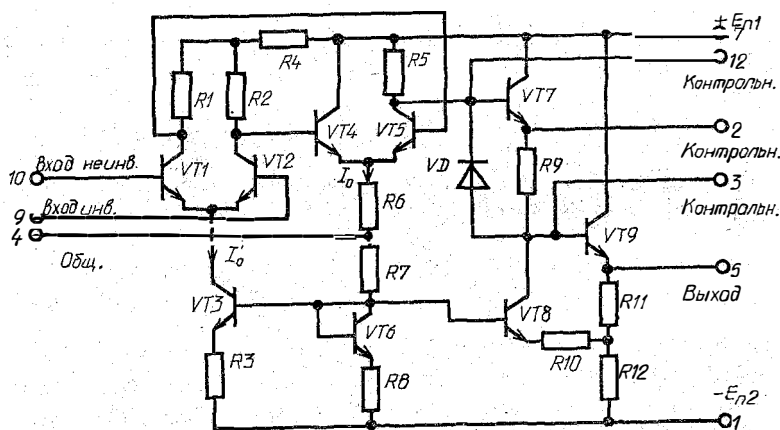


Рис. 7.20. Схема интегрального ОУ К140УД1

каскада задается нелинейным делителем $R6R7VT6R8$, обладающим термостабилизирующими свойствами.

Усиленное напряжение с коллектора транзистора $VT5$ поступает на базу транзистора $VT7$, на котором выполнен каскад сдвига уровня, представляющий собой эмиттерный повторитель с ГСТ на транзисторе $VT8$.

Напряжение с динамической нагрузки каскада сдвига уровня (коллектора $VT8$) поступает на базу транзистора $VT9$, образующего с резисторами $R11$, $R12$ и $R10$ выходной эмиттерный повторитель. Чтобы компенсировать ослабление напряжения, усиливаемого каскадом сдвига уровня, в выходной эмиттерный повторитель введена цепь ПОС, позволяющая получить коэффициент передачи этого повторителя, больший единицы (примерно 1,5). Действие ПОС проявляется следующим образом.

Часть выходного напряжения, снимаемая с резистора $R12$, через резистор $R10$ подается в эмиттерную цепь транзистора $VT8$. По отношению к этому напряжению транзистор $VT8$ образует усилитель с ОБ. Так как усилитель с ОБ входной сигнал не инвертирует, то в его коллекторной цепи создается дополнительное напряжение, совпадающее по фазе с основным напряжением. Благодаря этому на базе транзистора $VT9$ и на его эмиттере создается напряжение, которое несколько превышает напряжение, снимаемое с коллектора $VT5$.

Диод VD , работающий при обратном смещении, используется в качестве конденсатора, обеспечивающего дополнительный фазовый сдвиг в целях повышения устойчивости ОУ.

Рассмотренный операционный усилитель относится к ОУ первого поколения. Для его питания требуется двухполярный источник питания с напряжениями $\pm 6,3$ В (К140УД1А) и $\pm 12,6$ В (К140УД1Б). Основные параметры ОУ типа К140УД1Б: $U_{cm} = \pm 7$ мВ; $I_{вх} \leq 9$ мкА; $\Delta I_{вх} \leq \pm 2,5$ мкА; $K_{yu} = 1350 \dots 8000$; $f_1 \geq 5$ МГц; $t_y \leq \leq 1,5$ мкс; $U_{вх max} = \pm 1,2$ В.

7.8. ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Интегральные ОУ широко используются в радиоэлектронной аппаратуре благодаря своей универсальности. На ОУ реализуются различные усилительные устройства, генераторы импульсных и синусоидальных колебаний, фазовые и амплитудные дискриминаторы, различные

устройства аналоговой вычислительной техники. Вследствие невысокой стоимости интегральные ОУ широко применяются в качестве функциональных узлов низкочастотных усилителей.

В практических схемах операционный усилитель охватывается цепью ОС, включаемой между выходом и входом. Сопротивление цепи ОС может быть активным или комплексным.

При расчете схем на основе ОУ, охваченных цепью ОС, будем считать, что удовлетворяются два основных требования, предъявляемые к интегральным ОУ: бесконечно большой коэффициент усиления и входное сопротивление. Ввиду бесконечно большого коэффициента усиления ОУ значение дифференциального напряжения на его входах можно считать равным нулю, т. е. потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов такого ОУ оказываются одинаковыми. Бесконечно большое входное сопротивление ОУ позволяет пренебречь его входными токами.

Схема инвертирующего усилителя на основе ОУ показана на рис. 7.21, а. Так как потенциал неинверти-

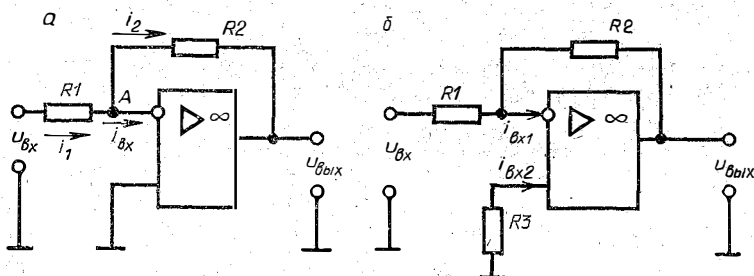


Рис. 7.21. Инвертирующее включение ОУ

рующего входа равен нулю, то на основании сделанного выше замечания можно считать равным нулю и потенциал инвертирующего входа. Считая также, что $i_{вх} = 0$, получим $i_1 = i_2$ или $(u_{вх} - 0)/R1 = (0 - u_{вых})/R2$. Согласно последнему уравнению $u_{вых} = -u_{вх}R2/R1$ и

$$K_u^{(-)} = u_{вых}/u_{вх} = -R2/R1. \quad (7.11)$$

Знак «минус» в полученной формуле означает, что полярность выходного напряжения противоположна полярности входного напряжения (отсюда и название «инвертирующий»). Коэффициент усиления такого

усилителя определяется лишь соотношением сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ и не зависит от коэффициента усиления самого ОУ.

Так как потенциал точки A равен нулю, то входное сопротивление инвертирующего усилителя $R_{вх} = R1$.

В реальной схеме входной ток ОУ $i_{вх1} \neq 0$. Протекая через резисторы $R1$ и $R2$, этот ток создает на них некоторое напряжение

$$u = i_{вх1} \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2},$$

которое прикладывается к инвертирующему входу. В результате выходное напряжение отличается от нуля.

Чтобы напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами оставалось равным нулю, неинвертирующий вход подключают к общей точке (земле или корпусу) через резистор $R3$ (рис. 7.21, б). Сопротивление этого резистора выбирается таким, чтобы выполнялось равенство

$$i_{вх1} \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = i_{вх2} R3.$$

При равенстве токов $i_{вх1}$ и $i_{вх2}$ получаем

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}.$$

В случае, когда $R2 \gg R1$, что имеет место при $|K_u^{(-)}| = R2/R1 \gg 1$, получим $R3 \approx R1$.

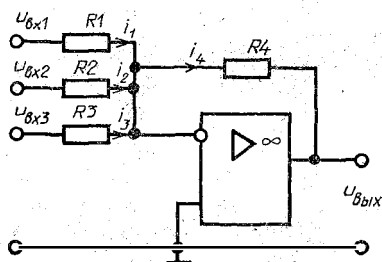


Рис. 7.22. Схема инвертирующего сумматора

Если к инвертирующему входу подключить несколько источников сигналов (рис. 7.22), то токи $i1$, $i2$ и $i3$, протекающие во входных цепях, будут определяться выражениями:

$$i_1 = \frac{u_{вх1}}{R1}, i_2 = \frac{u_{вх2}}{R2}, i_3 = \frac{u_{вх3}}{R3}.$$

Считая $i_{вх} = 0$, получаем $i_4 = i_1 + i_2 + i_3$. Тогда

$$\begin{aligned} u_{вых} &= -i_4 R4 = -(i_1 + i_2 + i_3) R4 = \\ &= -\left(\frac{u_{вх1}}{R1} + \frac{u_{вх2}}{R2} + \frac{u_{вх3}}{R3}\right) R4. \end{aligned}$$

Следовательно, данная схема осуществляет суммирование входных напряжений с масштабными множителями $m_1 = -R4/R1$, $m_2 = -R4/R2$ и $m_3 = -R4/R3$.

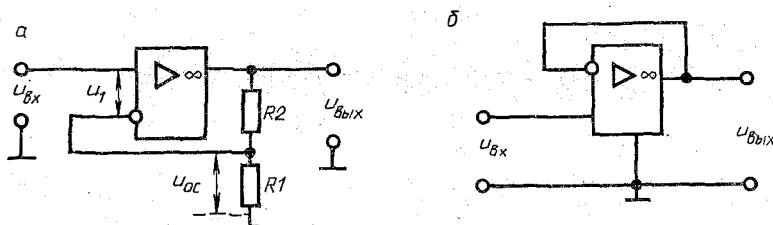


Рис. 7.23. Неинвертирующее включение ОУ

На рис. 7.23, а представлена схема неинвертирующего усилителя. В таком усилителе равенство $U_1 = 0$ выполняется в том случае, если

$$u_{вх} = u_{ос} = \frac{u_{вых}}{R1 + R2} R1,$$

откуда следует

$$K_u^{(+)} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (7.12)$$

Отличительным свойством неинвертирующего усилителя является его высокое входное сопротивление, которое определяется по формуле

$$R_{вх} = R_{вх0}(1 + \beta K_{yu}),$$

где $R_{вх0}$ и K_{yu} — соответственно входное сопротивление и коэффициент усиления усилителя, не охваченного ОС.

Если на инвертирующий вход ОУ подать все выходное напряжение (рис. 7.23, б), что соответствует $R2 = 0$ в уравнении (7.12), то получится повторитель напряжения с коэффициентом передачи, равным единице.

Устройство, схема которого приведена на рис. 7.24, представляет собой сочетание инвертирующего и неин-

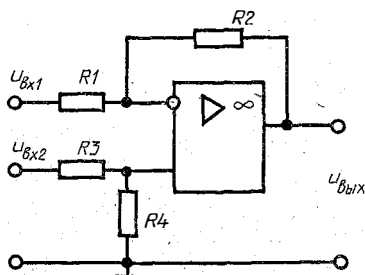


Рис. 7.24. Схема вычитающего устройства на ОУ

вертирующего усилителей. Выходное напряжение данной схемы

$$u_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вх}2}}{R3 + R4} R4 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - u_{\text{вх}1} \frac{R2}{R1}.$$

Если $R1 = R3$, $R2 = R4$, то это выражение будет иметь вид

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} &= \frac{u_{\text{вх}2}}{R1 + R2} R2 \frac{R1 + R2}{R1} - u_{\text{вх}1} \frac{R2}{R1} = \\ &= (u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1}) \frac{R2}{R1}. \end{aligned}$$

Следовательно, выходное напряжение такого устройства пропорционально разности входных напряжений.

В цепь ООС операционного усилителя можно включить не только активные (резисторы), но и реактивные элементы (например, конденсаторы).

На рис. 7.25, а приведена схема устройства на ОУ, в котором вместо резистора ОС включен конденсатор C .

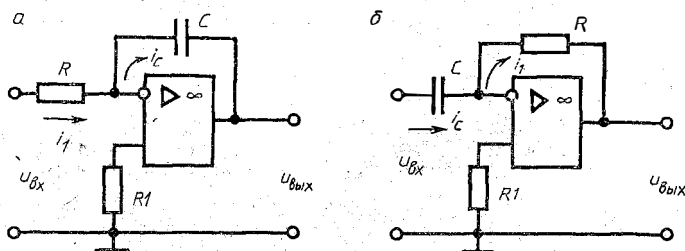


Рис. 7.25. Схемы интегрирующего (а) и дифференцирующего (б) усилителей

В этой схеме $u_{\text{вых}} = -u_c$, $i_1 = i_c$. Так как

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt \text{ и } i_c = i_1 = \frac{u_{\text{вх}}}{R},$$

то

$$u_c = \frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt$$

и

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt.$$

Следовательно, усилитель, схема которого приведена на рис. 7.25, а, является интегрирующим.

В схеме, приведенной на рис. 7.25, б, $u_{\text{вых}} = -u_R = -i_1 R$. Так как $i_1 = i_c = C du_c / dt$, а $u_c = u_{\text{вх}}$, то $u_{\text{вых}} = -RC du_{\text{вх}} / dt$.

Согласно этому выражению, ОУ, включенный в соответствии с рис. 7.25, б, выполняет операцию дифференцирования входного напряжения. Поэтому такой усилитель называется дифференцирующим.

7.9. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО И МЕДЛЕННО МЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПЯЖЕНИЯ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ СИГНАЛА

Несмотря на малый дрейф нуля современных усилителей с гальваническими связями (у лучших образцов он составляет всего несколько микровольт на градус), эти усилители оказываются мало пригодными для усиления очень слабых сигналов, измеряемых единицами микровольт. Для данных целей используются усилители постоянного и медленно меняющегося напряжения с преобразованием усиливаемого сигнала. Структурная схема такого усилителя приведена на рис. 7.26, а графики, поясняющие принцип его работы,— на рис. 7.27.

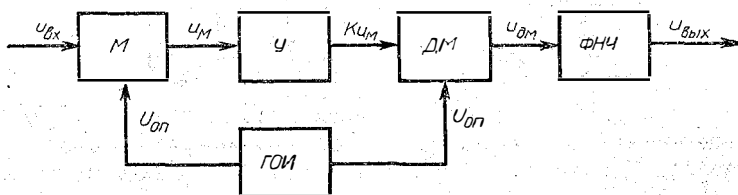


Рис. 7.26. Структурная схема усилителя с преобразованием сигнала

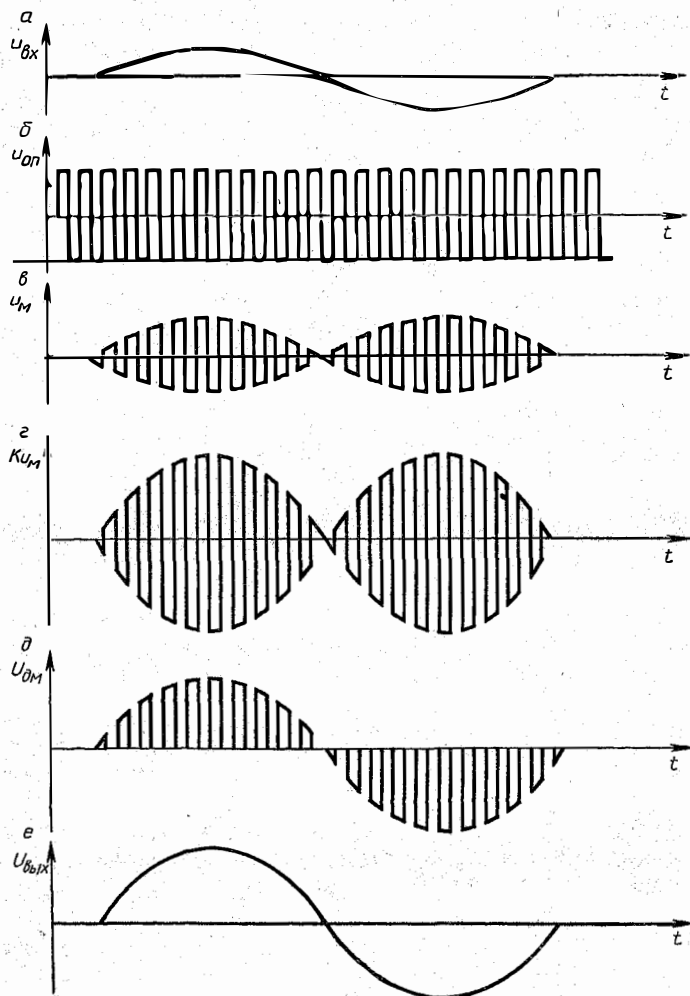


Рис. 7.27. Графики, поясняющие принцип работы усилителя с преобразованием сигнала

На вход модулятора M поступает входной сигнал (рис. 7.27, а) и импульсное (или переменное) напряжение (рис. 7.27, б) от генератора опорных импульсов ГОИ. Выходное напряжение модулятора представляет собой последовательность импульсов (или переменное напряжение) ГОИ, промодулированных по амплитуде напряжением сигнала (рис. 7.27, в). Эти импульсы усиливаются

усилителем переменного напряжения $У$, не имеющим дрейфа нуля (рис. 7.27, $г$), и поступают на демодулятор $ДМ$. В демодуляторе осуществляется синхронное детектирование, в результате которого двухполярные выходные импульсы усилителя преобразуются в однополярные, полярность которых определяется полярностью входного напряжения (рис. 7.27, $д$). С помощью фильтра нижних частот $ФНЧ$ происходит выделение огибающей импульсов $ДМ$, и тем самым восстанавливается форма входного сигнала (рис. 7.27, $е$).

Такие усилители иногда называют усилителями типа $МДМ$. Их недостатком является узкополосность. Это связано с тем, что для получения малых искажений формы усиливаемых сигналов частота повторения опорных импульсов $ГОИ$ $f_{оп}$ должна в 10 и более раз превышать частоту напряжения усиливаемого сигнала. Следовательно, максимальная частота усиливаемого напряжения при заданной частоте опорных импульсов должна удовлетворять условию $f_c \leq 0,1 f_{оп}$.

Контрольные вопросы и задания

1. В чем проявляются недостатки простейших усилителей с непосредственными и потенциометрическими связями между каскадами?
2. Что такое «дрейф нуля» в УГС и какими причинами он обусловлен?
3. Поясните, почему в усилителях параллельного баланса дрейф нуля значительно меньше, чем в небалансных усилителях.
4. Почему $ДУ$ имеют различные коэффициенты усиления синфазного и дифференциального сигналов?
5. Какие меры принимаются в $ДУ$ для увеличения коэффициента подавления синфазного сигнала?
6. Что такое «отражатель тока», или «токовое зеркало», и для чего он применяется в интегральных $ДУ$?
7. Какова структура интегрального $ОУ$? Какие функции выполняют входные каскады $ОУ$ и какова их схемотехника?
8. Чем вызвана необходимость введения в $ОУ$ каскадов сдвига уровня?
9. Поясните, как осуществляется защита от перегрузок по току в выходных каскадах интегральных $ОУ$.
10. Изобразите схемы инвертирующего, неинвертирующего, суммирующего, вычитающего, дифференцирующего и интегрирующего устройств, выполненных на основе интегральных $ОУ$.
11. Изобразите структурную схему усилителя с преобразованием сигнала. В каких случаях применяется такой усилитель?

Глава 8. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

8.1. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ

Генератором синусоидального, или гармонического, напряжения (ГСН) называют электронное устройство, преобразующее электрическую энергию источника постоянного тока в энергию незатухающих электрических колебаний синусоидальной формы.

Различают ГСН с внешним, или независимым, возбуждением и с самовозбуждением. *ГСН с внешним возбуждением* — это резонансные усилители, работающие в режиме больших амплитуд. *ГСН с самовозбуждением*, называемые обычно автогенераторами, представляют собой автономные электронные устройства, в которых генерирование электрических колебаний происходит благодаря выполнению условий самовозбуждения. Автогенераторы, как правило, применяются в качестве задающих генераторов, колебания которых могут использоваться для возбуждения следующего, более мощного каскада или генератора с внешним возбуждением.

В зависимости от частоты генерируемых колебаний ГСН подразделяются на *низкочастотные* (от 10 Гц до 100 кГц), *высокочастотные* (от 100 кГц до 100 МГц) и *сверхвысокочастотные* (свыше 100 МГц).

По виду используемого в ГСН частотноизбирательного четырехполюсника различают *LC-генераторы* и *RC-генераторы* синусоидального напряжения.

Любой автогенератор электрических колебаний представляет собой усилитель, охваченный цепью положительной обратной связи (рис. 8.1). При ПОС часть выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ через цепь ПОС поступает на вход усилителя в фазе с входным напряжением, обеспечиваю-

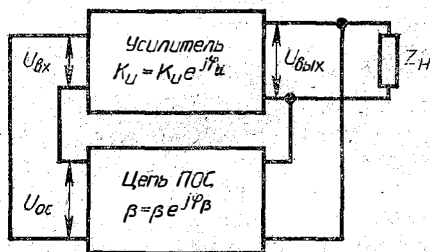


Рис. 8.1. Структурная схема автогенератора

щим заданное значение $\dot{U}_{\text{вых}}$. Чтобы амплитуда выходного напряжения не изменилась, должно быть выполнено условие $\dot{U}_{\text{ос}} = \dot{U}_{\text{вх}}$. Так как $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вых}}/K_u$ и $\dot{U}_{\text{ос}} = \beta \dot{U}_{\text{вых}}$, то из равенства $\dot{U}_{\text{ос}} = \dot{U}_{\text{вх}}$ следует $\beta \dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вых}}/K_u$, или

$$K_u \beta = 1. \quad (8.1)$$

Уравнение (8.1) является условием существования в генераторе незатухающих электрических колебаний. Ему соответствуют два уравнения:

$$K_u \beta = 1, \quad (8.2)$$

отражающее баланс амплитуд в автогенераторе, и

$$\varphi_u + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad (8.3)$$

отражающее баланс фаз, в котором $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Уравнение (8.1) требует от усилителя такого коэффициента усиления, при котором полностью компенсируются потери напряжения, поступающего через цепь ПОС.

Уравнение (8.3) определяет условие, при котором в замкнутой системе (усилитель + цепь ПОС) обеспечивается ПОС.

Следует отметить, что уравнение (8.2) справедливо для установившегося, или стационарного, режима работы автогенератора. При проектировании автогенератора должно быть выполнено условие $K_u \beta > 1$. В этом случае при подаче на автогенератор напряжения питания любые сколь угодно малые напряжения на входе (например, напряжения шумов) будут вызывать возрастающие по амплитуде выходные напряжения. По мере увеличения $\dot{U}_{\text{вых}}$ вследствие нелинейности амплитудной характеристики усилителя его коэффициент усиления K_u будет уменьшаться, и стационарное состояние установится при $K_u \beta = 1$.

В зависимости от вида амплитудной характеристики усилителя различают *мягкий* (рис. 8.2, а) и *жесткий* (рис. 8.2, б) *режимы самовозбуждения*. На рис. 8.2 кривая K_u отражает зависимость выходного напряжения усилителя от входного, поступившего по цепи ПОС, а прямая β — зависимость входного напряжения усилителя от выходного.

При мягком режиме самовозбуждения для возникновения электрических колебаний в генераторе необходимо и достаточно выполнение условий (8.2) и (8.3). При жестком режиме самовозбуждения, кроме этих условий, для возникновения колебаний в первоначальный момент

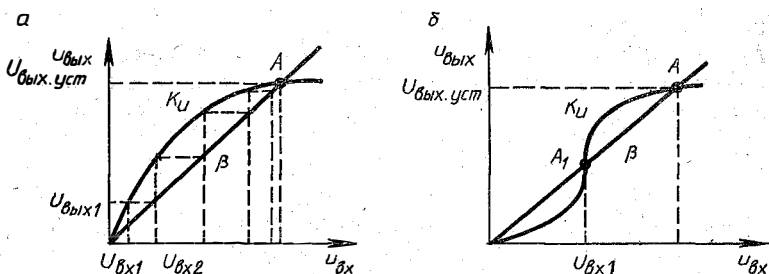


Рис. 8.2. Амплитудные характеристики автогенератора с мягким (а) и жестким (б) режимами самовозбуждения

на входе усилителя необходимо задать напряжение $U_{вх} > U_{вх1}$.

Для получения синусоидального выходного напряжения необходимо, чтобы условия (8.2) и (8.3) выполнялись только для некоторой одной частоты. С этой целью цепь ПОС должна обладать избирательными свойствами. Такие свойства, как известно, имеют параллельный колебательный LC -контур (последовательный контур применяется очень редко) и RC -цепи.

8.2. LC -АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Существует множество схем LC -генераторов, которые отличаются между собой способами включения колебательного контура и создания ПОС. На рис. 8.3, а приведена схема автогенератора с индуктивной трансформаторной (схема Майсснера) ПОС. Скачки напряжения и тока, появляющиеся в контуре $L_K C_K$ при подключении к генератору источника питания E_K , через обмотку L_6

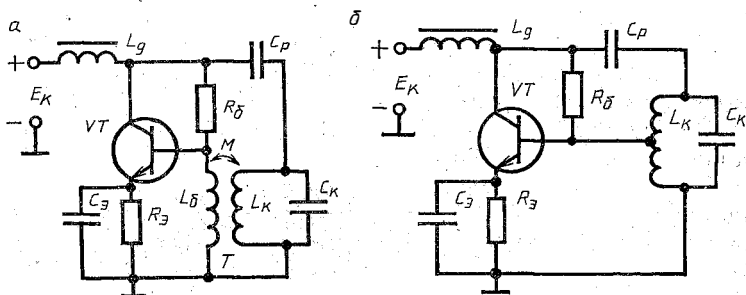


Рис. 8.3. Схемы транзисторных LC -автогенераторов с индуктивной трансформаторной (а) и автотрансформаторной (б) связью

передаются в базовую цепь транзистора VT . Обмотка L_6 трансформатора T включена таким образом, что возникающая при этом переменная составляющая коллекторного тока усиливает переменную составляющую контурного тока, т. е. за счет взаимной индукции M между усилителем и колебательным контуром действует ПОС. Конденсатор C_p предотвращает протекание через контур постоянной составляющей коллекторного тока, а дроссель L_d уменьшает шунтирование контура по переменному току внутренним сопротивлением источника питания E_k .

Баланс амплитуд в автогенераторе с трансформаторной связью достигается выбором необходимого коэффициента взаимной индукции M (т. е. числа витков катушки L_6), а баланс фаз — правильным выбором концов катушки L_6 (при отсутствии генерации следует поменять концы катушки, подключаемые к базе транзистора и общей шине).

Вместо трансформаторной в автогенераторе может использоваться автотрансформаторная обратная связь (рис. 8.3, б). Такая схема называется трехточечной, так как колебательный контур подключается к усилителю тремя точками. Обобщенная трехточечная схема автогенератора по переменному току показана на рис. 8.4. Характер элементов X_1 , X_2 и X_3 колебательного контура определяется из условий баланса фаз и амплитуд. При этом возможны два случая:

если X_1 имеет индуктивный характер, то сумма реактивных сопротивлений X_2 и X_3 должна носить емкостный характер;

если X_1 имеет емкостный характер, то сумма реактивных сопротивлений X_2 и X_3 должна носить индуктивный характер.

В обоих случаях сопротивление суммы $X_2 + X_3$ должно равняться сопротивлению X_1 .

Характер реактивности элемента X_2 , с которого снимается напряжение ОС, должен быть таким же, как и у элемента X_1 . Только в этом случае ОС будет положительной.

Схему автогенератора, у которого X_1 и X_2 — индуктивные катушки, а X_3 — конденсатор, называют индуктивной трехточечной схемой, или индуктивной трехточкой

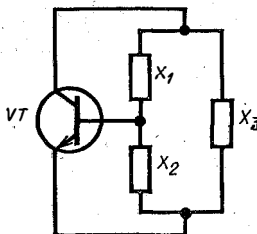


Рис. 8.4 Обобщенная трехточечная схема автогенератора

(схемой Хартли). Схему автогенератора, у которого X_1 и X_2 — конденсаторы, а X_3 — катушка индуктивности (рис. 8.5), называют емкостной трехточечной схемой, или емкостной трехточкой (схемой Колпитца).

Во всех рассмотренных типах автогенераторов частота генерируемых колебаний в основном определяется элементами контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K C_K}} \quad (8.4)$$

Для автогенератора, выполненного по емкостной трехточечной схеме, под C_K следует понимать емкость $C1 \times C2 / (C1 + C2)$.

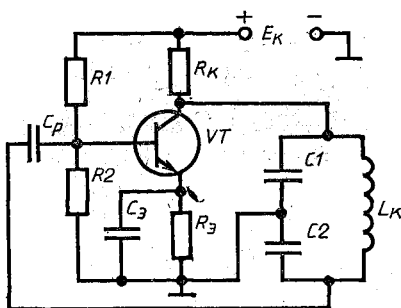


Рис. 8.5. Транзисторный LC-автогенератор, выполненный по схеме «емкостная трехточка»

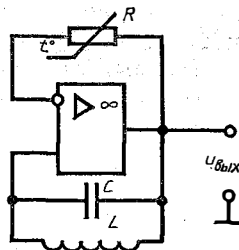


Рис. 8.6. Схема LC-автогенератора на ОУ

Для построения LC-генераторов гармонических колебаний удобно использовать интегральные усилители: однокаскадные, дифференциальные, операционные и др. На рис. 8.6 показан вариант возможной реализации LC-генератора синусоидальных напряжений на интегральном ОУ. Колебательный контур LC включается между выходом ОУ и неинвертирующим входом, обеспечивая нужную ПОС. В цепь ООС для стабилизации амплитуды генерируемых колебаний включают терморезистор R с отрицательным ТКР. Увеличение амплитуды колебаний вызывает уменьшение сопротивления терморезистора. При этом увеличивается глубина ООС, приводящая к уменьшению амплитуды колебаний.

8.3. RC-АВТОГЕНЕРАТОРЫ

На частотах менее 50 кГц вследствие увеличения требуемых значений L и C увеличиваются размеры катушек и конденсаторов и одновременно ухудшается добротность колебательного контура и стабильность его параметров. Поэтому на низких частотах вместо LC-автогенераторов обычно используют RC-автогенераторы, которые в этом диапазоне частот, особенно в нижней его части, обладают существенными преимуществами.

Частотно-зависимыми четырехполюсниками, используемыми в RC-генераторах, являются Г-образные RC-цепи (рис. 1.20, а, 1.21, а), двойная Г-образная цепь, или мост Вина (рис. 1.22, а), Т-образные мосты RC (рис. 1.23, а, б) и двойной Т-образный мост (рис. 1.24, а). Из этих четырехполюсников наибольшее применение в RC-генераторах нашли мост Вина и двойной Т-образный мост.

На рис. 8.7 а, б показаны передаточная (АЧХ) и фазочастотная характеристики моста Вина. Из рисунка видно,

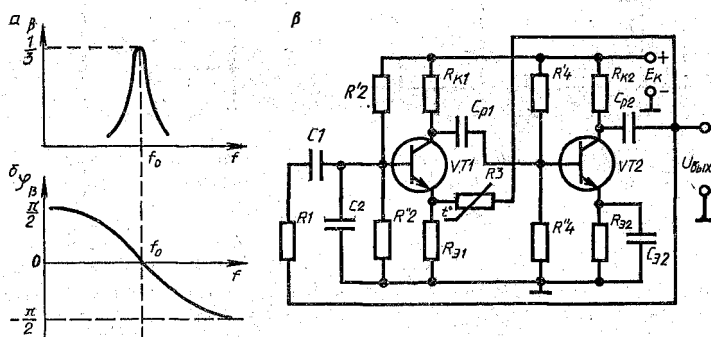


Рис. 8.7. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики моста Вина, используемого в транзисторном RC-генераторе (в).

что на некоторой частоте f_0 , называемой частотой квазирезонанса, коэффициент передачи моста Вина оказывается вещественной величиной с максимальным значением $\beta_0 = 1/3$ и нулевым фазовым сдвигом $\varphi_B = 0^\circ$. Так как один каскад усиления вносит фазовый сдвиг $\varphi_u = 180^\circ$, то для получения нулевого фазового сдвига на входе усилителя усилитель должен содержать четное число инвертирующих каскадов (рис. 8.7, в). Для выполнения условия баланса амплитуд (8.2) на частоте

квазирезонанса усилитель должен иметь коэффициент усиления $K_u \geq 3$. Так как в двухкаскадном усилителе можно получить $K_u \gg 3$, то это позволяет ввести в усилитель, кроме положительной, отрицательную ОС, обеспечиваемую элементами R_{s1} и $R3$. Введение в цепь ООС терморезистора $R3$ с отрицательным ТКР позволяет осуществить стабилизацию амплитуды генерируемых колебаний. Действительно, увеличение амплитуды, вызванное различными факторами, вызывает увеличение тока через резистор $R3$. При этом сопротивление его уменьшается, что приводит к увеличению напряжения ООС, создаваемого на R_{s1} , и уменьшению коэффициента усиления усилителя.

Обычно элементы моста Вина выбираются из условий:

$$C1 = C2 = C; R1 = R2 = R.$$

При этом частота генерируемых колебаний

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.5)$$

Однако ввиду шунтирования резистора $R2$ входным сопротивлением усилителя и делителем в цепи базы транзистора $VT1$ условие $R1 = R2$ не выполняется. В результате генерируемая частота оказывается зависящей не только от значений элементов $R1$, $R2$, $C1$ и $C2$, но и от параметров усилителя, а коэффициент усиления усилителя, при котором выполняется условие баланса амплитуд, может существенно превышать значение 3.

RC-генератор с мостом Вина легко выполнить на интегральном ОУ, включив избирательный мост Вина между выходом и неинвертирующим входом (рис. 8.8). С помощью переменного резистора $R4$ можно изменять коэффициент усиления усилителя, добиваясь наименьших нелинейных искажений генерируемых колебаний.

RC-генератор с мостом Вина легко сделать перестраиваемым по частоте. Для этого вместо резисторов $R1$ и $R2$ следует использовать двоянный переменный резистор либо вместо конденсаторов $C1$ и $C2$ — двоянный блок конденсаторов переменной емкости.

В качестве избирательного четырехполюсника RC-генератора используются также Т-образный или двойной Т-образный мост. На квазирезонансной частоте $f_0 = f_p$ коэффициент передачи двойного симметричного Т-образного моста (см. рис. 1.24, б) равен нулю. Следовательно, нулю будет равен и фазовый сдвиг на этой частоте. При включении такого моста в цепь ООС усилителя на ча-

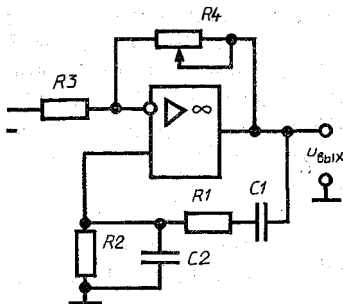


Рис. 8.8. Схема RC-генератора на ОУ с мостом Вина

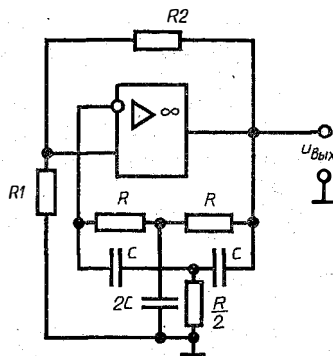


Рис. 8.9. Схема RC-генератора на ОУ с двойным Т-образным мостом

стоте f_0 напряжение ООС равно нулю и увеличивается по мере удаления частоты от квазирезонансной в ту или другую сторону. Следовательно, для построения RC-генератора с двойным Т-образным мостом мост необходимо включать в цепь ООС (рис. 8.9). С помощью делителя R_1/R_2 создается необходимая ПОС, при которой обеспечивается генерация на частоте f_0 . Частота генерируемых колебаний определяется из выражения (8.5).

8.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ АВТОГЕНЕРАТОРА

На частоту генерируемых колебаний автогенератора, кроме параметров колебательного контура или другого фазирующего четырехполюсника, существенное влияние оказывают параметры усилителя, зависящие в свою очередь от изменений температуры окружающей среды, напряжений источников питания, атмосферного давления и влажности, нагрузки и т. п. Влияние этих и других дестабилизирующих факторов сказывается тем сильнее, чем меньше добротность колебательного контура или другого фазирующего четырехполюсника. Для увеличения добротности избирательных систем применяют катушки индуктивности и конденсаторы с малыми сопротивлениями потерь, уменьшают шунтирование избирательных систем со стороны входа и выхода усилителя, используют параметрическую стабилизацию усилителя путем введения в него различных ООС и т. п. Этими способами удастся получить относительную нестабильность частоты авто-

генератора $\Delta f/f_0 = 10^{-4} \dots 10^{-5}$. Однако наиболее эффективным способом стабилизации частоты автогенераторов является кварцевая стабилизация, когда в качестве колебательной системы используется кварцевый резонатор, или сокращенно — кварц, добротность которого достигает значения 10^6 и более.

Кварц по своим свойствам эквивалентен колебательному LC -контуре с высокой добротностью, и его можно представить электрической схемой, показанной на рис. 8.10, а. Значения элементов $L_{кв}$, $C_{кв}$, $R_{кв}$ и C_0 определя-

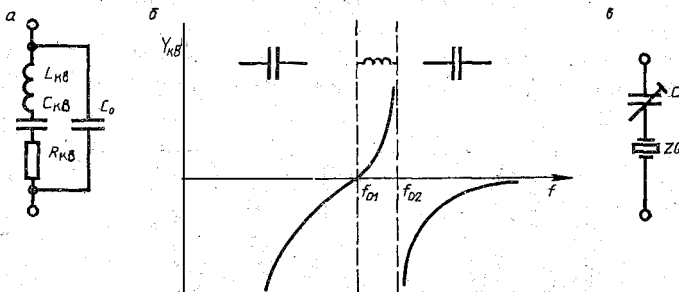


Рис. 8.10. Эквивалентная схема кварца (а), зависимость его реактивного сопротивления от частоты (б) и схема изменения реактивного сопротивления (в)

ются геометрическими размерами пластинки кварца и видом среза. Так, например, для кварца на 1,5 МГц $L_{кв} = 400$ мГн; $C_{кв} = 0,028$ пФ, $R_{кв} = 35$ Ом, а для кварца на 4 МГц $L_{кв} = 100$ мГн; $C_{кв} = 0,015$ пФ, $R_{кв} = 100$ Ом, $C_0 = 5$ пФ.

Из характера изменения сопротивления кварцевого резонатора (рис. 8.10, б) следует, что он имеет две резонансные частоты: частоту последовательного резонанса f_{01} и частоту параллельного резонанса f_{02} . При $f_{01} < f < f_{02}$ реактивное сопротивление кварца имеет индуктивный характер, а при $f < f_{01}$ и $f > f_{02}$ — емкостный.

Частота последовательного резонанса определяется выражением

$$f_{01} = 1/(2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}}),$$

а частота параллельного резонанса — выражением

$$f_{02} = \sqrt{1 + C_{кв}/C_0}/(2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}}).$$

Так как $C_{кв} \ll C_0$, то из приведенных выражений следует:

$$f_{01} \approx f_{02}.$$

Если необходимо изменить частоту кварцевого резонатора в небольших пределах, то последовательно с ним включают подстроечный конденсатор, емкость которого значительно больше, чем $C_{кв}$ (рис. 8.10, в).

При кварцевой стабилизации частоты возможно построение двух типов кварцевых LC -генераторов: с LC -контуром и без LC -контура.

В первом типе генераторов кварцевый резонатор включают в цепь обратной связи, а основной колебательный контур LC — в коллекторную цепь транзистора. Автогенератор в таком случае можно выполнять по схеме индуктивной (рис. 8.11, а) или емкостной (рис. 8.11, б)

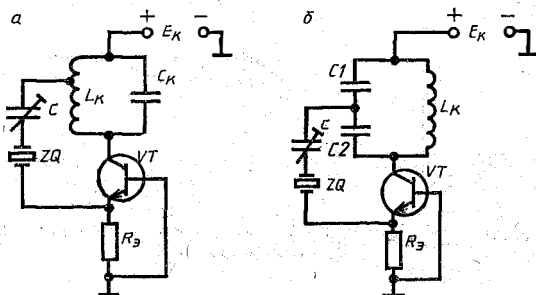


Рис. 8.11. Схемы автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты

трехточки. Для выполнения условий самовозбуждения необходимо, чтобы резонансная частота колебательного контура $L_k C_k$ равнялась частоте кварцевого резонатора или была кратна ей. В последнем случае генератор будет работать на соответствующей гармонике кварца.

На рис. 8.12 показана схема кварцевого генератора на интегральном ОУ. В этом генераторе кварцевый резонатор, выполняющий роль параллельного колебательного контура с высокой добротностью, включен в цепь

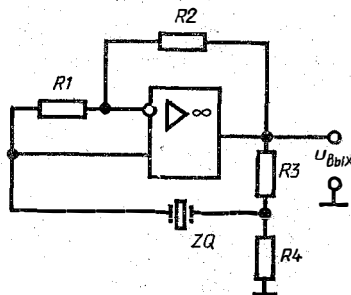


Рис. 8.12. Схема кварцевого автогенератора на ОУ

ПОС ОУ между подключенным к выходу ОУ делителем R_3R_4 и инвертирующим входом. Выполнение условия баланса амплитуд зависит от соотношения сопротивлений резисторов делителя R_3R_4 и цепи ООС R_1R_2 .

Кварцевая стабилизация частоты транзисторных автогенераторов позволяет уменьшить относительную нестабильность частоты генерируемых колебаний на 2—3 порядка по сравнению с обычными генераторами. Для получения более высокой стабилизации частоты применяют различные методы термокомпенсации генераторов и их термостатирование.

Контрольные вопросы и задания

1. В чем заключаются условия баланса амплитуд и фаз в автогенераторе гармонических колебаний?
2. Каким образом обеспечивают баланс амплитуд и баланс фаз в автогенераторах с трансформаторной и автотрансформаторной связью?
3. Изобразите трехточечную схему автогенератора гармонических колебаний на БТ. Какой характер должны иметь реактивные элементы X_1 , X_2 и X_3 колебательного контура?
4. В каких случаях удобно использовать RC -генераторы гармонических колебаний?
5. Какие виды частотно-зависимых четырехполюсников применяются в RC -генераторах?
6. Почему в RC -генераторах на интегральных ОУ, показанных на рис. 8.8 и рис. 8.9, частотно-избирательные четырехполюсники включены в различные цепи ОС?
7. Каковы причины нестабильности частоты генерируемых колебаний в автогенераторах?
8. Какую функцию выполняет кварцевый резонатор, включаемый в автогенератор?

Глава 9. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ТЕХНИКИ

9.1. ВИДЫ И ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Работа многих радиоэлектронных устройств связана с кратковременными изменениями токов и напряжений в их цепях. Кратковременные изменения токов и напряжений называют электрическими импульсами, а режим работы радиоэлектронной аппаратуры, при котором она подвергается воздействию электрических импульсов, — импульсным режимом.

Кратковременные отклонения напряжения или тока от некоторого постоянного уровня могут происходить по

различным законам. Они определяют форму импульсов (рис. 9.1): прямоугольную 1, треугольную 2, колоколообразную 3, пилообразную 4, ступенчатую 5 и др. Такие импульсы называют *видеоимпульсами*. Видеоимпульсы

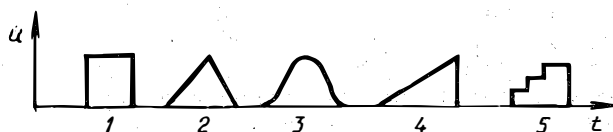


Рис. 9.1. Видеоимпульсы

могут быть отрицательной (отрицательные) или положительной (положительные) полярности.

Кроме видеоимпульсов, существуют *радиоимпульсы*. Они представляют собой пакеты (пачки) высокочастотных колебаний, огибающая которых изменяется по законам видеоимпульсов (рис. 9.2).

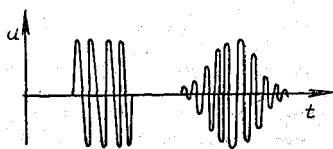


Рис. 9.2. Радиоимпульсы

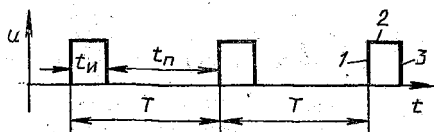


Рис. 9.3. Периодическая последовательность видеоимпульсов

Чаще всего в импульсных устройствах применяются прямоугольные видеоимпульсы (импульсы прямоугольной формы). Они характеризуются фронтом 1, вершиной 2 и спадом, или срезом 3 (рис. 9.3).

Различают одиночные, непериодические и периодические импульсы. Одиночными являются импульсы, появляющиеся настолько редко, что ко времени поступления на устройство очередного импульса оно оказывается полностью освобожденным от влияния предыдущего импульса. У периодических импульсов интервал времени между двумя любыми соседними импульсами, называемый *периодом повторения* T , есть величина постоянная. Величина, обратная периоду повторения, называется *частотой следования* или *частотой повторения импульсов*: $F = 1/T$.

Интервал времени от момента появления импульса до момента его исчезновения — это *длительность им-*

пульса t_n , а интервал времени между двумя соседними импульсами — его *пауза* t_n (рис. 9.3). Таким образом, период повторения равен сумме длительности импульса и длительности паузы:

$$T = t_n + t_n.$$

Реальный импульс (рис. 9.4, а) не имеет четко выраженных границ начала и конца. Поэтому обычно за длительность импульса принимается временной интервал, в

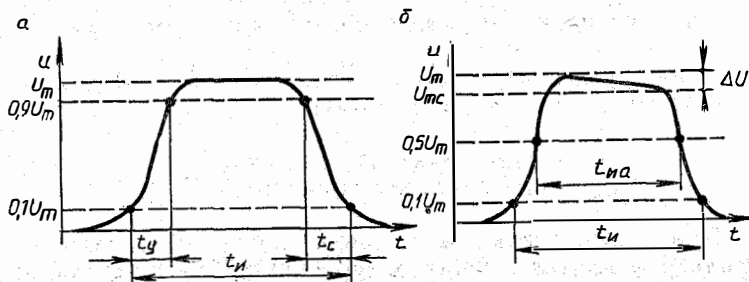


Рис. 9.4. Основные параметры видеопульса

течение которого электрическая величина (напряжение или ток) превышает 0,1 амплитудного значения. Иногда пользуются *активной длительностью импульса* $t_{на}$, определяемой по уровню 0,5 от амплитудного значения.

К параметрам импульса также относятся *время установления* (или длительность фронта) t_y , *длительность среза* (или длительность спада) t_c и *амплитуда* U_m .

В большинстве случаев импульсы имеют не ровную, а скошенную вершину (рис. 9.4, б). Для таких импульсов вводится понятие *неравномерности вершины* (спада вершины) ΔU , определяемой выражением

$$\Delta U = U_m - U_{mc}.$$

Отношение $q = T/t_n$ называют *скважностью импульсов*. В зависимости от назначения импульсного устройства скважность может составлять от единиц до нескольких тысяч.

Величину, обратную скважности, $K = 1/q = t_n/T$ называют *коэффициентом заполнения*.

Для периодических импульсов важным параметром является *среднее значение импульса* или *постоянная составляющая последовательности импульсов*

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} u(t) dt; \quad I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} i(t) dt; \quad P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} p(t) dt.$$

В этих выражениях $u(t)$, $i(t)$ и $p(t)$ представляют собой мгновенные значения напряжения, тока и мощности за время импульса.

Если импульс имеет прямоугольную форму, то

$$U_{\text{ср}} = \frac{U_m t_n}{T} = \frac{U_m}{q}; \quad I_{\text{ср}} = \frac{I_m t_n}{T} = \frac{I_m}{q};$$

$$P_{\text{ср}} = \frac{P_m t_n}{T} = \frac{P_m}{q}. \quad (9.1)$$

Два последних выражения показывают, что амплитуды тока и мощности в импульсе могут значительно (в q раз) превышать средние значения тока и мощности, потребляемые от источника питания.

9.2. СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

При воздействии на радиоэлектронное устройство (фильтр, усилитель, линию задержки и др.) синусоидального тока или напряжения результат воздействия, т. е. закон изменения электрической величины на выходе устройства, можно определить с помощью комплексного метода решения уравнений Кирхгофа. Импульс и последовательность импульсов не являются синусоидальными электрическими колебаниями. Однако известно, что любое несинусоидальное периодическое колебание $u(t)$ можно разложить в бесконечный тригонометрический ряд (ряд Фурье), состоящий из постоянной и синусоидальных составляющих (гармоник), имеющих различные амплитуды, частоты и фазы. Такую совокупность гармоник называют спектром. При этом различают спектр амплитуд и спектр фаз.

Спектр амплитуд периодической последовательности прямоугольных импульсов показан на рис. 9.5, а. Каждая

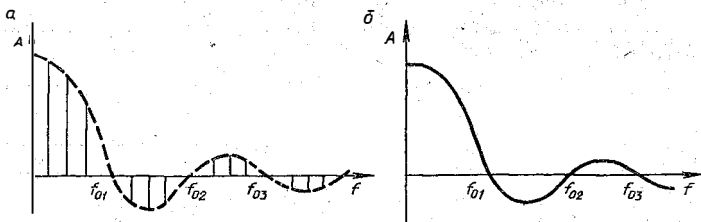


Рис. 9.5. Частотные спектры периодической последовательности прямоугольных импульсов (а) и одиночного прямоугольного импульса (б)

гармоника отображается отдельной линией, длина которой пропорциональна амплитуде этой гармоники, а расположение относительно оси частот определяется ее фазой. Такой спектр называют линейчатый. Огибающая линейчатого спектра амплитуд изменяется по закону $\sin x/x$. Частоты $f_{01}, f_{02}, \dots$ зависят от длительности импульсов и определяются выражением $f_{0m} = m/t_n$ ($m = 1, 2, 3, \dots$). Число гармоник, заключенных между частотами 0, $f_{01}, f_{02}, \dots$ равно скважности импульсов. Поэтому при увеличении периода повторения T амплитудный спектр становится более «густым», а при $T \rightarrow \infty$ превращается в сплошной (рис. 9.5, б).

Спектром фаз, или фазочастотным спектром, называют совокупность фаз гармонических составляющих. С учетом начальных фаз амплитуды гармоник могут быть как положительными, так и отрицательными, что и учтено на рис. 9.5, а. В ряде случаев интересуются лишь амплитудным (амплитудно-частотным) спектром без учета фаз. В таком случае амплитудно-частотный спектр (рис. 9.5, а) будет выглядеть так, как показано на рис. 9.6.

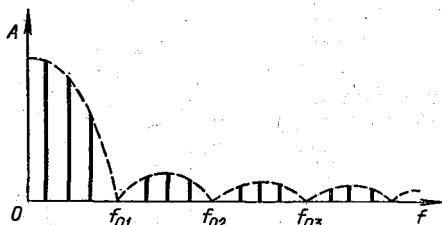


Рис. 9.6. Амплитудно-частотный спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов

Чтобы форма выходных импульсов при прохождении через электрическую цепь (или устройство) не отличалась от формы входных импульсов, необходимо, чтобы эта цепь пропускала все гармоники, сохраняя их начальные фазы. Количество гармоник, пропускаемых электрической цепью (или устройством), определяет ее полосу пропускания ΔF . Следовательно, в идеальном случае полоса пропускания должна быть бесконечно большой. Рассматривая рис. 9.6, можно заметить, что гармоники с наибольшими амплитудами сосредоточены в полосе частот $0 \dots f_{01}$. Поэтому форма импульсов в наибольшей степени определяется гармониками именно этого диапазона. Для пропускания этих гармоник полоса пропускания электриче-

ской цепи (устройства) должна быть равной $\Delta F = f_{01} = 1/t_n$. Для повышения крутизны фронта и среза импульсов полосу пропускания увеличивают до значения $\Delta F = (2...3)/t_n$.

9.3. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ RC -ЦЕПЯМИ

Рассмотрим прохождение прямоугольных импульсов через RC -цепь, показанную на рис. 9.7. Выходное напряжение u_2 , выделяемое на резисторе R , определяется выражением

$$u_2 = i_C R = C \frac{du_C}{dt} R = CR \frac{du_C}{dt}.$$

Из рис. 9.7 видно, что $u_C = u_1 - u_2$, поэтому

$$u_2 = CR \frac{d(u_1 - u_2)}{dt} = \tau \frac{d(u_1 - u_2)}{dt}. \quad (9.2)$$

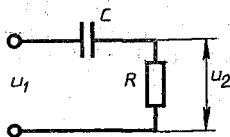


Рис. 9.7. Электрическая схема RC -цепи

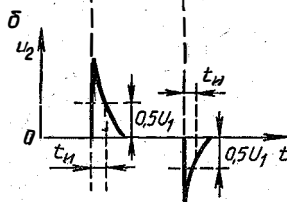
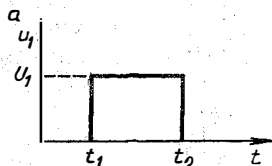


Рис. 9.8. Графики напряжений на входе (а) и выходе (б) дифференцирующей RC -цепи

Дифференцирующие цепи. Если $u_2 \ll u_1$, то выражение (9.2) можно записать в виде

$$u_2 \approx \tau \frac{du_1}{dt}.$$

Таким образом, в RC -цепи, показанной на рис. 9.7, выходное напряжение пропорционально производной по времени от входного напряжения. Такую RC -цепь называют дифференцирующей. При поступлении прямоугольного импульса на вход дифференцирующей цепи (рис. 9.8, а) на ее выходе формируются остроконечные импульсы положительной и отрицательной полярности (рис. 9.8, б).

Длительность полученных на выходе остроконечных импульсов зависит от уровня, на котором она определяется. Например, на уровне 0,5 от максимального значения она рассчитывается по формуле

$$t_n \approx 0,7\tau,$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени электрической цепи.

Следовательно, для уменьшения длительности импульсов необходимо уменьшать постоянную времени дифференцирующей цепи. Однако на практике уменьшение постоянной времени в цепях ограничивается тем, что у входных импульсов фронт и срез не являются строго прямоугольными. Постоянная времени дифференцирующей цепи оказывается сравнимой (или превышает) с длительностью фронта и среза входного импульса, поэтому дифференцирование во время действия фронта и среза входного импульса не происходит. Вследствие этого обычно выбирают постоянную времени дифференцирующей цепи не менее $0,3t_y$.

С помощью дифференцирующих цепей удастся получать импульсы длительностью до 0,1 мкс.

Дифференцирующие цепи применяются для формирования коротких импульсов из прямоугольных импульсов большой длительности, а также для выполнения операции дифференцирования в аналоговых ЭВМ.

Разделительные цепи. Если в RC -цепи (рис. 9.7) $\tau \gg t_n$, то за время действия входного импульса (рис. 9.9, а) конденсатор C зарядится незначительно (рис. 9.9, б).

Выходной импульс $u_2 = u_1 - u_C$ отличается от входного некоторым спадом (завалом) вершины (рис. 9.9, в). После прекращения действия входного импульса конденсатор C начнет разряжаться через внутреннее сопротивление источника и резистор R . В выходном импульсе появится отрицательный выброс, убывающий по экспоненциальному закону от U_0 до 0.

Чем сильнее неравенство $\tau \gg t_n$, тем меньше отличается выходной импульс от входного. Такую RC -цепь называют переходной или разделительной. Переходные RC -цепи применяют для связи между каскадами или разделения каскадов по постоянному току.

Интегрирующие цепи. Если в рассмотренной на рис. 9.7 RC -цепи выходное напряжение снимать не с резистора R ,

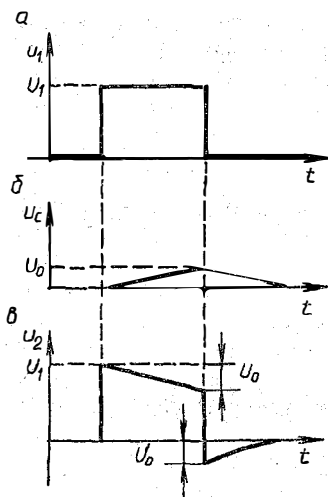


Рис. 9.9. Графики напряжений на участках раздельной RC -цепи:
 a — на входе; $б$ — на конденсаторе;
 $в$ — на выходе

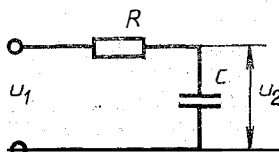


Рис. 9.10. Схема интегрирующей цепи

а с конденсатора C , то из выражения для тока $i_C = C \frac{du_C}{dt}$ следует

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C} i_C = \frac{1}{C} \cdot \frac{U_1 - u_C}{R} = \frac{1}{RC} (U_1 - u_C).$$

Интегрируя данное уравнение, получим

$$u_C = \frac{1}{RC} \int_0^t (U_1 - u_C) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^t (U_1 - u_C) dt. \quad (9.3)$$

Если $u_C \ll U_1$, что имеет место при $u_C \ll u_2$, то уравнение (9.3) можно записать в виде

$$u_C \approx \frac{1}{\tau} \int_0^t U_1 dt.$$

Такие RC -цепи называются интегрирующими.

Для удобства снятия выходного напряжения u_2 с конденсатора C RC -цепь выполняют так, как показано на рис. 9.10. Условие $u_C \ll U_1$ означает, что за время действия входного импульса конденсатор заряжается незначительно. Следовательно, для выполнения операции интегрирования необходимо соблюдение условия $\tau \gg t_n$.

Интегрирующие цепи применяются для получения линейно изменяющихся (пилообразных) импульсов, удлинения (увеличения длительности) импульсов, фильтрации переменной составляющей выпрямленного напряжения, выполнения математической операции интегрирования в аналоговых ЭВМ и т. п.

9.4. АМПЛИТУДНЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ

В рассмотренных RC -цепях параметры элементов R и C не зависят от приложенных к ним токов и напряжений. Такие цепи называют линейными цепями или линейными четырехполюсниками. Для формирования импульсов применяются также нелинейные четырехполюсники. В них параметры всех или некоторых элементов оказываются зависящими от амплитудных значений токов и напряжений. К нелинейным четырехполюсникам относятся амплитудные ограничители.

Амплитудным ограничителем называют четырехполюсник, у которого выходное напряжение повторяет форму входного напряжения до тех пор, пока последнее не достигнет порога или уровня ограничения, и практически остается постоянным при изменении входного напряжения за пределами этого уровня.

Амплитудные ограничители можно выполнить на диодах, транзисторах и многоэлектродных ЭУЛ. Наибольшее распространение получили диодные ограничители.

Диодные ограничители бывают последовательные и параллельные.

В последовательных диодных ограничителях диод включается последовательно с сопротивлением нагрузки R (рис. 9.11, а). Во время положительного полупериода



Рис. 9.11. Схема последовательного диодного ограничителя «снизу» (а) и графики входного (б) и выходного (в) напряжений

синусоидального входного напряжения u_1 (рис. 9.11, б) диод VD открыт, его сопротивление мало по сравнению с сопротивлением нагрузки R и почти все входное напряжение выделяется на нагрузке (рис. 9.11, в). В данном случае имеет место ограничение «снизу» на нулевом уровне.

Если поменять местами выводы диода (рис. 9.12, а),

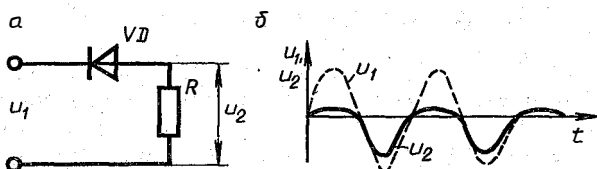


Рис. 9.12. Схема последовательного диодного ограничителя «сверху» (а) и графики входного u_1 и выходного u_2 напряжений (б)

то диод будет пропускать ток во время отрицательного полупериода входного напряжения (рис. 9.12, б). Получается ограничение «сверху» на нулевом уровне.

Если на вход рассмотренных ограничителей подавать двухполярные импульсы, то на выходе первого (рис. 9.11) будут выделяться только положительные импульсы, а на выходе второго (рис. 9.12) только отрицательные, т. е. данные ограничители производят также селекцию импульсов по полярности.

Ограничение входного напряжения можно осуществить на уровне, отличном от нулевого. Для этого в ограничитель вводят дополнительный источник питания. Например, ограничитель, схема которого показана на рис. 9.13, а, осуществляет ограничение снизу на уровне E (рис. 9.13, б). Если поменять местами подключение выводов диода, получится ограничение сверху на уровне E (рис. 9.13, в). С помощью такого ограничителя можно осуществлять селекцию импульсов по амплитуде.

В параллельном диодном ограничителе диод включается параллельно нагрузке. Ограничение «снизу» или «сверху» определяется способом подключения выводов диода (рис. 9.14 и 9.15).

При полярности входного напряжения, соответствующей открытому состоянию диода VD , малое сопротивление диода шунтирует нагрузку, вследствие чего выходное напряжение близко к нулю. Чтобы ограничение происходило на некотором уровне, отличном от нуля, в ограничитель добавляют дополнительный источник (рис. 9.16).

Для получения двустороннего ограничения объединяют два параллельных диодных ограничителя (рис. 9.17). С помощью такого ограничителя из синусоидального напряжения получают импульсы трапецеидальной формы.

В диодных ограничителях в качестве нелинейных элементов можно использовать стабилитроны. Достоинством ограничителей на стабилитронах является то, что отпа-

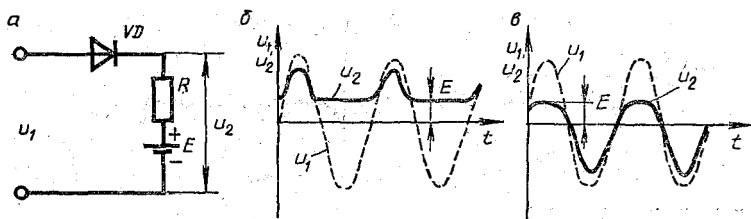


Рис. 9.13. Схема последовательного диодного ограничителя напряжения на уровне E (а) и графики входного и выходного напряжений для ограничения «снизу» (б) и «сверху» (в)

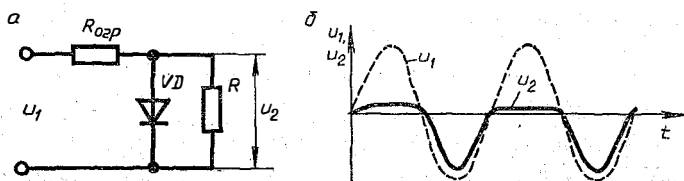


Рис. 9.14. Схема параллельного диодного ограничителя «сверху» (а) и графики входного и выходного напряжений (б)

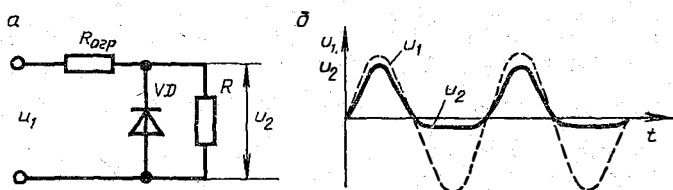


Рис. 9.15. Схема параллельного диодного ограничителя «снизу» (а) и графики входного и выходного напряжений (б)

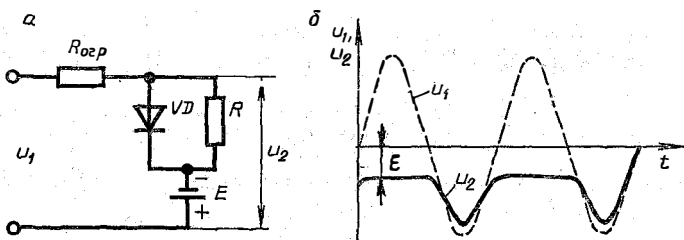


Рис. 9.16. Схема параллельного диодного ограничителя «сверху» на уровне $-E$ (а) и графики входного и выходного напряжений (б)

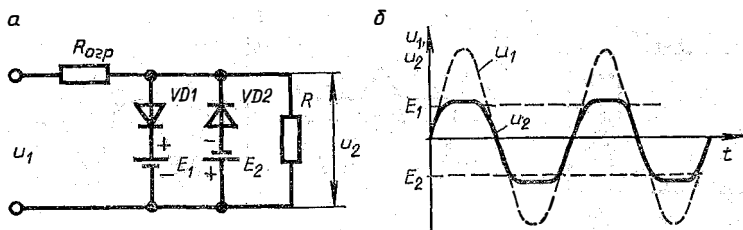


Рис. 9.17. Схема параллельного двустороннего диодного ограничителя (а) и графики входного и выходного напряжений (б)

дает необходимость в дополнительных источниках, определяющих уровень ограничения.

Контрольные вопросы и задания

1. Назовите виды и основные параметры импульсных сигналов.
2. Что собой представляет спектр амплитуд импульсной последовательности сигналов?
3. Чем отличается спектр амплитуд периодической последовательности импульсов от спектра амплитуд одиночного импульса?
4. Чем определяется число гармоник, заключенных между двумя соседними гармониками с нулевыми амплитудами в спектре периодической последовательности импульсов?
5. Каким требованиям должны удовлетворять электрические цепи, вносящие минимальные искажения в передаваемые импульсы?
6. Нарисуйте схему дифференцирующей RC -цепи. При каком условии эта цепь будет выполнять функцию разделительной, или переходной, цепи?
7. Какая RC -цепь называется интегрирующей?
8. Для каких целей применяются дифференцирующие, интегрирующие и переходные цепи?
9. Какие устройства называют амплитудными ограничителями и как они подразделяются по способу включения нелинейного элемента?
10. Изобразите схемы последовательных и параллельных ограничителей на диодах и стабилитронах и формы выходных импульсов при гармоническом входном напряжении.

Глава 10. ЛОГИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ И БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

10.1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

В ЭВМ, импульсных и других цифровых устройствах широко применяются логические элементы (ЛЭ). Каждый ЛЭ выполняет вполне определенную логическую операцию. Основными логическими операциями являются:

- логическое отрицание НЕ (инверсия);

логическое сложение ИЛИ (дизъюнкция);

логическое умножение И (конъюнкция).

На основе этих простых логических операций могут строиться и более сложные: операция отрицания логического сложения ИЛИ — НЕ, операция отрицания логического умножения И — НЕ, операция ЗАПРЕТ и др.

Для описания логических операций используется математический аппарат, получивший название алгебры логики или булевой алгебры (в честь ее разработчика — ирландского математика Джорджа Буля). Алгебра логики изучает взаимосвязь между простыми высказываниями, образующими сложные высказывания. С точки зрения алгебры логики простое высказывание может иметь только два значения — истинное или ложное. Одно из этих значений принимается за 1, второе — за 0. Следовательно, простое высказывание является двоичной переменной.

Алгебра логики широко применяется в теории цифровой техники, в которой используются устройства, имеющие два устойчивых состояния равновесия. При этом одно из состояний, соответствующее, например, высокому уровню напряжения, обозначается единицей, а соответствующее низкому уровню напряжения — нулем.

Уровень выходного напряжения логического элемента зависит от уровня входного (или нескольких входных) напряжений. Эта связь отображается таблицей состояний, или таблицей истинности.

Операция логического отрицания НЕ (инверсия) преобразует истинное высказывание в ложное или наоборот. Например, ложное высказывание «два больше трех», высказанное с отрицанием «два НЕ больше трех», становится истинным. Символически операция логического отрицания обозначается в виде черточки над аргументом: $y = \bar{x}$. Такое выражение читается: « y равен НЕ x ».

Операция логического отрицания имеет два исхода в зависимости от значения аргумента: а) если $x = 0$, то $y = 1$ и б) если $x = 1$, то $y = 0$.

Операция логического сложения ИЛИ (дизъюнкция) используется для образования сложного высказывания из простых. При этом сложное высказывание будет истинным, если истинно хотя бы одно из простых высказываний, и ложным, если ложны все простые высказывания. Символически операция ИЛИ обозначается выражениями:

$$y = x_1 + x_2 + x_3 + \dots \text{ или } y = x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee \dots$$

Читается: « y равен x_1 или x_2 или $x_3 \dots$ »

Результаты логической операции ИЛИ для всех возможных комбинаций двух аргументов приведены в табл. 10.1.

Операция логического умножения И (конъюнкция) тоже используется для образования сложного высказывания из простых, но при этом сложное высказывание считается истинным тогда и только тогда, когда истинны все простые высказывания.

Символически операция И обозначается выражениями:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \dots \text{ или } y = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \wedge \dots$$

Читается: « y равен x_1 и x_2 и $x_3 \dots$ »

Результаты логической операции И для двух аргументов также приведены в табл. 10.1.

Операция отрицания логического сложения ИЛИ — НЕ, называемая также «стрелкой Пирса», образует сложное высказывание из простых в соответствии со следующим правилом (табл. 10.1): сложное высказывание истинно лишь в том случае, когда ложны все образующие его простые высказывания, и ложно, если истинно хотя бы одно из простых высказываний.

Символически операция ИЛИ — НЕ обозначается выражениями:

$$y = \overline{x_1 + x_2} \text{ или } y = x_1 \downarrow x_2 \text{ или } y = \overline{x_1 \vee x_2}.$$

Операция отрицания логического умножения И — НЕ, известная также под названием «штрих Шеффера», образует сложное высказывание из простых согласно правилу: сложное высказывание истинно, если ложно хотя бы одно из простых высказываний, и ложно, если все простые высказывания истинны (см. табл. 10.1).

Символически операция И — НЕ обозначается выражениями:

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} \text{ или } y = x_1 / x_2 \text{ или } y = \overline{x_1 \wedge x_2}.$$

Операция ЗАПРЕТ представляет сложное высказывание, которое истинно только тогда, когда первое из двух высказываний истинно, а второе — ложно. Символически операция ЗАПРЕТ обозначается выражениями:

$$y = x_1 \cdot \overline{x_2} \text{ или } y = x_1 \wedge \overline{x_2}.$$

Результаты логической операции ЗАПРЕТ приведены в табл. 10.1.

Табл. 10.1. Результаты логических операций ИЛИ, И, ИЛИ — НЕ, И — НЕ и ЗАПРЕТ

x_1	x_2	y				
		ИЛИ	И	ИЛИ — НЕ	И — НЕ	ЗАПРЕТ
0	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	0
1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	1	0	0	0

Логические элементы обычно выполняются на базе электронных ключей.

10.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

Общие сведения. Электронный ключ — это устройство, которое может находиться в одном из двух устойчивых состояний: замкнутом или разомкнутом. Переход из одного состояния в другое в идеальном электронном ключе (рис. 10.1) происходит скачком под влиянием управляющего напряжения или тока.

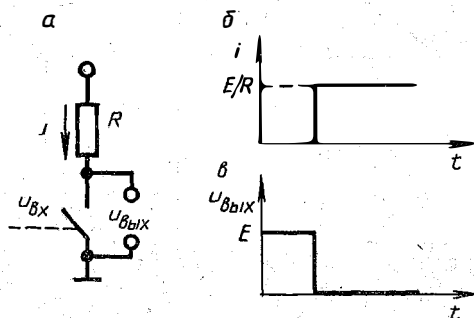


Рис. 10.1. Схема идеального электронного ключа (а) и графики изменений тока (б) и выходного напряжения (в) при переходе ключа из состояния «Выключено» в состояние «Включено»

В реальных электронных ключах переход из открытого состояния в закрытое и наоборот происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени. Это время определяется инерционностью активного нелинейного элемента и наличием в ключе паразитных емкостей и индуктивностей. Кроме того, реальные ключи в разомкнутом состоянии имеют конечное сопротивление, вследствие чего у них в состоянии «Выключено» ток $i \neq 0$ и напряжение $u_{вых} < E$. В замкнутом состоянии сопротивление ключа

R_i отлично от нуля, поэтому в состоянии «Включено» $i = E/(R + R_i)$ и $u_{\text{вых}} = iR_i = ER_i/(R + R_i)$.

Качество ключа тем выше, чем меньше значения тока в закрытом состоянии, напряжения на выходе в открытом состоянии и время переключения из одного состояния в другое.

Основу электронного ключа составляет нелинейный активный элемент (полупроводниковый диод, транзистор, тиристор и др.), работающий в ключевом режиме. По типу используемого нелинейного элемента электронные ключи делятся на *диодные, транзисторные, тиристорные* и т. д.

Диодные ключи. Простейшим типом электронных ключей являются диодные ключи. Их схемы аналогичны схемам диодных ограничителей. В последовательном диодном ключе (см. рис. 9.11, а) при $u_1 < 0$ диод смещен в обратном направлении и через нагрузку R протекает небольшой обратный ток $I_{\text{обр}}$, вследствие чего $u_2 = I_{\text{обр}}R \approx 0$. При $u_1 > 0$ диод открыт, его сопротивление мало и $u_2 \approx u_1$ (рис. 10.2, а). Если поменять местами выводы подклю-

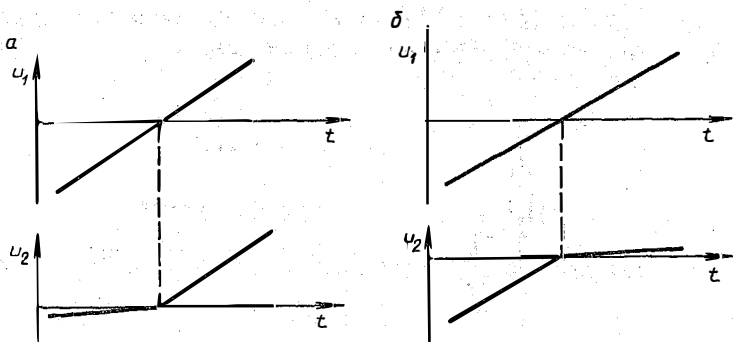


Рис. 10.2. Графики изменений напряжений на входе u_1 и выходе u_2 последовательных диодных ограничителей «снизу» (а) и «сверху» (б)

чения диода (см. рис. 9.12, а), то диод оказывается закрытым при $u_1 > 0$, а при $u_1 < 0$ он открыт и $u_2 \approx u_1$ (рис. 10.2, б).

В параллельных диодных ключах (см. рис. 9.14 и рис. 9.15) $u_2 \approx u_1$ при полярностях напряжения u_1 , соответствующих закрытому состоянию диода, и $u_2 \approx 0$ при полярностях напряжения u_1 , смещающих диод в прямом направлении.

В современной электронной технике наибольшее применение находят транзисторные ключи.

Ключи на биполярных транзисторах. Простейшая схема транзисторного ключа (рис. 10.3, а) подобна схеме транзисторного усилителя, однако она отличается режимом работы транзистора. При работе в ключевом режиме

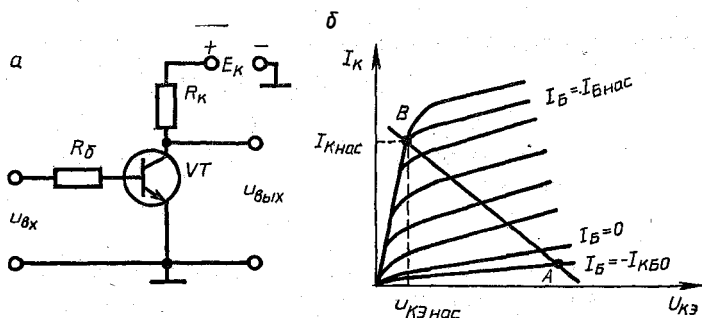


Рис. 10.3. Схемы транзисторного ключа (а) и характеристики (б), иллюстрирующие изменения режима при переходе ключа из закрытого состояния (точка А) в открытое (точка В)

рабочая точка транзистора может находиться только в двух положениях: в области отсечки (транзистор закрыт) и в области насыщения (транзистор открыт и насыщен). Такие ключи называют насыщенными транзисторными ключами. Иногда применяются ключи, в которых рабочая точка при открытом транзисторе находится в активной области (обычно вблизи области насыщения, но не достигает ее). Такие ключи называют ненасыщенными. Чаще применяются транзисторные насыщенные ключи, так как у них в состоянии «Включено» выходное напряжение имеет более низкий уровень и отличается большей стабильностью.

Для обеспечения режима отсечки на вход ключа необходимо подать отрицательное напряжение $u_{вх} = -E_1$ (или положительное для $p-n-p$ -транзистора). Через транзистор и резистор R_6 будут протекать обратные токи $I_{КБ0}$ и $I_{ЭБ0}$. Учитывая, что $I_{ЭБ0} \ll I_{КБ0}$, можно считать, что через резистор R_6 протекает лишь ток $I_{КБ0}$. Напряжение $I_{КБ0}R_6$ является отпирающим для транзистора, так как плюсом подключается к базе. Чтобы транзистор оставался закрытым, необходимо выполнить условие

$$U_{БЭ} = -E_1 + I_{КБ0}R_6 < 0. \quad (10.1)$$

Для надежного запирання транзистора абсолютное значение отрицательного напряжения $U_{БЭ}$ должно быть

не менее некоторого значения порогового напряжения $U_{БЭ\text{ пор}}$, и окончательное условие для обеспечения режима отсечки имеет вид

$$-E_1 + I_{КБ0}R_6 \leq -U_{БЭ\text{ пор}}$$

или для абсолютных значений

$$E_1 \geq U_{БЭ\text{ пор}} + I_{КБ0}R_6. \quad (10.2)$$

Режим отсечки характеризуется точкой A на выходной нагрузочной характеристике (рис. 10.3, б). Выходное напряжение в режиме отсечки

$$U_{\text{вых.ост}} = E_k - I_{КБ0}R_k \approx E_k.$$

Для перехода транзистора в режим насыщения на вход ключа необходимо подать такое положительное напряжение E_2 , при котором в цепи базы создается ток

$$I_B \geq I_{B\text{ нас}},$$

где $I_{B\text{ нас}}$ — ток базы на границе между активным режимом и режимом насыщения (точка B на рис. 10.3, б).

Ток коллектора в режиме насыщения

$$I_{K\text{ нас}} = \frac{E_k - U_{KЭ\text{ нас}}}{R_k} \approx \frac{E_k}{R_k}.$$

Так как $U_{KЭ\text{ нас}} \ll E_k$, то условием насыщения является

$$I_B \geq I_{B\text{ нас}} = \frac{I_{K\text{ нас}}}{h_{21E}} = \frac{E_k}{R_k h_{21E}}. \quad (10.3)$$

В режиме насыщения коллекторное напряжение $U_{KЭ\text{ нас}}$ остается положительным по отношению к эмиттеру, но имеет очень малое значение (десятые доли вольта для германиевых транзисторов и 1...1,5 В для кремниевых). Поэтому напряжение на коллекторном ЭДП оказывается отрицательным:

$$U_{KB} = U_{KЭ\text{ нас}} - U_{БЭ\text{ нас}} < 0,$$

и он включается в прямом направлении.

Таким образом, чтобы устройство, показанное на рис. 10.3, а, работало в ключевом режиме, на его вход необходимо подавать разнополярные напряжения E_1 и E_2 , при которых выполняются условия (10.2) и (10.3).

Быстродействие электронного ключа зависит от времени включения и выключения.

Время включения определяется временем задержки, обусловленным инерционностью диффузионного движения

неосновных носителей заряда в базе БТ, и временем формирования фронта (временем установления) выходного напряжения. Время выключения складывается из времени рассасывания накопленных в базе неосновных носителей заряда и времени формирования среза выходного напряжения.

Увеличению быстродействия транзисторного ключа способствуют применение высокочастотных транзисторов, увеличение отпирающего и обратного токов базы, а также уменьшение тока базы в режиме насыщения.

Для увеличения отпирающего I_{B1} и обратного I_{B2} токов используются транзисторные ключи с форсирующим конденсатором C_6 , который подключается параллельно части сопротивления базовой цепи транзистора (рис. 10.4, а). Поэтому при замыкании ключа в момент формирования фронта выходного напряжения ток базы будет протекать только через R'_6 и иметь значение $I'_{B1} = E_2/R'_6$, которое превышает его значение без форсирующего конденсатора, равного $I''_{B1} = E_2/(R'_6 + R''_6)$.

За время формирования фронта конденсатор заряжается очень незначительно, и его зарядка будет продолжаться после окончания формирования фронта выходного импульса. При этом сопротивление конденсатора C_6 будет увеличиваться, а ток базы — уменьшаться.

В момент выключения ключа ток базы I'_{B2} будет определяться суммой напряжений $E_1 + U_{C_6}$ и сопротивлением R'_6 : $I'_{B2} = (E_1 + U_{C_6})/R'_6$, что превышает его значение $I''_{B2} = E_1/R'_6$ при отсутствии форсирующего конденсатора. Это приведет к уменьшению времени рассасывания накопленных в базе неосновных носителей заряда.

Для уменьшения тока базы в режиме насыщения применяют ненасыщенные ключи, в которых между базой и коллектором включают диод Шоттки (рис. 10.4, б). Диод Шоттки имеет напряжение отпираания на 0,1...0,2 В меньше, чем напряжение насыщения коллекторного перехода, поэтому он открывается до наступления режима насыщения, и часть тока базы через открытый диод проходит в коллекторную цепь транзистора, предотвращая тем самым накопление в базе заряда неосновных носителей. Ненасыщенные ключи с диодом Шоттки широко применяются в ИМС. Это связано с тем, что изготовление диодов Шоттки на основе транзисторной структуры с помощью интегральной технологии не требует никаких дополнительных операций и не приводит к увеличению площади кристалла, занимаемой элементами ключа.

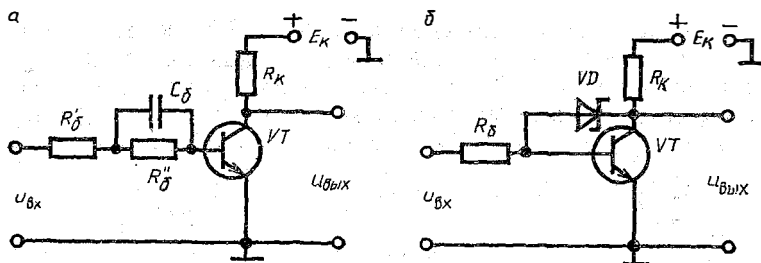


Рис. 10.4. Схемы быстродействующих электронных ключей: а — с форсирующим конденсатором; б — с диодом Шоттки

Ключи на МДП-транзисторах. В ключах на полевых транзисторах (рис. 10.5) отсутствует такой недостаток, как накопление и рассасывание неосновных носителей, поэтому время переключения определяется зарядкой и перезарядкой междуэлектродных емкостей. Роль резистора R_c могут выполнять полевые транзисторы. Это значительно облегчает технологию производства интегральных ключей на полевых транзисторах.

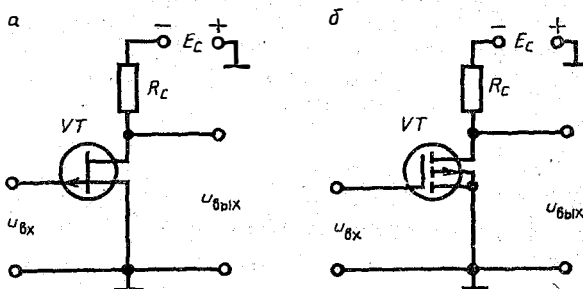


Рис. 10.5. Схемы электронных ключей на ПТ с $p-n$ -затвором (а) и МДП-типа (б)

В ключах на МДП-транзисторах с индуцированным каналом (рис. 10.6) роль резистора R_c выполняют транзисторы $VT1$, а роль активного элемента — транзисторы $VT2$. Транзисторы $VT2$ имеют канал p -типа, а транзисторы $VT1$ — канал p -типа (рис. 10.6, а) или n -типа (рис. 10.6, б). Их передаточные характеристики показаны на рис. 10.7, а и 10.7, б соответственно. Графики напряжений, поясняющие работу ключей, представлены на рис. 10.8.

При подаче на вход положительного напряжения E_1 транзисторы $VT2$, имеющие канал p -типа, закрываются.

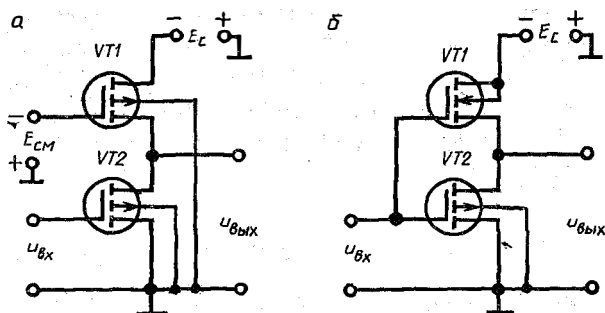


Рис. 10.6. Схемы электронных ключей на МДП-транзисторах с индуцированными каналами одинакового (а) и противоположного (б) типов электропроводности

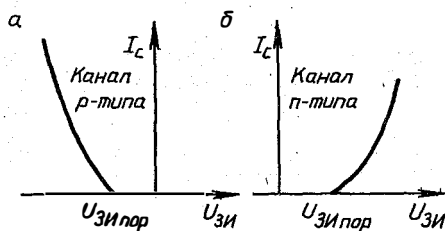


Рис. 10.7. Передаточные характеристики МДП-транзисторов с индуцированными каналами различного типа электропроводности

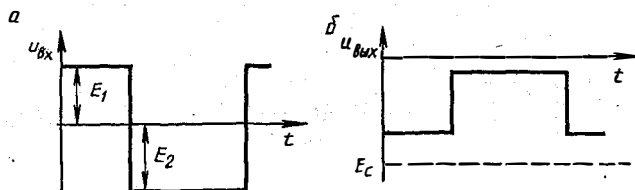


Рис. 10.8. Графики изменений входного (а) и выходного (б) напряжений электронных ключей на МДП-транзисторах

Транзистор $VT1$ первого ключа (рис. 10.6, а) открыт вследствие поданного на его затвор отрицательного напряжения смещения $E_{см}$. Транзистор $VT1$ второго ключа, имеющий канал n -типа (рис. 10.6, б), также оказывается открытым, так как его затвор соединен со входом, на котором действует положительное напряжение $E_1 > U_{зи\text{ пор}}$. Сопротивления открытых транзисторов $VT1$

малы по сравнению с сопротивлениями закрытых транзисторов $VT2$, и $u_{\text{вых}} \approx -E_c$.

При поступлении на вход ключей отрицательного напряжения $-E_2 < -U_{\text{зи пор}}$ транзисторы $VT2$ открываются, а транзисторы $VT1$ закрываются. Почти все напряжение E_c падает на большом сопротивлении канала транзистора $VT1$, и $u_{\text{вых}} \approx 0$.

10.3. ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Общие сведения. Логические элементы работают с двоичным кодированием информации, которое характеризуется двумя уровнями напряжения двоичной переменной, обозначаемыми цифрами 1 (высокий) и 0 (низкий уровень). В зависимости от уровня напряжения, при котором воспринимается или вырабатывается информация, различают прямые и инверсные входы и выходы ЛЭ. Прямым считается такой вход (или выход), на котором двоичная переменная имеет значение 1, когда уровень напряжения на этом входе (выходе) соответствует состоянию, принятому за 1. Если двоичная переменная на входе (выходе) имеет значение 1 при уровне напряжения на нем, соответствующем состоянию, принятому за 0, то такой вход (выход) называется инверсным.

Логические элементы обычно выполняются на ИМС, в которых используется положительная (позитивная) логика, когда логической единице соответствует высокий потенциальный уровень, а логическому нулю — низкий потенциальный уровень. Если логической единице соответствует низкий потенциальный уровень, а логическому нулю — высокий, такую логику называют отрицательной, или негативной. Очевидно, что входы и выходы, являющиеся прямыми в положительной логике, будут инверсными в отрицательной логике, и наоборот.

На принципиальных схемах ЛЭ изображаются в виде прямоугольника (рис. 10.9). В верхней части прямоугольника указывается символ функции: 1 — для логических функций НЕ и ИЛИ и & — для логической функции И. Входы и выходы изображаются линиями, проведенными перпендикулярно к боковым сторонам прямоугольника (входы — с левой стороны, выходы — с правой). Если вход или выход является инверсным, то в месте пересечения изображающей его линии со стороной прямоугольника ставится кружок.

На входах и выходах могут действовать импульсные

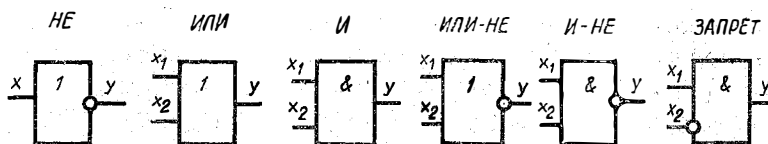


Рис. 10.9. Условные обозначения основных логических элементов

или постоянные напряжения, соответствующие логическим значениям 0 и 1. В связи с этим различают импульсные и потенциальные ЛЭ.

Передаточная характеристика. Основной характеристикой ЛЭ является передаточная характеристика, представляющая собой зависимость выходного напряжения элемента $u_{\text{вых}}$ от входного напряжения $u_{\text{вх}}$ на одном из входов при определенных постоянных напряжениях на остальных входах. Вид передаточной характеристики зависит от функции, выполняемой ЛЭ. На рис. 10.10, а

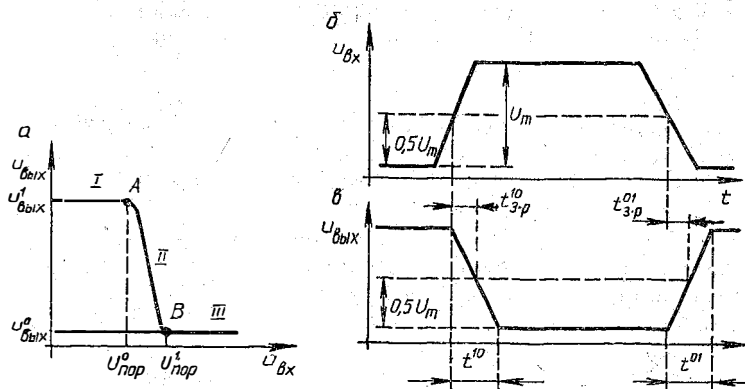


Рис. 10.10. Передаточная характеристика (а) и графики входного (б) и выходного (в) напряжений инвертора

показана передаточная характеристика инвертора (элемента НЕ).

Участок I передаточной характеристики соответствует закрытому состоянию инвертора. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}^1$ имеет высокий уровень (иногда $U_{\text{вых}}^1 \approx E_n$) и соответствует логической единице. Этот уровень поддерживается до тех пор, пока $u_{\text{вх}} < U_{\text{пор}}^0$. Напряжение $U_{\text{пор}}^0$ называется *пороговым напряжением логического нуля*.

Участок III соответствует открытому состоянию. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}^0$ имеет низкий уровень и со-

ответствует логическому нулю. Низкий выходной уровень имеет место при $u_{\text{вх}} > U_{\text{пор}}^1$. Напряжение $U_{\text{пор}}^1$ называется *пороговым напряжением логической единицы*.

Участок II соответствует переходу инвертора из одного состояния в другое. Этот переход совершается не мгновенно, а в течение некоторого времени. На рис. 10.10, б и в показаны графики изменения во времени входного и выходного напряжений инвертора.

Параметры. Обозначения, приведенные на рис. 10.10, б, определяют следующие параметры ЛЭ:

t^{10} — время перехода ЛЭ из состояния логической 1 в состояние логического 0;

t^{01} — время перехода ЛЭ из состояния логического 0 в состояние логической 1;

$t_{\text{з.р}}^{10}$ — задержка распространения сигнала при переключении ЛЭ из состояния 1 в состояние 0;

$t_{\text{з.р}}^{01}$ — задержка распространения сигнала при переключении ЛЭ из состояния 0 в состояние 1.

Обобщенным параметром, характеризующим быстродействие ЛЭ, является среднее время задержки распространения. Оно определяется выражением

$$t_{\text{з.р.ср}} = (t_{\text{з.р}}^{10} + t_{\text{з.р}}^{01})/2.$$

По величине $t_{\text{з.р.ср}}$ ЛЭ подразделяются на сверхбыстродействующие ($t_{\text{з.р.ср}} = 1...5$ нс), быстродействующие ($t_{\text{з.р.ср}} = 5...10$ нс), среднего быстродействия ($t_{\text{з.р.ср}} = 10...50$ нс) и медленнодействующие ($t_{\text{з.р.ср}} > 50$ нс).

Параметры $U_{\text{вых}}^1$, $U_{\text{вых}}^0$, $U_{\text{пор}}^1$, $U_{\text{пор}}^0$ называют статическими, а параметры t^{10} , t^{01} , $t_{\text{з.р}}^{10}$, $t_{\text{з.р}}^{01}$ и $t_{\text{з.р.ср}}$ — динамическими. Кроме этих параметров, ЛЭ характеризуются коэффициентом объединения по входу $K_{\text{об}}$ и коэффициентом разветвления по выходу $K_{\text{раз}}$.

Коэффициент объединения по входу определяет число входов ЛЭ, по которым реализуется логическая функция, а коэффициент разветвления по выходу — нагрузочную способность ЛЭ и равен числу единичных нагрузок, которые можно одновременно подключить к выходу ЛЭ. Под единичной нагрузкой понимают один вход другого ЛЭ, подключенный к выходу первого ЛЭ.

10.4. БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА БИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУРАХ

В зависимости от компонентов, которые используются при построении ЛЭ, и способа соединения компонентов

в пределах одного ЛЭ различают следующие типы ЛЭ, или типы логик:

- диодно-транзисторная логика (ДТЛ);
- транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ);
- эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ);
- инжекционно-интегральная логика (И²Л, ИИЛ);
- логические элементы на МДП-транзисторах (КМДП).

Имеются и иные типы ЛЭ. Одни из них морально устарели и в настоящее время не применяются, другие находятся в стадии разработки.

Логические элементы ДТЛ. Логические элементы диодно-транзисторной логики представляют собой сочетание диодных логических ячеек с транзисторным инвертором. На рис. 10.11 приведена схема базового

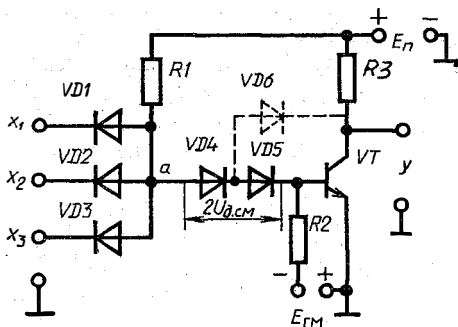


Рис. 10.11. Схема ЛЭ ЗИ — НЕ с простым инвертором (ДТЛ)

функционального элемента ДТЛ, выполняющего операцию И — НЕ.

Если хотя бы на один из входов x_1 , x_2 или x_3 поступает напряжение низкого уровня $U_{вх}^0$, принятое за 0, то подключенный к этому входу диод $VD1$, $VD2$ или $VD3$ открыт. Напряжение в точке a оказывается равным сумме напряжений на открытом диоде $U_{д.от}$ и на входе $U_{вх}^0$, т. е.

$$U_a^0 = U_{д.от} + U_{вх}^0.$$

Практически это напряжение составляет 1...1,2 В. При отсутствии диодов $VD4$ и $VD5$ данное напряжение прикладывается к базе транзистора VT и переводит его в открытое состояние. Включение между точкой a и базой транзистора диодов $VD4$ и $VD5$, называемых смещающими диодами, уменьшает напряжение базы на $2U_{д.см}$, где $U_{д.см} \approx (0,7...0,9)$ В — падение напряжения на диоде.

Поэтому результирующее напряжение базы при нулевом входном сигнале

$$U_B^0 = U_a^0 - 2U_{д.см}$$

оказывается отрицательным и транзистор VT закрыт. На выходе ЛЭ устанавливается высокий положительный потенциал, соответствующий логической единице.

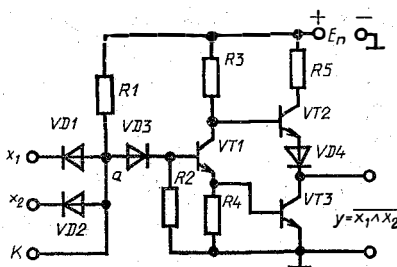
Если на все входы поступают напряжения высокого уровня, соответствующие логической единице, то диоды $VD1 - VD3$ закрыты. Весь ток, протекающий от источника E_n через резистор $R1$, поступает через смещающие диоды $VD4$ и $VD5$ в базу транзистора. Сопротивление резистора $R1$ выбрано таким, что транзистор открывается, переходит в режим насыщения и на его коллекторе (выходе ЛЭ) устанавливается низкий потенциал, соответствующий логическому нулю.

Таким образом, в данном ЛЭ реализуется логическая операция И — НЕ на три входа. Для увеличения быстродействия рассмотренный ЛЭ может быть дополнен диодом $VD6$, который существенно уменьшает степень насыщения транзистора.

В некоторых схемах И — НЕ ДТЛ источник $E_{см}$ отсутствует, а резистор $R2$ нижним (по схеме) выводом подключается к эмиттеру транзистора. В этом случае при поступлении хотя бы на один вход напряжения низкого уровня напряжение на его базе имеет не отрицательное, а небольшое положительное значение. Поэтому транзистор находится не в режиме отсечки, а в активном режиме при малом токе базы и коллектора.

Недостатком рассмотренного ЛЭ является большое выходное сопротивление в закрытом состоянии транзистора и как следствие этого — малая нагрузочная способность. Для повышения нагрузочной способности вместо простого инвертора применяют сложный.

Сложный инвертор (рис. 10.12) состоит из парафазного каскада, выполненного на транзисторе $VT1$, и двухтактного выходного каскада на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Если на входы x_1 и x_2 поступают напряжения высокого уровня (логические единицы), то диоды $VD1$ и $VD2$ закрыты. Под действием тока базы, протекающего от источника питания через элементы $R1$ и $VD3$, транзистор $VT1$ открывается. На резисторе $R4$ ток эмиттера $VT1$ создает положительное напряжение, которое поступает на базу транзистора $VT3$. Транзистор $VT3$ открывается и переходит в режим насыщения. На выходе ЛЭ формируется



напряжение низкого уровня (логический нуль). Выходное сопротивление ЛЭ,

Рис. 10.12. Схема ЛЭ 2И — НЕ со сложным инвертором (ДТЛ-2) и возможностью расширения числа входов

определяемое внутренним сопротивлением насыщенного транзистора $VT3$, мало.

При поступлении хотя бы на один из входов x_1 и x_2 напряжения низкого уровня потенциал точки a мал. Ток базы транзистора $VT1$ также мал, и транзистор работает в режиме, близком к режиму отсечки. Примерно в таком же режиме находится и транзистор $VT3$, так как на его базу подается малое положительное напряжение с $R4$.

Напряжение высокого уровня с коллектора $VT1$ поступает на базу транзистора $VT2$, и он открывается. Ток, протекающий через $R5$, $VT2$, $VD4$ и нагрузку, подключенную к выходу ЛЭ, формирует на ней напряжение высокого уровня, соответствующее логической единице.

Диод $VD4$ повышает помехоустойчивость ЛЭ. Напряжение, создаваемое на $VD4$ током эмиттера транзистора $VT2$, находящегося в «призакрытом» состоянии, повышает потенциал эмиттера транзистора $VT2$, и для его отпирания на базу требуется подавать напряжение более высокого уровня. Таким образом, слабая помеха состояние ЛЭ не изменяет.

Вход K служит для расширения входов схемы И. К нему можно подключить дополнительную цепочку диодов.

Элементы ДТЛ, выпускаемые промышленностью, используются для комплектации серийной РЭА. В новых разработках они не применяются.

Логические элементы ТТЛ. Транзисторно-транзисторными называются такие логические элементы, во входной цепи которых используется многоэмиттерный транзистор (МЭТ). По принципу построения и работе схемы ТТЛ близки к схемам ДТЛ. Эмиттерные переходы МЭТ выполняют функцию входных диодов, а коллекторный переход — роль смещающего диода. Элементы ТТЛ компактнее, чем элементы ДТЛ, что повышает степень интеграции микросхем ТТЛ. Интегральные схемы на осно-

ве ТТЛ по сравнению с микросхемами ДТЛ имеют более высокие быстродействие, помехозащищенность и надежность, большую нагрузочную способность и меньшую потребляемую мощность.

На рис. 10.13, а показана схема ЗИ — НЕ ЛЭ ТТЛ с простым инвертором. Если на все входы МЭТ поданы напряжения $U_{\text{вх}}^1$, соответствующие уровню 1, то все эмиттерные переходы МЭТ $VT1$ смещены в обратном направлении, а коллекторный — в прямом. Коллекторный ток МЭТ протекает через базу транзистора $VT2$, который открывается и переходит в режим насыщения. На выходе ЛЭ устанавливается напряжение низкого уровня $U_{\text{вых}}^0$.

Если хотя бы на один вход МЭТ подано напряжение $U_{\text{вх}}^0$, соответствующее уровню 0, то соответствующий эмиттерный переход МЭТ смещается в прямом направлении. Эмиттерный ток этого перехода протекает через резистор $R1$, вследствие чего коллекторный ток МЭТ уменьшается и транзистор $VT2$ закрывается. На выходе ЛЭ устанавливается напряжение высокого уровня $U_{\text{вых}}^1$.

Для повышения быстродействия ЛЭ в него вводят нелинейную обратную связь, осуществляемую с помощью диода Шоттки (диод VD на рис. 10.13, а). Диод Шоттки

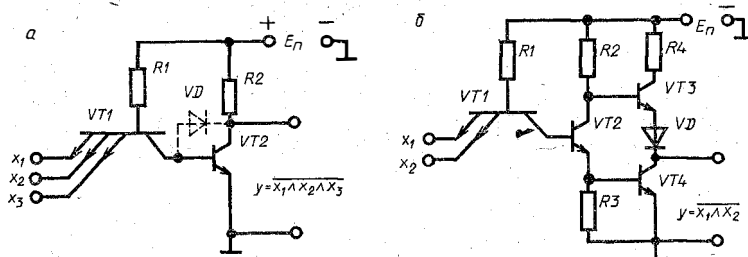


Рис. 10.13. Схемы логических И — НЕ ТТЛ с простым (а) и сложным (б) инверторами

VD с транзистором $VT2$ в интегральном исполнении составляет единую структуру, которую иногда называют транзистором Шоттки.

На рис. 10.13, б показана схема логического элемента 2И — НЕ ТТЛ со сложным инвертором. Работа такого инвертора была рассмотрена раньше.

Особенностью сложного инвертора является инерционность процесса переключения транзисторов $VT2$, $VT3$ и $VT4$. Поэтому быстродействие сложного инвертора хуже, чем простого. Для повышения быстродействия слож-

ного инвертора в него вводят дополнительный транзистор, который подключается параллельно эмиттерному переходу $VT4$.

В настоящее время выпускается несколько разновидностей серий микросхем с элементами ТТЛ: стандартные (серии 133; К155), высокого быстродействия (серии 130; К131), микромощные (серия 134), с диодами Шоттки (серии 530; К531) и микромощная с диодами Шоттки (серия К555). Они имеют большой процент выхода, низкую стоимость, обладают широким функциональным набором и удобны для практического использования.

Логические элементы ЭСЛ. Элементную базу эмиттерно-связанной логики составляют устройства на переключателях тока.

Простейшая схема переключателя тока показана на рис. 10.14, а. Суммарный ток транзисторов $VT1$ и $VT2$ за-

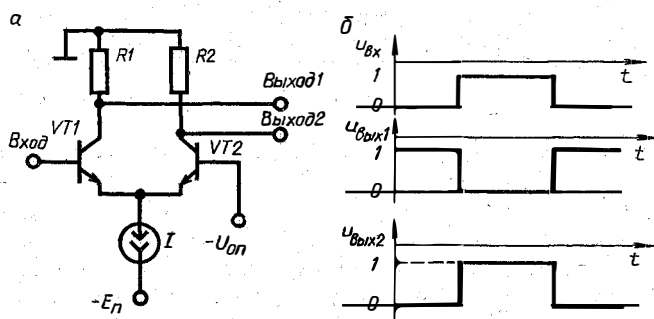
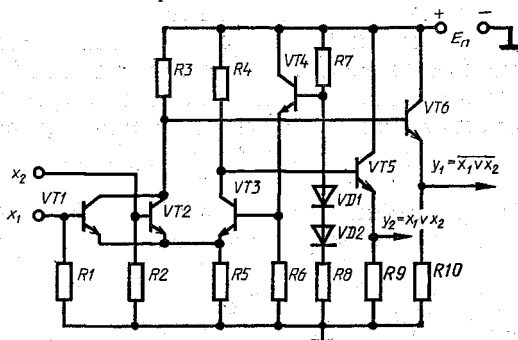


Рис. 10.14. Упрощенная схема переключателя тока (а) и графики напряжений (б), поясняющие его работу

дается генератором тока I , включенным в цепь эмиттеров транзисторов. Если на вход (базу $VT1$) поступает напряжение низкого уровня $U_{вх}^0$ (логический 0), то транзистор $VT1$ закрыт и весь ток I протекает через транзистор $VT2$, на базу которого подается опорное напряжение $U_{оп}$, превышающее нижний уровень напряжения базы $VT1$.

На коллекторе закрытого транзистора $VT1$ образуется напряжение высокого уровня (логическая 1), а на коллекторе открытого транзистора $VT2$ — напряжение низкого уровня (логический 0), как показано на рис. 10.14, б. Если $u_{вх} = U_{вх}^1$, то транзистор $VT1$ откроется. Так как $|U_{оп}| < |U_{вх}^0|$, то транзистор $VT2$ окажется закрытым и весь ток I будет протекать через транзистор $VT1$. На

Принципиальная схема базового логического элемента ЭСЛ показана на рис. 10.15. Этот ЛЭ одновременно



выполняет две логические операции: ИЛИ — НЕ по вы-
ходу 1 и ИЛИ по выходу 2.

На транзисторах $VT1$, $VT2$ и $VT3$ выполнен токовый переключатель, обеспечивающий получение логических функций ИЛИ — НЕ (на коллекторе $VT2$) и ИЛИ (на коллекторе $VT3$). В качестве генератора тока используется высокоомный резистор $R5$, включенный в объединенную эмиттерную цепь транзисторов $VT1$, $VT2$ и $VT3$. Источник опорного напряжения выполнен на транзисторе $VT4$ и диодах $VD1$ и $VD2$. Опорное напряжение, уровень которого находится примерно посередине между уровнями, соответствующими 0 и 1, подается на базу транзистора $VT3$, поэтому транзистор $VT3$ будет закрыт, если хотя бы на один из входов подано напряжение более высокого уровня (логическая 1) и открыт, если на всех входах имеется напряжение низкого уровня (логический 0). Логическая информация с коллекторов $VT2$ и $VT3$ поступает на базы выходных эмиттерных повторителей, выполненных на транзисторах $VT5$ и $VT6$. Эмиттерные повторители служат для увеличения нагрузочной способности ЛЭ и смещения уровней выходных напряжений для совместимости ЛЭ данной серии по входу и выходу.

Представителями ЛЭ ЭСЛ являются интегральные микросхемы 500-й серии.

Достоинством ЛЭ ЭСЛ является хорошо отлаженная технология их производства, обеспечивающая достаточно высокий процент выхода годных микросхем и их сравнительно низкую стоимость. Элементы ЭСЛ имеют более высокое быстродействие по сравнению с ЛЭ ТТЛ. Благодаря этому они получили широкое распространение в быстродействующей и высокопроизводительной вычислительной технике. Дифференциальные каскады ЛЭ ЭСЛ обеспечивают высокую помехоустойчивость, стабильность динамических параметров при изменении температуры и напряжения источников питания, постоянное, не зависящее от частоты переключения потребление тока.

Недостатком ЛЭ ЭСЛ является высокая потребляемая мощность.

Логические элементы И²Л. ЛЭ И²Л выполняются в виде цепочки транзисторов с инжекционным питанием (рис. 10.16, а). Отличительной особенностью таких тран-

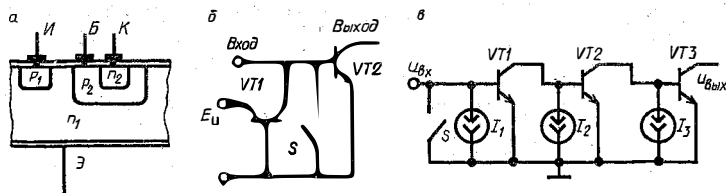


Рис. 10.16. Структура (а) и принципиальные схемы (б, в) инверторов с инжекционным питанием

зисторов по сравнению с БТ является наличие дополнительного электрода — инжектора И, образованного областью p_1 . В этой структуре можно выделить два транзистора: горизонтальный токозадающий ($p_1 - n_1 - p_2$) и вертикальный переключающий ($n_2 - p_2 - n_1$), соединенные так, как показано на рис. 10.16, б. Роль электронного ключа S обычно выполняет структура БТ, включенного с ОЭ и работающего в ключевом режиме.

Смещение инжекторного перехода в прямом направлении достигается подачей на инжектор p -типа положительного напряжения, равного 1...1,5 В. С помощью электронного ключа S база транзистора $VT2$ может подключаться к эмиттеру этого транзистора или к генератору тока (коллектору $T1$). Если ключ разомкнут (при этом входное напряжение имеет высокий уровень), то почти весь ток генератора поступает в базу транзистора $VT2$. Транзистор открыт и насыщен, и его выходное напряже-

ние составляет единицы или десятки милливольт (при условии, что к коллектору подключена нагрузка). При замкнутом ключе S почти весь ток генератора тока течет через ключ и лишь незначительная его часть поступает в базу транзистора $VT2$. Транзистор находится в активном режиме вблизи области отсечки. Напряжение коллектора транзистора в этом режиме соответствует высокому уровню — примерно 0,8 В.

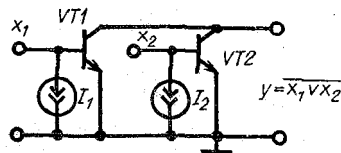
Таким образом, транзистор с инжекционным питанием можно рассматривать как инвертор или ЛЭ, выполняющий операцию НЕ.

Рассмотрим работу цепочки инверторов на транзисторах с инжекционным питанием (рис. 10.16, ε).

При поступлении на вход напряжения высокого уровня, соответствующего логической 1 (ключ S разомкнут), ток I_1 генератора тока поступает в базу транзистора $VT1$ и переводит его в режим насыщения. Ввиду малого выходного сопротивления насыщенного транзистора $VT1$ ток I_2 второго генератора тока протекает через транзистор $VT1$ и лишь незначительная его часть — через базу транзистора $VT2$. Транзистор $VT2$ закрыт, его выходное сопротивление будет велико, и ток I_3 третьего генератора тока поступит в базу транзистора $VT3$, переводя его в режим насыщения. На выходе транзистора $VT3$ установится напряжение низкого уровня, соответствующее логическому 0.

На рис. 10.17 показана схема ЛЭ ИЛИ — НЕ на два входа. При поступлении логических нулей на оба входа транзисторы $VT1$ и $VT2$ закрыты и на выходе образуется логическая 1. Если хотя бы на один из входов поступает логическая 1, то соответствующий транзистор открыт и насыщен и на выходе, являющемся объединением всех коллекторов, устанавливается логический 0.

Рис. 10.17. Упрощенная схема ЛЭ 2ИЛИ — НЕ инжекционной логики



Достоинствами ЛЭ И²Л являются высокая степень интеграции, большое быстродействие, способность работать при очень малых токах (единицы наноампер) и малых значениях питающих напряжений.

10.5. БАЗОВЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА МДП- И КМДП-СТРУКТУРАХ

Из полевых транзисторов при создании ЛЭ наибольшее распространение получили МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Это объясняется более высокой помехозащищенностью таких ЛЭ по сравнению с ЛЭ на полевых транзисторах других типов и использованием для питания и управления напряжений одинаковой полярности, что облегчает задачу последовательного соединения элементов. Технология МДП-транзисторов более простая, а занимаемая ими площадь в кристалле меньше, чем у биполярных транзисторов. Это позволяет создавать на основе МДП-транзисторов интегральные схемы среднего и большого уровня интеграции со сравнительно большим процентом выхода годных микросхем.

Если логические интегральные элементы построены на МДП-транзисторах (МДП-ТЛ) с каналом p -типа, то для их работы используются источники отрицательного напряжения. Состоянию логической 1 соответствует высокий отрицательный уровень напряжения, а состоянию логического 0 — уровень напряжения, близкий к нулю. Следовательно, функционирование таких ЛЭ описывается отрицательной логикой. Работа ЛЭ на МДП-транзисторах с каналом n -типа описывается положительной логикой. Такие ЛЭ имеют более высокое быстродействие и по своим логическим уровням совместимы с элементами ТТЛ. Этим объясняется их более широкое применение по сравнению с ЛЭ на МДП-транзисторах с каналом p -типа.

Базовым элементом логических ИМС на МДП-транзисторах является инвертор (элемент НЕ). На рис. 10.18

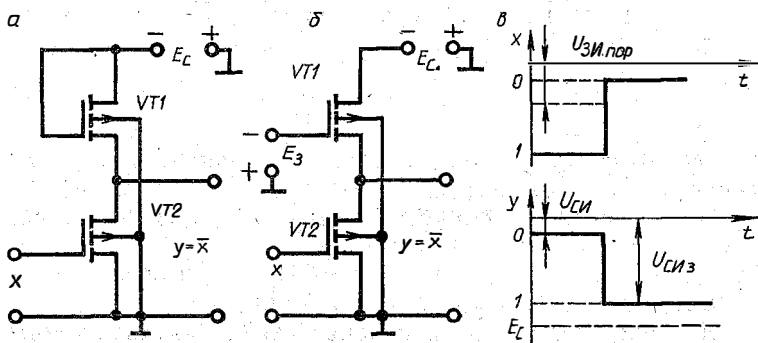


Рис. 10.18. Схемы инверторов на МДП-транзисторах (а, б) и графики входных и выходных напряжений (в)

показаны схемы инверторов на МДП-транзисторах с каналом p -типа с одним (а) и двумя (б) источниками питания.

Транзисторы $VT1$ обеих схем имеют более узкие и длинные каналы по сравнению с транзисторами $VT2$. Поэтому если оба транзистора $VT1$ и $VT2$ открыты, то $R_{к1} \gg R_{к2}$. Если $x = 1$, т. е. $|U_{вх}| > |U_{зи пор}|$, то транзисторы $VT2$ оказываются открытыми. Так как при этом $R_{к1} \gg R_{к2}$, то напряжение на выходе близко к нулю (рис. 10.18, в).

Если $x = 0$, т. е. $|u_{вх}| < |U_{зи пор}|$, то транзисторы $VT2$ закрываются, а транзисторы $VT1$ находятся на грани запертия. При этом $R_{к1} \ll R_{к2}$ и на выходе устанавливается напряжение с низким отрицательным уровнем, соответствующим логической 1.

Включение в цепь затвора транзистора $VT1$ дополнительного источника напряжения $|E_3| > |E_c|$ повышает помехоустойчивость ЛЭ.

Для получения ЛЭ ИЛИ — НЕ на МДП-транзисторах параллельно транзисторам $VT2$ подключают требуемое количество однотипных транзисторов. Число параллельно включенных транзисторов определяет число входов (рис. 10.19, а). В ЛЭ И — НЕ дополнительные транзисто-

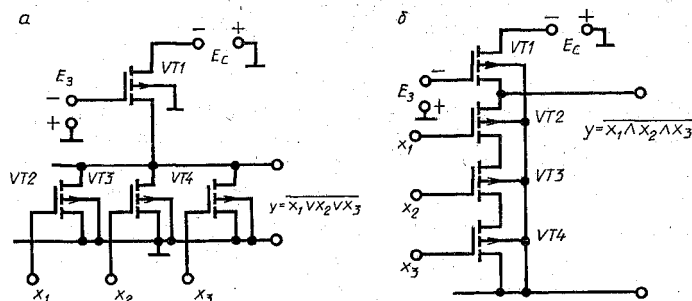


Рис. 10.19. Схемы трехвходовых логических элементов ИЛИ — НЕ (а) и И — НЕ (б) на МДП-транзисторах

ры включаются последовательно с транзистором $VT2$ (рис. 10.19, б).

Для повышения быстродействия и снижения потребляемой мощности ЛЭ строятся на комплементарных МДП-транзисторах (элементы КМДП-ТЛ), имеющих различные типы электропроводности каналов.

На рис. 10.20, а показана схема двухвходового ЛЭ ИЛИ — НЕ, выполненного на комплементарных МДП-транзисторах. Параллельно соединенные транзи-

сторы $VT3$ и $VT4$ с каналом n -типа являются управляющими, а транзисторы $VT1$ и $VT2$ с каналом p -типа — нагрузочными. Управляющие транзисторы образуют нижнее, а нагрузочные — верхнее плечо делителя, с которого снимается выходное напряжение.

Если на входах x_1 и x_2 напряжение низкого уровня: $u_{вх} = U_{вх}^0 < U_{зи\text{ пор}}$, то транзисторы $VT3$ и $VT4$ закрыты. Исток транзистора $VT1$ с каналом p -типа подключен к плюсу источника E_c , поэтому напряжение его затвора $U_{зи\text{ } VT1} < 0$ и превышает по абсолютному значению пороговое напряжение. Транзистор $VT1$ открыт, сопротивление его канала мало и напряжение истока транзистора $VT2$ близко к напряжению $+E_c$. Следовательно, транзистор $VT2$ также открыт, и сопротивление верхнего плеча оказывается значительно меньше, чем сопротивление нижнего плеча. На выходе устанавливается напряжение высокого уровня, близкое к напряжению источника питания.

Если хотя бы на один вход x_1 или x_2 поступает напряжение высокого уровня, то соответствующий транзистор нижнего плеча открывается, а верхнего плеча — закрывается. На выходе образуется напряжение низкого уровня, близкое к нулю.

В логических элементах И — НЕ КМДП-ТЛ (рис. 10.20, б) управляющие МДП-транзисторы с каналом

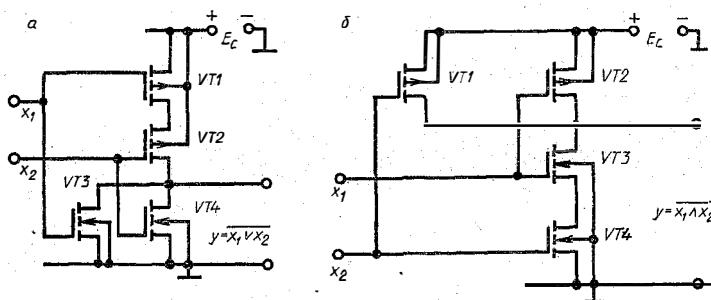


Рис. 10.20. Схемы логических элементов ИЛИ — НЕ (а) и И — НЕ (б) на КМДП-транзисторах

n -типа $VT3$ и $VT4$ включены последовательно, а нагрузочные с каналами p -типа — параллельно. Сопротивление нижнего плеча будет мало в том случае, если открыты оба транзистора $VT3$ и $VT4$, т. е. когда на входах x_1 и x_2 действуют напряжения, соответствующие логическим единицам. При этом $U_{вых} \approx 0$ и соответствует логическому

нулю. Если на одном из входов будет напряжение низкого уровня, то один из транзисторов $VT1$ или $VT2$ открыт, а один из транзисторов $VT3$ или $VT4$ закрыт. При этом сопротивление верхнего плеча значительно меньше, чем сопротивление нижнего плеча, и уровень выходного напряжения соответствует логической единице.

Логические элементы КМДП-ТЛ отличаются малым потреблением мощности (десятки нановатт), достаточно высоким быстродействием (до 10 МГц и более), высокими помехоустойчивостью и коэффициентом использования напряжения источника питания ($U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 \approx E_c$). Их недостатком является большая сложность изготовления по сравнению с ЛЭ МДП-ТЛ.

Контрольные вопросы и задания

1. Запишите таблицы состояний логических операций НЕ, И, ИЛИ, И — НЕ, ИЛИ — НЕ, ЗАПРЕТ.
2. Поясните принцип работы последовательного диодного ключа.
3. Изобразите схему ключа на БТ. Каким образом осуществляется управление работой такого ключа?
4. Почему при включении между базой и коллектором БТ диода Шоттки быстродействие транзисторного ключа увеличивается?
5. В чем преимущества ключей на ПТ в сравнении с ключами на БТ?
6. Назовите основные параметры логических элементов.
7. Поясните работу ЛЭ, показанных на рис. 10.11 и рис. 10.12.
8. Поясните выполнение логических операций ИЛИ и ИЛИ — НЕ в ЛЭ, изображенных на рис. 10.15.
9. Поясните выполнение логической операции ИЛИ — НЕ в ЛЭ, изображенном на рис. 10.17.
10. Поясните работу ЛЭ, изображенных на рис. 10.19. Какие логические операции выполняются этими элементами?

Глава 11. ФОРМИРОВАТЕЛИ И ГЕНЕРАТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ

11.1. ВИДЫ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ И ИХ ОСОБЕННОСТИ

В § 9.3 рассмотрены процессы формирования импульсов линейными RC -цепями: дифференцирующей и интегрирующей. Однако параметры полученных при этом импульсов (длительность, амплитуда, крутизна фронта и среза) часто не удовлетворяют практическим требованиям. Кроме того, на входы таких цепей необходимо подавать импульсы с вполне определенными параметрами.

Задача формирования электрических импульсов и дру-

гих видов сигналов решается с помощью специальных формирователей или генераторов, относящихся к классу нелинейных устройств.

Для создания электрических импульсов служат импульсные генераторы. Они широко применяются в радиолокации, радиосвязи, телевидении, вычислительной технике и т. д. Длительность генерируемых импульсов может составлять от единиц наносекунд до сотен миллисекунд при скважности от двух до десятков и сотен тысяч. По способу возбуждения различают импульсные генераторы с самовозбуждением (автоколебательные), внешним, или посторонним возбуждением и генераторы, работающие в ждущем, или заторможенном режиме.

Ждущие импульсные генераторы отличаются от импульсных генераторов с внешним возбуждением тем, что параметры импульсов, генерируемых ждущими генераторами, практически не зависят от формы внешних (запускающих) импульсов.

Для выполнения условия самовозбуждения в генераторе создается цепь положительной обратной связи. Для обеспечения работы в ждущем режиме применяются специальные схемотехнические меры, вследствие чего цепь ПОС начинает действовать только после подачи на вход генератора запускающего импульса.

Отличительной особенностью большинства генераторов импульсов является наличие двух устойчивых состояний равновесия. Переход из одного устойчивого состояния в другое осуществляется не плавно, а скачкообразно и имеет лавинообразный характер в начальной стадии. Такой процесс называется регенеративным, а устройства, работа которых основана на использовании этого процесса, — регенеративными. Регенеративные устройства позволяют генерировать прямоугольные импульсы с высокой крутизной фронта и среза и формировать перепады напряжений и токов.

Все регенеративные генераторы можно подразделить на две группы:

спусковые устройства, или триггеры, которые не содержат реактивных элементов; и переход из одного устойчивого состояния в другое происходит под воздействием управляющего напряжения;

релаксационные генераторы импульсов, содержащие не менее одного реактивного элемента (обычно конденсатор), выполняющего роль накопителя энергии. В таких генераторах регенеративные (лавинообразные) процессы

чередуются с релаксационными, т. е. относительно медленными изменениями энергии накопителя. Разновидностями релаксационных регенеративных генераторов импульсов являются мультивибраторы, одновибраторы, блокинг-генераторы, фантастронные генераторы.

В настоящее время получили широкое распространение генераторы импульсов на ИМС — операционных усилителях и логических элементах, что обусловлено простотой осуществления в этих ИМС положительной обратной связи.

11.2. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Мультивибраторы применяются для генерирования прямоугольных импульсов в тех случаях, когда нет жестких требований к их длительности и частоте повторения.

Мультивибраторы на дискретных элементах. Схема простейшего автоколебательного мультивибратора на транзисторах приведена на рис. 11.1, а. Он представляет

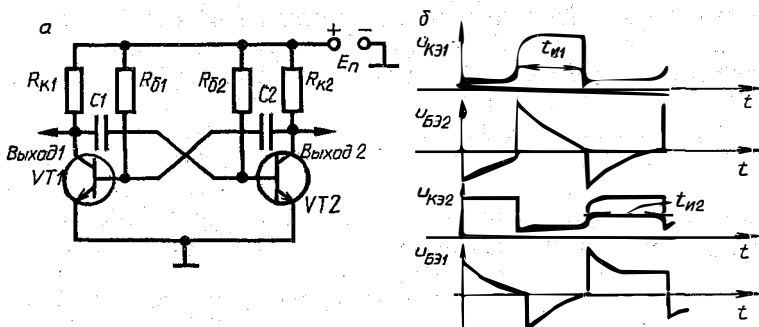


Рис. 11.1. Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (а) и графики напряжений на электродах транзисторов (б)

собой двухкаскадный усилитель с положительной ОС, замкнутый в кольцевую схему: выход первого усилителя соединен со входом второго, а выход второго — со входом первого. Если $R_{K1} = R_{K2}$, $R_{\delta 1} = R_{\delta 2}$ и $C1 = C2$, то мультивибратор называют симметричным.

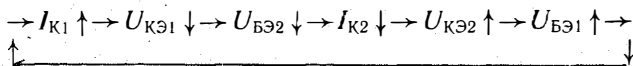
При подключении источника питания токи проходят через оба транзистора VT1 и VT2. Одновременно начинается зарядка конденсаторов $C1$ и $C2$. Напряжения на конденсаторах u_{C1} и u_{C2} нарастают по экспоненциальному закону.

По мере увеличения коллекторных токов транзисторов

повышаются и коэффициенты усиления плеч (т. е. первого и второго усилительных каскадов) мультивибратора. Пока $\beta K < 1$ (β — коэффициент передачи цепи положительной ОС; K — коэффициент усиления), происходит увеличение коллекторных токов обоих транзисторов и увеличение напряжений u_{C1} и u_{C2} . Мультивибратор работает как двухкаскадный усилитель с положительной ОС.

Вследствие даже незначительной асимметрии плеч мультивибратора, вызванной разбросом параметров транзисторов, резисторов и конденсаторов, коллекторный ток одного транзистора окажется больше по сравнению с коллекторным током другого транзистора. При $\beta K > 1$ это приведет к возникновению регенеративного процесса. Действительно, пусть коллекторный ток I_{K1} транзистора $VT1$ будет больше коллекторного тока I_{K2} транзистора $VT2$. Это вызовет уменьшение коллекторного напряжения транзистора $VT1$, которое передается через конденсатор $C1$ на базу транзистора $VT2$ и приводит к уменьшению коллекторного тока I_{K2} этого транзистора. Уменьшение тока I_{K2} сопровождается увеличением коллекторного напряжения транзистора $VT2$, которое через конденсатор $C2$ передается на базу транзистора $VT1$ и приводит к еще большему увеличению коллекторного тока I_{K1} , уменьшению коллекторного напряжения транзистора $VT1$ и т. д.

Рассмотренный процесс можно более кратко представить в виде такой символической записи:



Процесс увеличения коллекторного тока I_{K1} и уменьшения коллекторного тока I_{K2} вследствие действия положительной ОС носит лавинообразный характер и заканчивается переходом транзистора $VT1$ в режим насыщения, а транзистора $VT2$ — в режим отсечки.

При открытом и насыщенном транзисторе $VT1$ конденсатор $C1$ оказывается подключенным через малое сопротивление $r_{КЭ1}$ между базой и эмиттером транзистора $VT2$. При этом отрицательное напряжение $u_{БЭ2} = -u_{C1}$ поддерживает транзистор $VT2$ в закрытом состоянии. В таком состоянии, которое называется временно устойчивым или квазиравновесным, мультивибратор будет находиться в течение времени, определяемого перезарядкой конденсатора $C1$ по цепи:

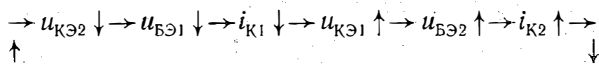
$+E_n \rightarrow R_{\bullet 2} \rightarrow C1 \rightarrow \text{коллектор} - \text{эмиттер } VT1 \rightarrow -E_n.$

В это же время происходит зарядка конденсатора $C2$ по цепи:

$+E_n \rightarrow R_{\kappa 2} \rightarrow C2 \rightarrow \text{база} - \text{эмиттер } VT1 \rightarrow -E_n.$

Обычно элементы R_{κ} и $R_{\bullet}$ выбирают так, чтобы процесс зарядки конденсатора протекал быстрее, чем процесс их перезарядки. Поэтому конденсатор $C2$ успеет зарядиться до значения коллекторного напряжения закрытого транзистора $VT2$, которое примерно равно $+E_n$. После окончания зарядки $C2$ транзистор $VT1$ будет удерживаться в режиме насыщения за счет протекания тока базы $I_{B1} = I_{B \text{ нас}} = E_n / R_{\bullet 1}$.

По мере перезарядки конденсатора $C1$ напряжение u_{C1} увеличивается и в некоторый момент достигает нулевого значения. С этого момента транзистор $VT2$ начнет открываться, его коллекторное напряжение $u_{KЭ2}$ уменьшается и в мультивибраторе замыкается цепь ПОС, вызывающая лавинообразный процесс изменений токов и напряжений:



Этот процесс заканчивается запирианием транзистора $VT1$ и переходом в режим насыщения транзистора $VT2$.

Мультивибратор переходит во второе квазистойчивое состояние равновесия, в котором начинается зарядка конденсатора $C1$ по цепи:

$+E_n \rightarrow R_{\kappa 1} \rightarrow C2 \rightarrow \text{база} - \text{эмиттер } VT2 \rightarrow -E_n$

и перезарядка конденсатора $C2$ по цепи:

$+E_n \rightarrow R_{\bullet 1} \rightarrow C2 \rightarrow \text{коллектор} - \text{эмиттер } VT2 \rightarrow -E_n.$

Транзистор $VT1$ будет поддерживаться в закрытом состоянии напряжением u_{C2} , которое подключается через малое сопротивление $r_{KЭ2}$ между его базой и эмиттером минусом к базе. Такое квазистойчивое состояние будет сохраняться до тех пор, пока напряжение u_{C2} не достигнет нулевого значения. С этого момента начнет развиваться новый лавинообразный процесс изменений токов и напряжений, который приведет к отпирианию транзистора $VT1$ и запирианию $VT2$.

Графики изменений коллекторных и базовых напряжений мультивибратора показаны на рис. 11.1, б.

Время закрытого состояния транзистора $VT1$ или длительность положительного импульса, снимаемого с выхода 1, определяется перезарядкой конденсатора $C2$ и рассчитывается по приближенной формуле:

$$t_{н1} \approx C2R_{61} \ln 2 \approx 0,7 C2R_{61}. \quad (11.1)$$

Аналогично

$$t_{н2} \approx C1R_{62} \ln 2 \approx 0,7 C1R_{62}. \quad (11.2)$$

Период повторения

$$T = t_{н1} + t_{н2} = 0,7(C1R_{62} + C2R_{61}). \quad (11.3)$$

В симметричном мультивибраторе при $C1 = C2 = C$ и $R_{61} = R_{62} = R_6$:

$$t_{н1} = t_{н2} = 0,7CR_6; \quad T \approx 1,4 CR_6.$$

Мультивибратор, схема которого показана на рис. 11.1, а, называют мультивибратором с коллекторно-базовыми связями и положительной базой. Если резисторы R_{61} и R_{62} включить между базами транзисторов и отрицательным полюсом источника E_n , то получится мультивибратор с коллекторно-базовыми связями и нулевой базой. Он обладает меньшей стабильностью длительности и периода повторения импульсов.

Для улучшения формы импульсов в мультивибратор вводят фиксирующие (рис. 11.2, а) или отсекающие (рис. 11.2, б) диоды. В мультивибраторе с фиксиру-

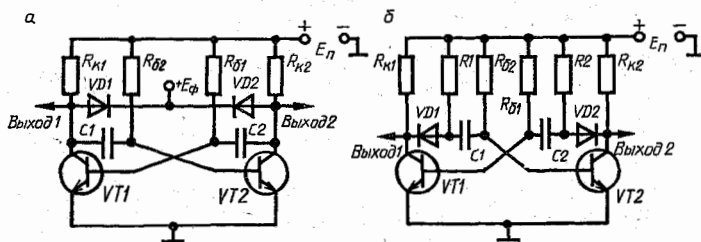


Рис. 11.2. Схемы мультивибраторов с коллекторно-базовыми связями с фиксирующими (а) и отсекающими (б) диодами

щими диодами коллекторное напряжение увеличивается не до уровня E_n , а до уровня $E_\phi < E_n$. При $U_{кз} = E_\phi$ соответствующий диод открывается и коллекторное напряжение фиксируется на этом уровне. Этим достигается уменьшение длительности фронта выходных импульсов.

Отсекающие диоды отключают закрывшийся транзистор от цепи зарядки конденсатора $C1$ или $C2$. Поэтому коллекторное напряжение оказывается не зависящим от напряжения на подключенном к нему конденсаторе, что приводит к увеличению крутизны фронта и среза импульсов.

Мультивибраторы на ИМС. Мультивибраторы, в которых используется рассмотренный принцип работы, выпускаются и в интегральном исполнении (например, К119ГГ1, КР119ГГ1). Недостатком интегральных мультивибраторов является потребность в конденсаторах большой емкости, которые трудно изготавливать. Поэтому в таких мультивибраторах используются навесные конденсаторы, подключаемые к соответствующим выводам ИМС.

Каждое плечо мультивибратора можно рассматривать как транзисторный ключ или логический элемент И — НЕ. Это позволяет выполнять мультивибраторы на базе логических элементов.

Мультивибратор на двухвходовых ЛЭ И — НЕ (рис. 11.3) работает следующим образом.

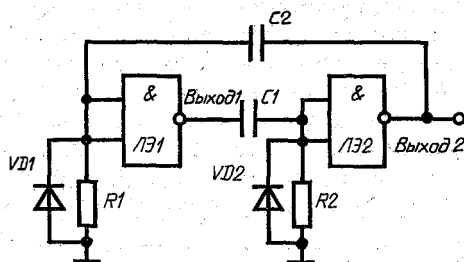


Рис. 11.3. Схема мультивибратора на логических элементах И — НЕ

Предположим, что ЛЭ1 закрыт, а ЛЭ2 открыт. Тогда на *выходе 1* высокий уровень напряжения (логическая единица) и конденсатор $C1$ заряжается через резистор $R2$. Напряжение u_{R2} , создаваемое на резисторе $R2$, поддерживает ЛЭ2 в открытом состоянии до тех пор, пока $u_{R2} > U_{\text{пор}}^1$. Пока идет зарядка конденсатора $C1$, конденсатор $C2$ успевает практически полностью разрядиться через выходное сопротивление $R_{\text{вых}}^0$ открытого ЛЭ2 и диод $VD1$.

Когда напряжение на резисторе $R2$ достигнет порогового, ЛЭ2 начнет закрываться. Увеличение напряжения на *выходе 2* через конденсатор $C2$ будет передано на вход ЛЭ1 и вызовет его отпирание. При этом произойдет уменьшение напряжения на *выходе 1*, которое через кон-

денсатор $C1$ будет передано на вход ЛЭ2 и приведет к дальнейшему уменьшению протекающего через него тока. Таким образом, замыкается петля положительной ОС и происходит «опрокидывание» (т. е. переход из одного квазиравновесного состояния в другое) мультивибратора. После опрокидывания ЛЭ1 окажется открытым, а ЛЭ2 — закрытым. Начнется зарядка конденсатора $C2$ и разрядка конденсатора $C1$.

На рис. 11.4, *а* приведена схема мультивибратора на ОУ. Рассмотрим его работу.

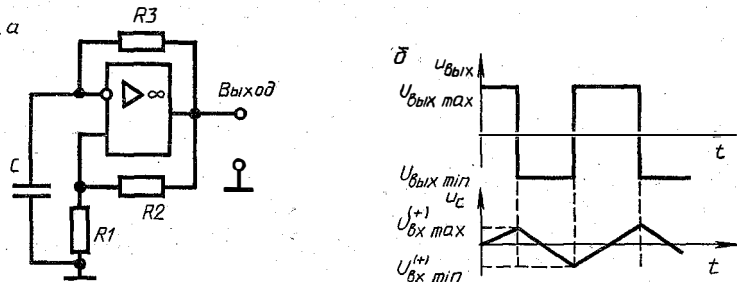


Рис. 11.4. Схема мультивибратора на ОУ (*а*) и графики изменений напряжений на конденсаторе и выходе мультивибратора (*б*)

В момент подключения мультивибратора к источникам питания $u_c = U_{\text{вх}}^{(-)} = 0$, а состояние ОУ является неопределенным. Предположим, что в этот момент $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$. Следовательно, на неинвертирующем входе ОУ действует положительное напряжение $U_{\text{вх max}}^{(+)} = U_{\text{вых max}} \cdot R1 / (R1 + R2)$, а конденсатор C заряжается через резистор $R3$. При увеличении напряжения на конденсаторе до значения, близкого к $U_{\text{вх max}}^{(+)}$, ОУ выходит из режима насыщения, вступает в действие положительная ОС и начинается лавинообразный процесс переключения («опрокидывания»), в результате которого на выходе ОУ устанавливается минимальный нижний уровень напряжения $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых min}}$, и напряжение на неинвертирующем входе принимает значение $U_{\text{вх min}}^{(+)} = U_{\text{вых min}} \cdot R1 / (R1 + R2)$. Конденсатор C начинает перезаряжаться через резистор $R3$. При уменьшении напряжения u_c до значения, близкого к $U_{\text{вх min}}^{(+)}$, происходит «обратное опрокидывание» и т. д.

Графики выходного напряжения и напряжения на конденсаторе, иллюстрирующие работу мультивибратора, показаны на рис. 11.4, *б*.

11.3. ОДНОВИБРАТОРЫ

Одновибраторы используются для получения прямоугольных импульсов напряжения большой длительности (от десятков микросекунд до сотен миллисекунд), в качестве устройств задержки, делителей частоты и для других целей.

Одновибратор обладает одним устойчивым состоянием, в котором может находиться сколь угодно долго, пока к нему не будет приложено внешнее напряжение, переводящее его в квазиустойчивое состояние. Переход из квазиустойчивого состояния в устойчивое осуществляется в одновибраторе самостоятельно.

Одновибраторы на дискретных элементах. Одновибратор можно получить из автоколебательного мультивибратора, если одно из его квазиустойчивых состояний превратить в устойчивое. На рис. 11.5, а показана схема

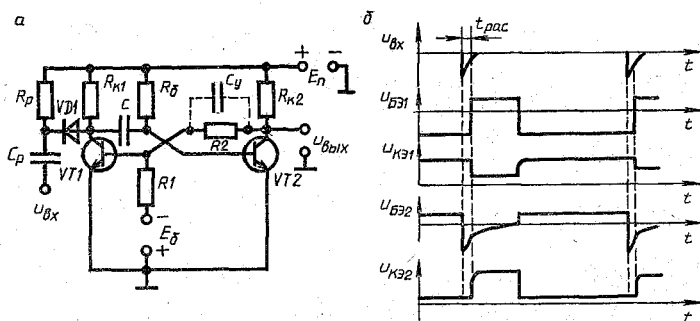


Рис. 11.5. Схема одновибратора на БТ с коллекторно-базовыми связями (а) и графики напряжений на электродах транзисторов (б)

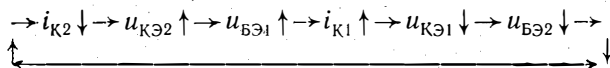
одновибратора с коллекторно-базовыми связями, а на рис. 11.5, б временные диаграммы напряжений, поясняющие его работу.

Резисторы R_1 , R_2 и R_{k2} выбираются такими, что напряжение между базой и эмиттером транзистора VT1 оказывается отрицательным. Поэтому в исходном состоянии этот транзистор закрыт. На базу транзистора VT2 через резистор R_2 подается положительное напряжение. Транзистор VT2 вследствие этого открыт и насыщен.

Входной отрицательный импульс через разделительную цепь $C_p R_p$ и отсекающий диод VD1 подается на базу транзистора VT2. Ввиду накопленных в базе зарядов неосновных носителей транзистор VT2 не может сразу закрыться,

и начинается процесс рассасывания неосновных носителей. Через время $t_{\text{рас}}$ транзистор $VT2$ окажется на границе режима насыщения и под действием отрицательного входного импульса, приложенного к базе $VT2$, коллекторный ток транзистора $VT2$ начнет уменьшаться, а коллекторное напряжение $u_{\text{кэ}2}$ — увеличиваться. Увеличение напряжения $u_{\text{кэ}2}$ через делитель $R2R1$ передается на базу транзистора $VT1$. Чтобы увеличить коэффициент передачи делителя, не нарушая исходного состояния, резистор $R2$ можно шунтировать конденсатором C небольшой емкости, который называется ускоряющим.

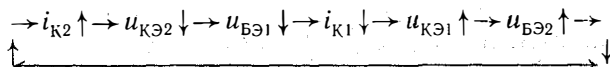
Под действием ПОС, приводящей к лавинообразному процессу изменений токов и напряжений транзисторов:



транзистор $VT2$ запирается, а транзистор $VT1$ отпирается и переходит в режим насыщения. Наступает квазиустойчивое состояние равновесия.

После отпирания транзистора $VT1$ конденсатор C оказывается включенным между базой и эмиттером транзистора $VT2$, причем $u_{\text{бэ}2} = -u_{\text{с}}$. Начинается перезарядка конденсатора C по цепи: $+E_{\text{п}} \rightarrow R_6 \rightarrow C \rightarrow VT1 \rightarrow -E_{\text{п}}$. Перезарядка сопровождается уменьшением отрицательного напряжения на конденсаторе и на базе транзистора $VT2$. При этом напряжение $u_{\text{кэ}1} \approx 0$, а $u_{\text{кэ}2} \approx E_{\text{п}} - (E_{\text{п}} + E_6)R_{\text{к}2}/(R1 + R2 + R_{\text{к}2})$.

Как только напряжение на конденсаторе достигнет нулевого уровня, рабочая точка, характеризующая режим транзистора $VT2$, окажется на границе с активной областью. При дальнейшем увеличении напряжения $u_{\text{с}}$ рабочая точка перейдет в активную область и замкнется цепь положительной ОС:



Транзистор $VT1$ закроется, а $VT2$ откроется и будет находиться в режиме насыщения. Начнется зарядка конденсатора C по цепи: $+E_{\text{п}} \rightarrow R_{\text{к}1} \rightarrow C \rightarrow VT2 \rightarrow -E_{\text{п}}$. После зарядки конденсатора C мультивибратор будет находиться в устойчивом состоянии до прихода следующего входного (запускающего) импульса, т. е. в режиме ожидания. Поэтому мультивибратор часто называют ждущим мультивибратором.

Длительность формируемого одновибратором импульса определяется постоянной времени цепи перезарядки конденсатора C и может быть приближенно определена по формуле

$$t_{\text{и}} \approx 0,7 R_6 C. \quad (11.4)$$

Недостатком рассмотренного одновибратора является использование в нем двух источников $E_{\text{п}}$ и E_6 . Поэтому чаще применяется одновибратор с эмиттерной связью (рис. 11.6), в котором имеется только один источник

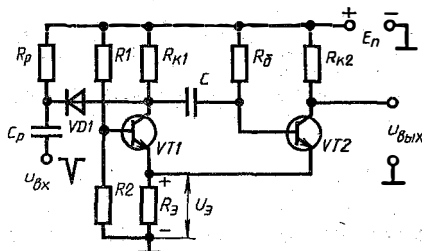


Рис. 11.6. Схема одновибратора на БТ с эмиттерной связью

питания $E_{\text{п}}$. Роль источника E_6 , обеспечивающего запитывание транзистора $VT1$ в исходном состоянии, выполняет напряжение U_3 на резисторе R_3 , создаваемое эмиттерным током открытого и насыщенного транзистора $VT2$. Ток базы насыщенного транзистора $VT2$ определяется сопротивлением резистора R_6 , а ток коллектора — сопротивлением резистора R_{k2} . Сопротивления резисторов $R1$, $R2$ и R_3 рассчитываются таким образом, чтобы в исходном состоянии напряжение $u_{\text{БЭ}}$ транзистора $VT1$ было отрицательным, т. е.

$$u_{\text{БЭ1}} = E_{\text{п}} R_2 / (R_1 + R_2) - U_3 < 0, \quad (11.5)$$

где $U_3 = I_{\text{Э2 нас}} R_3$; $I_{\text{Э2 нас}}$ — эмиттерный ток транзистора $VT2$ в режиме насыщения.

Одновибраторы на логических элементах. На рис. 11.7, а представлена схема одновибратора на логических элементах И — НЕ.

В исходном состоянии на входе ЛЭ1 действует напряжение высокого уровня — логическая единица. Напряжение на входах ЛЭ2 равно напряжению на резисторе R , которое создается на нем входным током ЛЭ2. Так как $I_{\text{вх}} R < u_{\text{пор}}^0$, то можно считать, что на входах ЛЭ2 имеется логический ноль, а на выходе — логическая единица, ко-

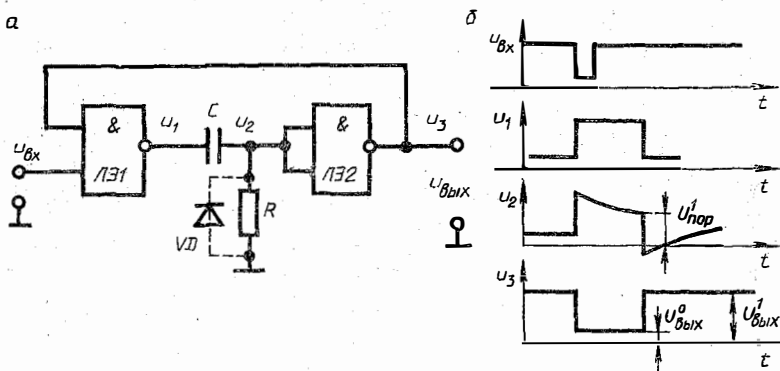
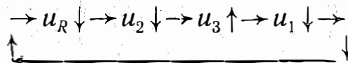


Рис. 11.7. Схема одновибратора на логических элементах (а) и графики изменений напряжений на входах и выходах ЛЭ (б)

торая передается на второй вход ЛЭ1. Таким образом, на каждом входе ЛЭ1 имеется логическая единица. Следовательно, ЛЭ1 открыт и напряжение на его выходе соответствует логическому нулю. Напряжение на конденсаторе C также близко к нулю.

При поступлении на вход отрицательного импульса, соответствующего логическому нулю, на выходе ЛЭ1 устанавливается логическая единица, соответствующая напряжению высокого уровня. Начинается зарядка конденсатора C . Ток зарядки протекает от выхода ЛЭ1 через конденсатор C и резистор R . На резисторе создается положительное напряжение $u_R = i_{C \text{ зар}} R > U_{\text{пор}}^1$, которое в виде логической единицы поступает на входы ЛЭ2 и открывает его. На выходе ЛЭ2 образуется низкое напряжение (логический нуль), которое передается на второй вход ЛЭ1 и поддерживает его в закрытом состоянии после прекращения действия входного импульса.

По мере зарядки конденсатора C напряжение u_R на резисторе R уменьшается. При $u_R < U_{\text{пор}}^1$ дальнейшее уменьшение u_R будет сопровождаться увеличением напряжения U_3 на выходе ЛЭ2 и на втором входе ЛЭ1. Начнет действовать положительная ОС, которую можно представить следующей символической записью:



При $u_3 > U_{\text{пор}}^1$ на обоих входах ЛЭ1 будет логическая единица, ЛЭ1 откроется и на его выходе напряжение уменьшится до логического нуля. Начнется разрядка

конденсатора C через выходное сопротивление ЛЭ1 и диод VD . Напряжение u_2 на входах ЛЭ2 станет меньше порогового $U_{\text{пор}}^{\theta}$ и ЛЭ2 закроется. В таком состоянии устройство будет находиться до прихода следующего запускающего импульса.

Графики напряжений на входах и выходах логических элементов показаны на рис. 11.7, б. Они построены без учета задержек при переключениях одновибратора.

Одновибраторы на операционных усилителях. Принципиальная схема одновибратора на ОУ (рис. 11.8, а)

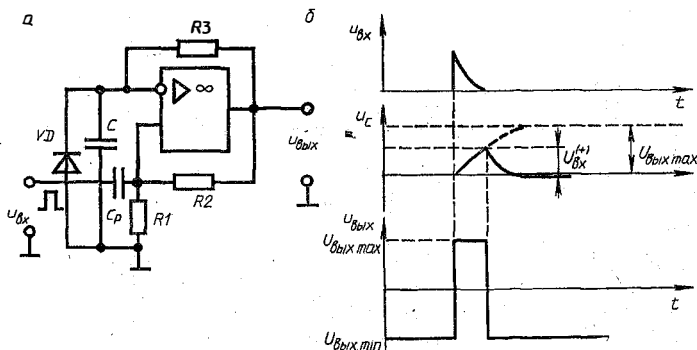


Рис. 11.8. Схема одновибратора на ОУ (а) и графики напряжений на конденсаторе, входе и выходе одновибратора (б)

отличается от схемы мультивибратора на ОУ (рис. 11.4, а) наличием диода VD , подключенного параллельно конденсатору C . При указанном на схеме направлении включения диода в исходном состоянии на выходе устанавливается минимальный (отрицательный) уровень напряжения $U_{\text{вых min}}$.

Диод VD , образуя с резистором $R3$ делитель выходного напряжения, оказывается включенным в прямом направлении, поэтому падение напряжения на нем близко к нулю и $u_C = u_{\text{вх}}^{(-)} \simeq 0$. Напряжение на неинвертирующем входе равно $u_{\text{вх}}^{(+)} = U_{\text{вых min}} R1 / (R1 + R2)$.

Графики напряжений, поясняющие работу одновибратора, приведены на рис. 11.8, б.

При поступлении на вход импульса положительной полярности с амплитудой, превышающей значение $U_{\text{вых min}} R1 / (R1 + R2)$, напряжение на неинвертирующем входе становится положительным. Под действием $u_{\text{вх}}^{(+)} > 0$ напряжение на выходе также становится положительным и, поступая на неинвертирующий вход через

делитель $R1R2$, лавинообразно нарастает до максимального значения $U_{\text{вых max}}$. Напряжение на неинвертирующем входе принимает значение

$$u_{\text{вх}}^{(+)} = U_{\text{вых max}} R1 / (R1 + R2).$$

Под действием напряжения $U_{\text{вых max}}$ конденсатор C начинает заряжаться через резистор $R3$. Диод VD включается в обратном направлении и на процесс зарядки влияния не оказывает. Пока $u_c < u_{\text{вх}}^{(+)}$, напряжение $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$. При приближении u_c к $u_{\text{вх}}^{(+)}$ ОУ выходит из режима насыщения и при $u_c > u_{\text{вх}}^{(+)}$ под действием положительной ОС, осуществляемой через делитель $R1R2$, происходит второе «опрокидывание», в результате которого на выходе устанавливается минимальное напряжение $U_{\text{вых min}}$. Конденсатор начинает разряжаться через резистор $R3$ и $R_{\text{вых}}$ ОУ. При достижении напряжения на конденсаторе нулевого уровня диод открывается и процесс разрядки конденсатора заканчивается.

Таким образом, на выходе одновибратора на ОУ формируется положительный импульс с крутыми фронтами, длительность которого можно рассчитать по формуле

$$t_n \approx C R3 \ln(1 + R1/R2). \quad (11.6)$$

Если изменить направление включения диода, то изменится полярность выходного импульса. При этом запуск одновибратора должен производиться входными импульсами отрицательной полярности.

11.4. АНТИДРЕБЕЗГОВЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ОДИНОЧНЫХ ИМПУЛЬСОВ И ПЕРЕПАДОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Иногда возникает необходимость получения одиночных импульсов или перепадов напряжения. Применение в таких случаях простых механических ключей (переключателей, кнопок, тумблеров и т. п.) невозможно из-за наличия у них «дребезга» контактов, который проявляется в их многократных замыканиях и размыканиях. В результате «дребезга» контактов образуются импульсные помехи, нарушающие нормальную работу импульсных устройств, выполненных на цифровых (логических) ИМС. Для устранения влияния «дребезга» применяют специальные устройства.

На рис. 11.9, а показана схема антидребезгового формирователя одиночного отрицательного импульса длительностью около 0,7 мкс. При нажатии кнопки S в момент

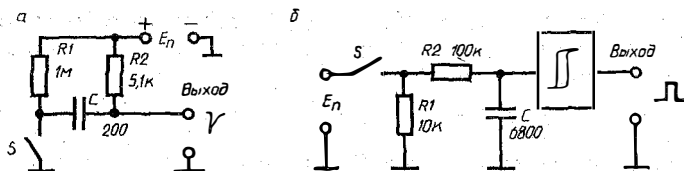


Рис. 11.9. Схемы антидребезговых формирователей одиночных импульсов

первого замыкания ее контактов конденсатор C быстро заряжается через низкоомный резистор $R2$, и дальнейший «дребезг» контактов не влияет на $U_{\text{вых}}$, так как во время размыкания контактов разрядка конденсатора осуществляется через резистор $R2$ и высокоомный резистор $R1$. Вследствие большой постоянной времени разрядки конденсатора напряжение на нем во время «дребезга» контактов практически не изменяется.

Если длительность выходного импульса должна определяться временем нажатия кнопки, используется устройство, схема которого показана на рис. 11.9, б. В таком устройстве колебания напряжения на входе триггера Шмитта* во время «дребезга» сглаживаются интегрирующей цепью $R2C$. При замыкании контактов кнопки S начинается зарядка конденсатора. При $u_c = U_{\text{срб}}$ происходит переключение триггера во второе устойчивое состояние, в котором он будет находиться до отпускания кнопки. После отпускания кнопки конденсатор разряжается через резисторы $R2$ и $R1$. Когда напряжение на нем уменьшается до напряжения отпускания $U_{\text{отп}}$, триггер возвращается в первоначальное состояние.

Для формирования одиночных перепадов напряжения можно использовать простейший RS-триггер (рис. 11.10). Уровень напряжения на свободном входе такого триггера соответствует логической единице, а на замкнутом — логическому нулю. В положении переключателя S , показанном на рисунке, на нижнем входе ЛЭ $DD2$ имеется логическая единица, которая приводит к появлению логи-

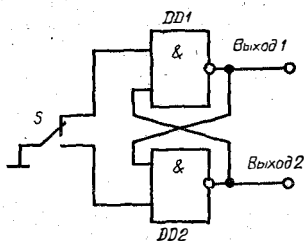


Рис. 11.10. Схема антидребезгового формирователя перепадов напряжения

* Принцип работы триггера Шмитта рассмотрен на с. 228—230.

ческого нуля на *выходе 2*. В результате на обоих входах ЛЭ *DD1* имеется логический ноль, а на *выходе 1* — логическая единица. При установке переключателя *S* в нижнее положение на верхнем входе ЛЭ *DD1* появляется логическая единица, на *выходе 1* устанавливается логический ноль, а на *выходе 2* — логическая единица, т. е. на выходах триггера формируется перепад напряжения.

11.5. ГЕНЕРАТОРЫ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Линейно изменяющимся или пилообразным напряжением называют электрические колебания (импульсы), содержащие участки, на которых напряжение изменяется практически по линейному закону, а затем возвращается к первоначальному уровню. Такое напряжение используется для создания временной развертки электронного луча на экране ЭЛТ, получения временных задержек импульсных сигналов, модуляции импульсов по длительности в системах автоматического регулиро-

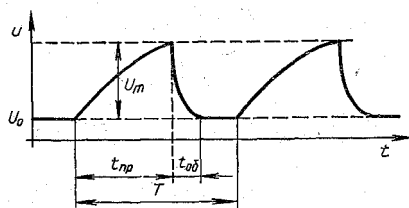


Рис. 11.11. График линейно-изменяющегося напряжения

вания, измерительных приборах, ЭВМ непрерывного действия и т. п.

Параметры. Основными параметрами линейно изменяющегося напряжения (рис. 11.11) является:

длительность прямого (рабочего) хода $t_{пр}$;

длительность обратного хода $t_{обр}$, или время восстановления t_v исходного состояния;

амплитуда U_m ;

период повторения T ;

начальный уровень U_0 ;

коэффициент нелинейности ϵ , характеризующий степень отклонения реального пилообразного напряжения от напряжения, изменяющегося по линейному закону:

$$\epsilon = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max}}, \quad (11.7)$$

где $V_{\max} = du/dt$ при $t=0$ и $V_{\min} = du/dt$ при $t=t_{\text{пр}}$ — скорости изменения пилообразного напряжения соответственно в начале и конце прямого хода.

Качество работы генератора линейно изменяющегося (ГЛИН), или пилообразного (ГПН), напряжения характеризуется параметром ξ , называемым *коэффициентом использования напряжения источника питания*:

$$\xi = U_m/E_{\text{п}}. \quad (11.8)$$

В соответствии с характером изменения пилообразного напряжения во время прямого хода различают два вида генераторов: генераторы линейно нарастающего и генераторы линейно убывающего (падающего) напряжения. В обоих видах генераторов для получения пилообразного напряжения используется зарядка или разрядка конденсатора во время прямого хода с последующим восстановлением исходного состояния во время обратного хода.

Принципы построения генераторов пилообразного (линейно изменяющегося) напряжения. Независимо от практической реализации все ГПН можно представить в виде единой эквивалентной схемы (рис. 11.12). В нее входят источник питания $E_{\text{п}}$, зарядный резистор $R_{\text{и}}$, который можно рассматривать как внутреннее сопротивление источника питания, конденсатор C — накопитель энергии, электронный ключ S и разрядный резистор R — сопротивлением, равным внутреннему сопротивлению замкнутого ключа.

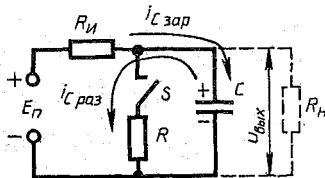


Рис. 11.12. Эквивалентная схема ГПН

В исходном состоянии ключ S замкнут и на конденсаторе устанавливается начальный уровень напряжения:

$$U_0 = \frac{E_{\text{п}}}{R_{\text{и}} + R} R.$$

При размыкании ключа конденсатор начинает заряжаться током $i_{C\text{зар}}$ и напряжение на нем изменяется по экспоненциальному закону:

$$u_C = U_0 + (E_{\text{п}} - U_0)(1 - e^{-t/\tau_3}), \quad (11.9)$$

где $\tau_3 = R_{\text{и}}C$ — постоянная времени цепи зарядки конденсатора.

За время, равное длительности прямого хода $t_{\text{пр}}$, на-

пряжение на конденсаторе увеличивается до амплитудного значения U_m и становится равным

$$U_m + U_0 = U_0 + (E_n - U_0)(1 - e^{-t_{пр}/\tau_3}). \quad (11.10)$$

Через время $t = t_{пр}$ ключ замыкается, и конденсатор разряжается. Напряжение на конденсаторе при этом изменяется по закону

$$u_c = (U_m + U_0)e^{-t/\tau_p},$$

где $\tau_p = RC$ — постоянная времени цепи разрядки конденсатора. Обычно $R \ll R_n$ и $\tau_p \ll \tau_3$, поэтому восстановление начального уровня напряжения на конденсаторе происходит за малое время по сравнению с длительностью прямого хода: $t_{обр} < t_{пр}$.

Простейшие ГПН. На рис. 11.13 показана схема простейшего ГПН на биполярном транзисторе.

В исходном состоянии транзистор, выполняющий роль ключа, открыт и насыщен. Напряжение $U_{кэ\text{ нас}}$ и напряжение на конденсаторе $u_c = u_{\text{вых}}$ близки к нулю. При поступлении на базу транзистора отрицательного импульса транзистор запирается, начинается зарядка конденсатора по цепи: $+E_n \rightarrow R_k \rightarrow C \rightarrow -E_n$ и формирование прямого хода пилообразного напряжения. Постоянная времени цепи зарядки $\tau_3 = CR_k$.

После окончания действия входного импульса транзистор снова открывается, и конденсатор разряжается через малое внутреннее сопротивление r_i открытого насыщенного транзистора. Происходит формирование обратного хода и восстановление начального (близкого к нулю) напряжения на конденсаторе. Постоянная времени цепи разрядки конденсатора $\tau_p = Cr_i$ значительно меньше, чем τ_3 , поэтому $t_{обр} \ll t_{пр}$.

Вместо транзисторного ключа можно использовать логический элемент. На рис. 11.14 показана схема простейшего ГПН на логическом элементе И — НЕ. Зарядный резистор R и конденсатор C являются навесными элементами ГПН. Физические процессы, происходящие при работе данного ЛЭ, аналогичны физическим процессам рассмотренного транзисторного ГПН.

Рассмотренные простейшие ГПН надежны в работе, но имеют малые значения коэффициентов ε и ξ . Действительно, скорость изменения напряжения на конденсаторе во время прямого хода определяется на основании (11.9) из выражения

$$V = \frac{du_c}{dt} = \frac{E_n - U_0}{\tau_3} e^{-t/\tau_3}$$

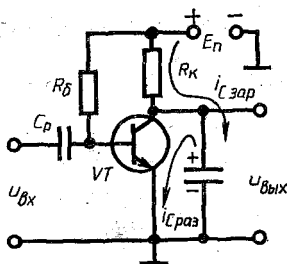


Рис. 11.13. Схема ГПН на биполярном транзисторе

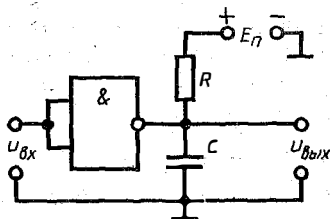


Рис. 11.14. Схема ГПН на логическом элементе И — НЕ

В начале прямого хода эта скорость будет максимальной:

$$V_{\max} = \left. \frac{du_c}{dt} \right|_{t=0} = \frac{E_n - U_0}{\tau_3},$$

а в конце — минимальной:

$$V_{\min} = \left. \frac{du_c}{dt} \right|_{t=t_{np}} = \frac{E_n - U_0}{\tau_3} e^{-t_{np}/\tau_3}.$$

Подставив значения $V_{\max}$ и $V_{\min}$ в выражение (11.7), определим коэффициент нелинейности пилообразного напряжения:

$$\varepsilon = (1 - e^{-t_{np}/\tau_3}) \cdot 100 \%. \quad (11.11)$$

Обычно $t_{np} \ll \tau_3$, поэтому, раскладывая e^{-t_{np}/τ_3} в ряд и ограничиваясь его первыми двумя членами, выражение (11.11) можно записать в виде

$$\varepsilon = 1 - \left(1 - \frac{t_{np}}{\tau_3} + \dots \right) \approx \frac{t_{np}}{\tau_3} = \frac{t_{np}}{R_n C}. \quad (11.12)$$

Амплитуда пилообразного напряжения в соответствии с (11.10) и с учетом (11.11)

$$U_m = (E_n - U_0)(1 - e^{-t_{np}/\tau_3}) = (E_n - U_0)\varepsilon,$$

и коэффициент использования напряжения источника питания на основании (11.8)

$$\xi = \frac{U_m}{E_n} = \frac{E_n - U_0}{E_n} \varepsilon. \quad (11.13)$$

Поскольку при зарядке конденсатора напряжение на нем увеличивается не по линейному, а по экспоненциальному закону, то для получения пилообразного напряжения

с удовлетворительной линейностью приходится использовать лишь начальный участок экспоненты. При этом $U_0 \ll \ll E_n$, и выражение (11.13) запишется в виде

$$\xi \approx \varepsilon.$$

При коэффициенте нелинейности $\varepsilon = 1\%$ получаем $\xi = 1\%$. Следовательно, рассмотренная схема ГПН не позволяет получить большие амплитуду и коэффициент использования напряжения источника питания при малом коэффициенте нелинейности.

Нелинейность возрастания напряжения на конденсаторе при его зарядке вызвана уменьшением тока зарядки. Если же ток зарядки сделать стабильным, то напряжение на конденсаторе будет изменяться по линейному закону. Это позволит при малом коэффициенте нелинейности увеличить амплитуду пилообразного напряжения и коэффициент использования источника питания.

ГПН с повышенной линейностью. В настоящее время ГПН с малым значением коэффициента нелинейности ($\varepsilon < 1\%$) и его незначительной зависимостью от сопротивления нагрузки создаются на основе интегральных ОУ.

В ГПН на ОУ (рис. 11.15) высокая линейность пилообразного напряжения достигается действием положи-

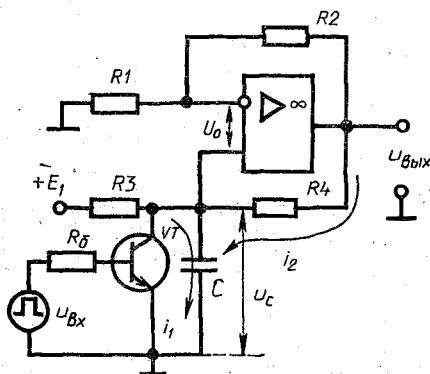


Рис. 11.15. Схема ГПН на базе интегрального ОУ

тельной ОС в цепи зарядки конденсатора C. Во время действия на входе положительного импульса транзистор VT открыт и насыщен. Происходит формирование обратного хода пилообразного напряжения, во время которого конденсатор разряжается через малое сопротивление насыщенного транзистора практически до нулевого уровня.

В паузах между входными импульсами транзистор закрыт и конденсатор заряжается током i_1 от источника E_1 через резистор R_3 .

Напряжение u_C , образуемое на конденсаторе, поступает на неинвертирующий вход ОУ, работающего в линейном режиме с коэффициентом усиления по неинвертирующему входу $K_u^{(+)} = 1 + (R_2/R_1)$. В результате на выходе ОУ создается напряжение $u_{\text{вых}} = u_C K_u^{(+)}$, а на резисторе R_4 — напряжение, равное $u_{R_4} = u_{\text{вых}} - u_C = u_C K_u^{(+)} - u_C = u_C R_2/R_1 = u_C K_u^{(-)}$. Напряжение $u_{R_4} = u_C R_2/R_1$ создает ток i_2 , который протекает через конденсатор C в том же направлении, что и ток i_1 . Следовательно, ток зарядки конденсатора в паузах между входными импульсами

$$i_{C \text{ зар}} = i_1 + i_2.$$

По мере зарядки конденсатора ток i_1 уменьшается, а напряжения на конденсаторе и на выходе ОУ увеличиваются. Если $K_u^{(-)} = R_2/R_1 > 1$, то напряжение на резисторе R_4 и протекающий через него ток i_2 при увеличении u_C также увеличиваются. Увеличение тока i_2 при соответствующем подборе коэффициента усиления может полностью компенсировать уменьшение тока i_1 и зарядка конденсатора будет происходить постоянным током. Таким образом обеспечивается высокая линейность пилообразного напряжения.

ГПН на ОУ часто выполняются на основе интегратора (рис. 11.16, а).

До поступления входного импульса выходное напряжение потенциометром R_n устанавливается на заданном уровне $U_{\text{вых}0}$ (рис. 11.16, б). Конденсатор C заряжается до напряжения $U_{C0} = 0 - U_{\text{вых}0}$. При поступлении на вход

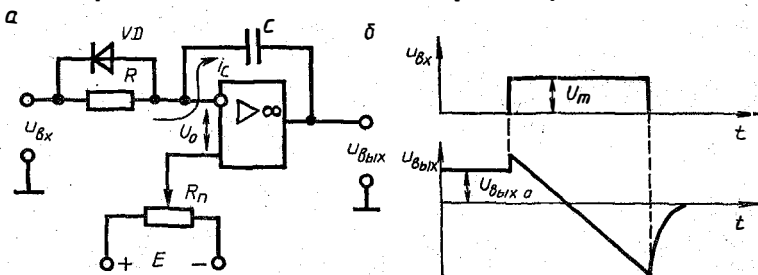


Рис. 11.16. Схема интегратора, применяемого в качестве ГПН (а), и графики изменений входного и выходного напряжений (б)

положительного импульса начинается перезарядка конденсатора через резистор R и выходное сопротивление ОУ. Принимая $U_0 \approx 0$, получаем, что ток перезарядки $i_c = u_{вх}/R$ и $u_{вых} = -u_c = -\frac{1}{C} \int i_c dt = -\frac{1}{RC} \int u_{вх} dt$. Если входное напряжение представляет собой прямоугольный импульс с амплитудой U_m , то

$$u_{вых} = \frac{1}{RC} U_m t,$$

т. е. выходное напряжение изменяется по линейному закону, который обеспечивается действием отрицательной ОС, стабилизирующей ток перезарядки конденсатора. Действительно, при уменьшении тока i_c увеличивается напряжение на инвертирующем входе ОУ ($u_{вх}^{(-)} = u_{вх} - i_c R$). Это вызовет уменьшение напряжения на выходе ОУ и увеличение напряжения на конденсаторе (так как $u_c = u_{вх}^{(-)} - u_{вых}$), которые приводят к увеличению тока i_c .

После прекращения действия входного импульса конденсатор C разряжается через диод VD и выходное сопротивление ОУ. Поскольку выходное сопротивление ОУ

достаточно велико (сотни Ом или единицы кОм), то для уменьшения длительности обратного хода пилообразного напряжения параллельно конденсатору можно подключить электронный ключ S , который открывается управляющими импульсами на время формирования обратного хода (рис. 11.17). Ключ не должен обладать утечкой тока в закрытом состоянии, так как это может привести

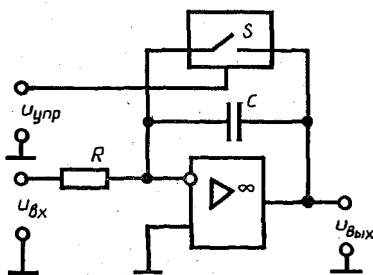


Рис. 11.17. Схема ГПН с малой длительностью обратного хода

к уменьшению амплитуды пилообразного напряжения и ухудшению его линейности. В качестве ключа часто используются полевые транзисторы и тиристоры.

11.6. КОМПАРАТОРЫ НАПЯЖЕНИЙ

Компаратор, или сравнивающее устройство, предназначен для сравнения двух напряжений, поступающих на его входы. Одно из сравниваемых напряжений, называемое *опорным*, может быть постоянным

или медленно меняющимся, другое обычно имеет относительно большую скорость изменения. В зависимости от знака разности входных напряжений на выходе компаратора устанавливается максимальный ($U_{\text{вых max}}$) или минимальный ($U_{\text{вых min}}$) уровень напряжения.

Компараторы применяются в устройствах временной задержки импульсов, для получения перепадов напряжений или импульсов малой длительности, измерения фазы синусоидальных колебаний и других целей.

В качестве компараторов широко используются интегральные ОУ. Большой коэффициент усиления интегрального ОУ обеспечивает установление высокого или низкого уровня выходного напряжения при незначительном отличии входных напряжений, т. е. изменение уровней $u_{\text{вых}}$ происходит при $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}} \approx 0$.

Компараторы напряжений без гистерезиса. Простейшая схема компаратора на ОУ показана на рис. 11.18, а.

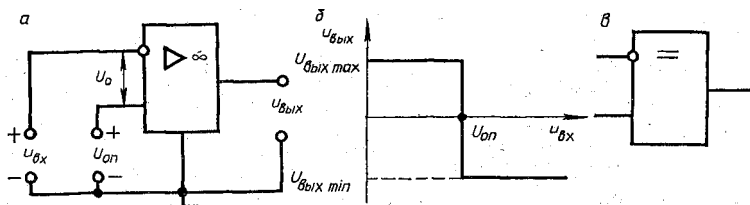


Рис. 11.18. Схема компаратора

Входное напряжение подано на инвертирующий, а опорное — на неинвертирующий вход. Если $u_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$, то входное напряжение ОУ $U_0 < 0$ и $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$. При $u_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$ напряжение $U_0 > 0$ и $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых min}}$. Полярность выходного напряжения изменяется при переходе входного напряжения через значение $U_{\text{оп}}$ и ввиду большого значения коэффициента усиления носит ступенчатый характер. Передаточная характеристика такого компаратора показана на рис. 11.18, б. Если поменять местами источники $u_{\text{вх}}$ и $U_{\text{оп}}$ или изменить их полярность, то произойдет инверсия передаточной характеристики.

Условное обозначение компараторов напряжения приведено на рис. 11.18, в.

Недостатком рассмотренного компаратора является то, что уровни выходных напряжений, определяемые напряжениями источников питания, обычно не соответствуют логическим уровням цифровых ИМС. Это затрудняет их совместную работу, и требуется специальное согласо-

щее устройство, преобразующее выходные уровни компаратора в логические уровни цифровых ИМС.

Простейшее согласующее устройство (рис. 11.19, а) состоит из резистора R и ограничительных диодов $VD1$ и $VD2$, подключенных к выходу ОУ. При $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$ диод $VD1$ открыт и выходное напряжение компаратора $u'_{\text{вых}}$ ограничивается на уровне $U_{\text{см}} + U_{VD}$.

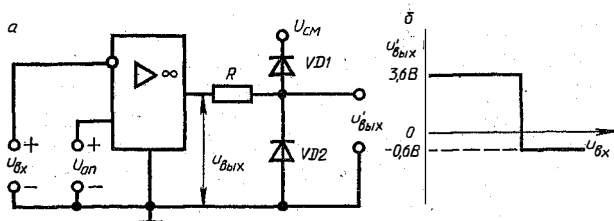


Рис. 11.19. Устройство согласования уровней компаратора на ОУ с уровнями логических ИМС (а) и график выходного напряжения (б)

При $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых min}}$ открытым окажется диод $VD2$, и напряжение $u'_{\text{вых}}$ будет равно падению напряжения на этом диоде.

Обычно падение напряжения на диоде в прямом включении (при использовании кремниевых диодов) в среднем составляет 0,6 В. Поэтому при $U_{\text{см}} = 3$ В произойдет ограничение выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ сверху на уровне 3,6 В и снизу — на уровне $-0,6$ В (рис. 11.19, б).

Компараторы напряжений с гистерезисом. Широкое применение получили компараторы на ОУ с положительной ОС, известные под названием триггеров Шмитта, или пороговых устройств. В триггере Шмитта пороговые уровни переключения ОУ из одного состояния в другое, называемые *уровнями срабатывания* $U_{\text{срб}}$ и *отпуска* $U_{\text{отп}}$, не совпадают, как у обычного компаратора. Они различаются на величину, называемую *гистерезисом переключения* $\Delta U_{\text{г}} = U_{\text{срб}} - U_{\text{отп}}$.

На рис. 11.20 показана схема триггера Шмитта на ОУ (а) и его передаточная характеристика (б) при $U_{\text{оп}} = 0$. Если $u_{\text{вх}} < 0$, то $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$, и на неинвертирующий вход с делителя $R1R2$ подается напряжение

$$U_{\text{вх max}}^{(+)} = \frac{U_{\text{вых max}}}{R1 + R2} \cdot R2 = U_{\text{срб}}. \quad (11.14)$$

Пока $u_{\text{вх}} < u_{\text{вх}}^{(+)}$, увеличение входного напряжения не вызывает изменение выходного. При достижении входным

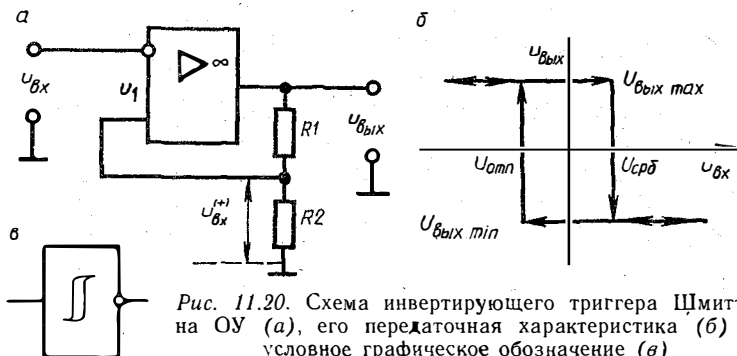


Рис. 11.20. Схема инвертирующего триггера Шмитта на ОУ (а), его передаточная характеристика (б) и условное графическое обозначение (в)

напряжением значения $U_{\text{вх min}}^{(+)}$ и дальнейшем его увеличении изменяется полярность напряжения U_1 между входами, и на выходе ОУ напряжение скачком устанавливается на уровне $U_{\text{вых min}}$. Напряжение $u_{\text{вх}}$, при котором происходит скачкообразное изменение уровня выходного напряжения, называют *напряжением (или порогом) срабатывания* $U_{\text{срб}}$. После переключения на неинвертирующем входе устанавливается отрицательное напряжение

$$U_{\text{вх min}}^{(+)} = U_{\text{отп}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{R1 + R2} R2. \quad (11.15)$$

; При уменьшении напряжения $u_{\text{вх}}$ выходное напряжение поддерживается на отрицательном уровне $U_{\text{вых min}}$ до тех пор, пока напряжение $u_{\text{вх}}$ больше напряжения $U_{\text{вх min}}^{(+)}$, определяемого выражением (11.15). При достижении входным напряжением $u_{\text{вх}}$ значения $U_{\text{вх min}}^{(+)}$ и дальнейшем его уменьшении изменяется полярность напряжения U_1 , и на выходе ОУ напряжение скачком устанавливается на максимальном положительном уровне $U_{\text{вых max}}$. Напряжение $U_{\text{вх min}}^{(+)}$, при котором происходит повторное изменение уровня выходного напряжения, называют *напряжением отпущения* $U_{\text{отп}}$.

Из выражений (11.14) и (11.15) следует, что при одинаковых абсолютных значениях $U_{\text{вых max}}$ и $U_{\text{вых min}}$ равны и абсолютные значения напряжений $U_{\text{срб}}$ и $U_{\text{отп}}$, и ширина зоны гистерезиса

$$\Delta U_r = U_{\text{срб}} - U_{\text{отп}} = (U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}) \frac{R2}{R1 + R2}$$

определяется соотношением сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$.

Рассмотренный триггер Шмитта называют *инверти-*

рующим, так как у него за пределами зоны гистерезиса полярность выходного напряжения противоположна полярности входного. Его условное обозначение показано на рис. 11.20, в.

Значения напряжений $U_{срб}$ и $U_{отп}$ можно изменить, включив в цепь неинвертирующего входа источник опорного напряжения, как показано на рис. 11.21, а. Вид пе-

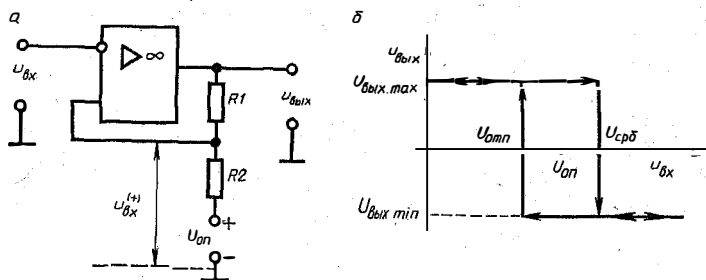


Рис. 11.21. Схема инвертирующего триггера Шмитта на ОУ с источником опорного напряжения (а) и его передаточная характеристика (б)

редаточной характеристики триггера для этого случая показан на рис. 11.21, б.

Если поменять местами подключения входов ОУ (рис. 11.22, а), то за пределами зоны гистерезиса полярности входного и выходного напряжений совпадут (рис. 11.22, б). Это *неинвертирующий* триггер Шмитта (рис. 11.22, в).

Триггер Шмитта часто используют для получения прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения. При $U_{оп} = 0$ (см. рис. 11.20, а) длительности положительных и отрицательных импульсов одинаковы (рис. 11.23, а). При наличии опорного напряжения (рис. 11.21, а) соотношение между длительностями импульсов можно изменять, изменяя пороги срабатывания и отпуска-

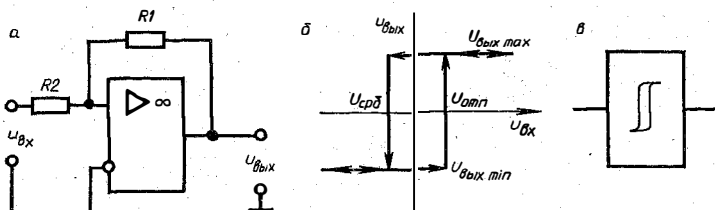


Рис. 11.22. Схема неинвертирующего триггера Шмитта на ОУ (а), его передаточная характеристика (б) и условное графическое обозначение (в)

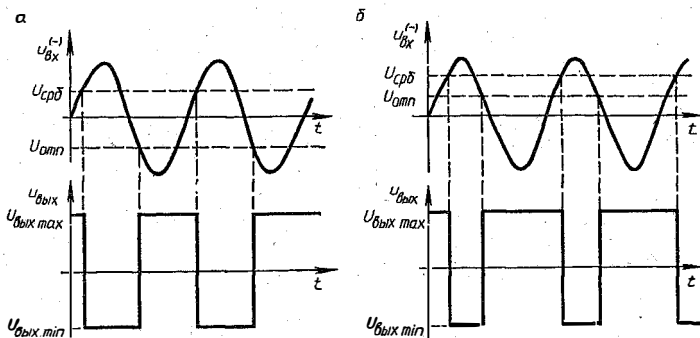


Рис. 11.23. Графики, поясняющие принцип получения прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения

ния соответствующим выбором полярности и значения опорного напряжения (рис. 11.23, б).

Контрольные вопросы и задания

1. Пользуясь символической формой записи, поясните работу мультивибратора с коллекторно-базовыми связями.
2. Поясните работу мультивибраторов на ЛЭ (рис. 11.3) и интегральном ОУ (рис. 11.4, а).
3. Поясните работу одновибраторов на БТ (рис. 11.6), ЛЭ (рис. 11.7, а) и на интегральном ОУ (рис. 11.8).
4. С какой целью применяются антидребезговые формирователи импульсов и перепадов напряжений?
5. Какими параметрами характеризуются импульсы линейно-изменяющегося напряжения?
6. Как работают ГПН, схемы которых показаны на рис. 11.13 и рис. 11.14?
7. Чем достигается увеличение линейности пилообразных импульсов, вырабатываемых генератором, схема которого приведена на рис. 11.15?
8. Изобразите схему простейшего компаратора напряжений на интегральном ОУ и поясните его работу.
9. В чем отличие инвертирующего триггера Шмитта от неинвертирующего?

Глава 12. ТРИГГЕРНЫЕ СТРУКТУРЫ

12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Триггерами, или спусковыми устройствами, называют регенеративные устройства с гальваническими связями, имеющие два состояния устойчивого равновесия. Каждое из этих состояний может сохраняться

сколь угодно длительное время. Переход из одного состояния **устойчивого** равновесия в другое осуществляется **скачком** под воздействием внешнего управляющего **напряжения**.

Управляющее напряжение определяет, таким образом, временные интервалы между перепадами выходного напряжения.

Перепады выходного напряжения или устойчивые состояния триггера можно принять в качестве логической информации «0» и «1». В таком случае триггер можно использовать в качестве запоминающего устройства, которое хранит один разряд числа, представленного в двоичном коде.

Триггеры подразделяются на две группы — статические и динамические. *Статическими* называют триггеры, у которых каждое состояние характеризуется неизменным уровнем (потенциалом) выходного напряжения. Статические триггеры называют также потенциальными. В *динамических* триггерах одно из состояний (обычно единичное) характеризуется наличием на выходе непрерывной последовательности импульсов определенной частоты, а другое (нулевое) — отсутствием импульсов.

Наибольшее распространение получили статические (потенциальные) триггеры. Они применяются для формирования прямоугольных импульсов с высокой крутизной фронта и среза, деления частоты следования импульсов, в сравнивающих устройствах (компараторах), а также для построения различных устройств цифровых вычислительных машин (ЦВМ).

Статический триггер, как и мультивибратор, реализуется на двухкаскадном усилителе с положительной ОС, но в отличие от мультивибратора связь между каскадами не емкостная, а гальваническая. Каждый усилитель образует одно плечо триггера. Если оба плеча обладают симметрией по схемотехнике и по параметрам входящих в них элементов, то такой триггер называют *симметричным*. Если симметрия отсутствует, то триггер называется *несимметричным*.

12.2. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ

Установление исходного состояния. Принципиальная схема симметричного транзисторного триггера с коллекторно-базовыми связями приведена на рис. 12.1, а,

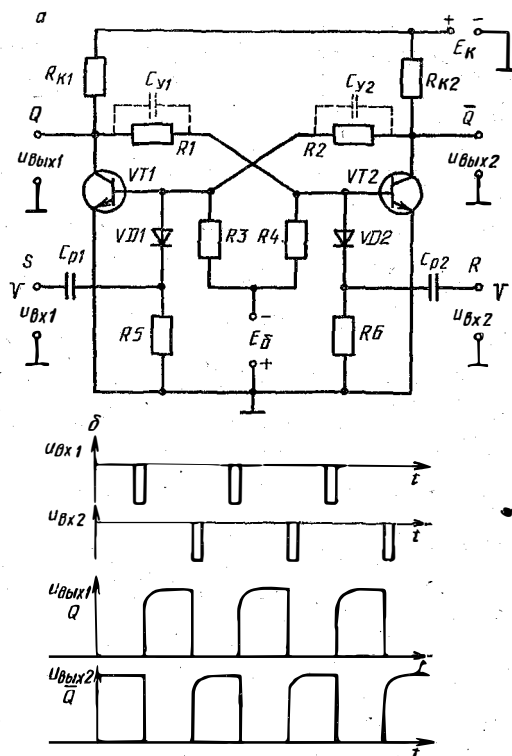


Рис. 12.1. Схема симметричного триггера с коллекторно-базовыми связями (а) и графики напряжений на его входах и выходах (б)

а его временные диаграммы — на рис. 12.1, б. Из симметрии схемы триггера не следует, что электрические режимы обоих транзисторов одинаковы. Если даже допустить, что после подачи напряжений источников E_K и E_{δ} на триггер оба транзистора $VT1$ и $VT2$ оказались открытыми, то вследствие даже незначительного отличия параметров элементов первого и второго плеч появятся различия в коллекторных токах и напряжениях, которые благодаря действию положительной ОС будут увеличиваться до тех пор, пока один из транзисторов не закроется, а другой не перейдет в режим насыщения. Действительно, предположим, что при открытых транзисторах $VT1$ и $VT2$ коллекторный ток i_{K1} транзистора $VT1$ оказался больше, чем коллекторный ток i_{K2} транзистора $VT2$. Это приведет к понижению коллекторного напряжения $u_{KЭ1}$ первого транзистора по сравнению с коллекторным напряжением

$u_{кэ2}$ второго транзистора. Уменьшение $u_{кэ1}$ через делитель $R1R4$ поступает на базу транзистора $VT2$ и приводит к еще большему уменьшению тока $i_{к2}$ и увеличению напряжения $u_{кэ2}$. Увеличение напряжения $u_{кэ2}$ с коллектора $VT2$ через делитель $R2R3$ передается на базу транзистора $VT1$ и вызывает дальнейшее увеличение его коллекторного тока $i_{к1}$ и уменьшение коллекторного напряжения $u_{кэ1}$. Таким образом, положительная ОС вызывает лавинообразный процесс изменения токов и напряжений транзисторов, приводящий к полному отпиранию и переходу в режим насыщения одного транзистора ($VT1$) и запираанию (переходу в режим отсечки) другого ($VT2$) транзистора. Переход закрывающегося транзистора в режим отсечки обеспечивается наличием дополнительного источника E_6 .

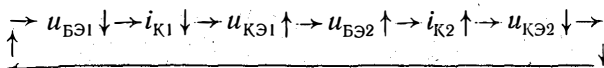
Делители $R1R4$ и $R2R3$, передавая изменения коллекторных напряжений на базы транзисторов, имеют коэффициенты передачи

$$\frac{R4}{R1 + R4} < 1 \text{ и } \frac{R3}{R2 + R3} < 1.$$

Чтобы изменения коллекторных напряжений передавались на базы без ослабления, резисторы $R1$ и $R2$ иногда шунтируют конденсаторами небольшой емкости C_{y1} и C_{y2} , которые называются *ускоряющими*. Ускоряющие конденсаторы повышают скорость нарастания лавинообразных процессов и надежность запуска триггера импульсами малой длительности и амплитуды.

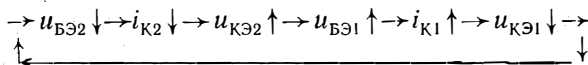
Принципы работы. На рис. 12.1, б приведены временные диаграммы триггера при раздельном запуске. Если после подачи напряжений E_k и E_6 транзистор $VT1$ оказался в режиме насыщения, а транзистор $VT2$ — в режиме отсечки, то первый отрицательный импульс, поступивший на базу $VT1$, вызывает уменьшение тока $i_{к1}$ и увеличение напряжения $u_{кэ1}$. Скачок напряжения $u_{кэ1}$ через элементы C_{y1} и $R4$ поступает на базу транзистора $VT2$.

Это приводит к увеличению тока $i_{к2}$ и уменьшению напряжения $u_{кэ2}$, которое передается через элементы C_{y2} и $R3$ на базу $VT1$. Рассмотренный процесс можно отобразить следующей символической записью:



В результате действия положительной ОС транзистор $VT1$ запирается, а транзистор $VT2$ отпирается и перехо-

дит в режим насыщения. Такое состояние триггера сохраняется до прихода отрицательного импульса на базу транзистора $VT2$ (второй вход). Уменьшение напряжения $u_{БЭ2}$ вызывает уменьшение тока $i_{К2}$ и увеличение напряжения $u_{КЭ2}$. Создаются условия для нового срабатывания триггера. Символическая запись протекающих при этом процессов имеет вид:



Транзистор $VT1$ открывается и переходит в режим насыщения, а транзистор $VT2$ запирается. В таком состоянии триггер будет находиться до поступления на первый вход следующего отрицательного импульса, который вызовет его «опрокидывание» в первое устойчивое состояние, и т. д.

Состояния триггера. Напряжения на коллекторах транзисторов служат выходными сигналами триггера. Из приведенных графиков и принципа работы следует, что уровни сигналов на выходах являются взаимно инверсными и по состоянию одного выхода можно судить о состоянии другого. Один из выходов называют *прямым* и обозначают буквой Q . Другой выход — *инверсный* — обозначается $\bar{Q}$. В силу симметрии схемы прямым или инверсным может быть назначен любой выход триггера.

Состояние триггера называют *единичным*, если на прямом выходе имеется уровень напряжения, соответствующий логической единице, а на инверсном — логическому нулю, т. е. при $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$.

Вход, на который подается сигнал, устанавливающий триггер в состояние 1, обозначают буквой S . Вход, на который поступает сигнал, устанавливающий триггер в состояние 0 ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$), обозначают R (от англ. set — установка и reset — сброс). Такой триггер с отдельным запуском получил название RS -триггера.

В рассмотренном триггере (рис. 12.1, а) управление состояниями триггера от источников входных сигналов осуществляется через RC -цепи $C_{p1}R5$ и $C_{p2}R6$. Следовательно, запуск и опрокидывание осуществляются короткими импульсами, которые могут быть сформированы в моменты перепадов напряжений и не зависят от установившихся уровней напряжений. Такой триггер называют триггером с *динамическими входами*. Если входы триггера связаны с источниками сигналов гальваническими связями, то запуск и опрокидывание триггера будут опреде-

Интегральный RS-триггер. Интегральный RS-триггер (рис. 12.2) отличается от рассмотренного отсутствием источника смещения E_6 , наличием схем «И» на одном из входов и эмиттерного повторителя на выходе.

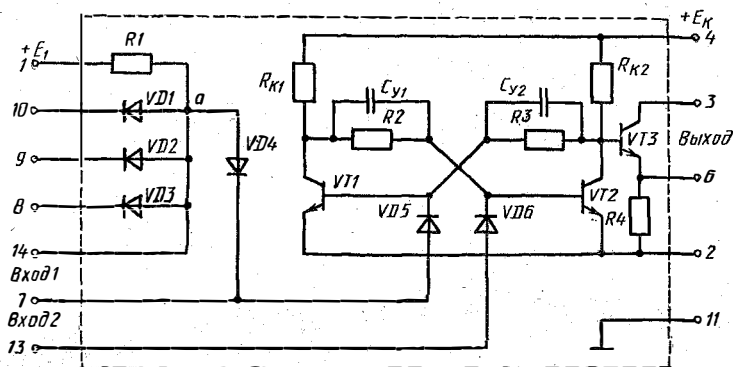


Рис. 12.2. Схема интегрального RS-триггера типа 221ТР1

Триггер со счетным запуском. Рассмотренные триггеры имеют два входа. Эти входы можно объединить так, как показано на рис. 12.3, *а*.

Принцип работы триггера следующий. Предположим, что до прихода положительных импульсов на вход транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ открыт. По этой причине потенциал катода диода $VD1$ оказывается более низким, чем потенциал катода диода $VD2$, и первый входной положительный импульс создает прямой ток диода $VD1$, больший, чем у диода $VD2$. Прямой ток диода $VD1$ создает ток базы транзистора $VT1$. Транзистор $VT1$ открывается, а транзистор $VT2$ в результате возникшего

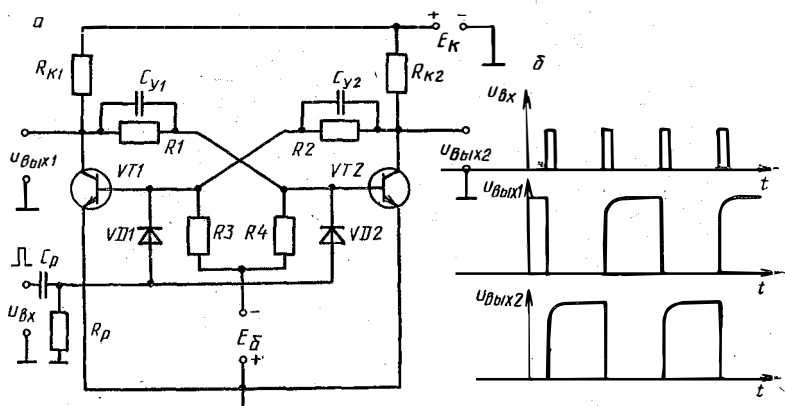


Рис. 12.3. Схема триггера со счетным запуском (а) и графики напряжений на его входе и выходах (б)

регенеративного процесса закрывается. Второй входной положительный импульс возвращает триггер в первоначальное состояние и т. д. На выходах триггера образуются прямоугольные импульсы, длительность которых равна периоду повторения входных импульсов. Частота выходных импульсов триггера вдвое меньше частоты входных импульсов (рис. 12.3, б).

Триггер с одним входом называют триггером со счетным запуском или *T*-триггером. *T*-триггеры применяются для деления частоты повторения импульсов, построения счетчиков и других устройств цифровой техники.

Несимметричный триггер с эмиттерной связью. Кроме рассмотренных триггеров с коллекторно-базовыми связями, широкое применение получил триггер с эмиттерной связью. По принципу построения это — несимметричный триггер, в котором одна коллекторно-базовая связь заменена эмиттерной связью, осуществляемой через резистор R_3 в эмиттерной цепи транзисторов (рис. 12.4, а). Данный триггер имеет два устойчивых состояния. Рассмотрим его работу при поступлении на вход синусоидального напряжения (рис. 12.4, б).

При действии отрицательной полуволны входного напряжения транзистор *VT1* закрыт, а транзистор *VT2* открыт и насыщен. На резисторе R_3 эмиттерным током $i_{э2}$ транзистора *VT2* создается падение напряжения

$$U_{э2} = I_{э2} R_3 \approx E_k \frac{R_3}{R_3 + R_{к2}}.$$

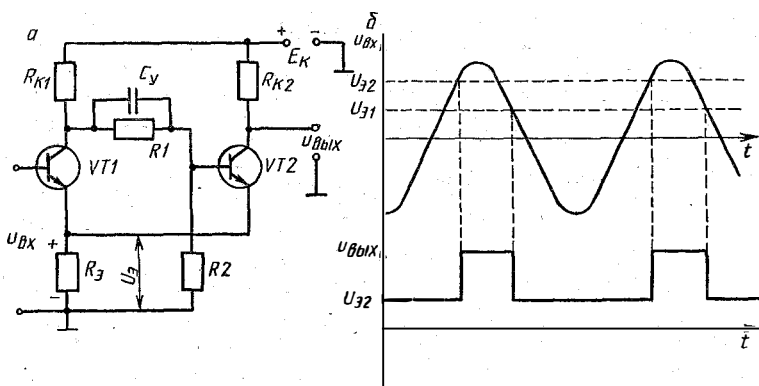


Рис. 12.4. Схема несимметричного триггера с эмиттерной связью (а) и графики напряжений на его входе и выходе (б)

Когда уровень входного напряжения достигнет значения U_{32} , транзистор $VT1$ начнет открываться и через него потечет коллекторный ток i_{K1} . Замкнется петля положительной ОС и начнется первое «опрокидывание»:

$$\rightarrow i_{K1} (i_{Э1}) \uparrow \rightarrow u_{КЭ1} \downarrow \rightarrow u_{БЭ2} \downarrow \rightarrow i_{Э2} \downarrow \rightarrow U_{Э} \downarrow \rightarrow u_{БЭ1} \uparrow \rightarrow$$

В результате первого «опрокидывания» транзистор $VT1$ откроется и войдет в режим насыщения, а транзистор $VT2$ закроется. На резисторе R_3 эмиттерным током транзистора $VT1$ будет создаваться напряжение

$$U_{Э1} = I_{Э1} R_3 \approx E_K \frac{R_3}{R_3 + R_{K1}}.$$

Обычно выбирают $R_{K1} > R_{K2}$. Поэтому $i_{Э1} < i_{Э2}$ и $U_{Э1} < U_{Э2}$.

Когда входное напряжение уменьшится до значения U_{31} , транзистор $VT1$ начнет выходить из режима насыщения и его коллекторный и эмиттерный токи будут уменьшаться. Начнется второе «опрокидывание»:

$$\rightarrow i_{K1} (i_{Э1}) \downarrow \rightarrow u_{КЭ1} \uparrow \rightarrow u_{БЭ2} \uparrow \rightarrow i_{Э2} \uparrow \rightarrow U_{Э} \uparrow \rightarrow u_{БЭ1} \downarrow \rightarrow$$

В результате транзистор $VT1$ закроется, а транзистор $VT2$ откроется.

Несимметричный триггер с эмиттерной связью является транзисторным вариантом триггера Шмитта. Он, как и рассмотренные в § 11.6 триггеры Шмитта на интегральных

ОУ, обладает гистерезисной передаточной характеристикой (см. рис. 11.20—11.23). Передаточную характеристику с гистерезисом иногда называют релейной, так как срабатывание и отпускание электромагнитного реле тоже происходит при разных уровнях напряжений.

12.3. СТРУКТУРА И КЛАССИФИКАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ТРИГГЕРОВ

Интегральные триггеры используются как самостоятельные устройства и, кроме того, входят в состав различных функциональных устройств: счетчиков, регистров, запоминающих устройств и т. п. Современные интегральные триггеры часто строятся на основе нескольких логических элементов, объединенных в одну микросхему. Они могут иметь несколько входов и различаться способами ввода входной информации. Для преобразования входной информации в требуемую комбинацию управляющих сигналов в триггере имеется устройство управления. Это устройство позволяет значительно расширить функциональные возможности триггера.

Обобщенная структурная схема триггера с устройством управления показана на рис. 12.5. Входные сигналы

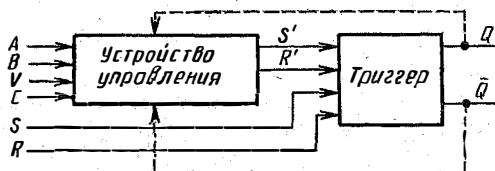


Рис. 12.5 Структурная схема триггерной системы:

A, B — информационные (логические) входы; V — подготовительный вход; C — тактовый (синхронизирующий) вход; S' и R' — внутренние входы; S и R — внешние входы; Q и $\bar{Q}$ — внешние выходы

A, B, V, C, S, R в зависимости от выполняемой роли подразделяются на информационные (логические), подготовительные (разрешающие) и исполнительные (командные). Входы триггера, на которые подаются эти сигналы, соответственно носят названия: *информационные* (логические), *предустановочные* (подготовительные) и *тактовые* (синхронизирующие). В зависимости от назначения триггера предустановочные и тактовые входы могут отсутствовать, в то время как информационные входы имеются у каждого триггера.

На схемах входы триггера обозначают буквами латинского алфавита в соответствии с табл. 12.1. По назва-

Табл. 12.1. Функциональное назначение входов триггера

Условное обозначение	Назначение
<i>Информационные входы</i>	
<i>S</i>	Вход для раздельной установки триггера в состояние 1
<i>R</i>	Вход для раздельной установки триггера в состояние 0
<i>J</i>	Вход для установки в состояние 1 <i>JK</i> -триггера
<i>K</i>	Вход для установки в состояние 0 <i>JK</i> -триггера
<i>T</i>	Счетный вход триггера
<i>D</i>	Вход для установки триггера в состояния 0 или 1
<i>Управляющие входы</i>	
<i>V</i>	Подготовительный вход для разрешения приема информации
<i>C</i>	Подготовительный вход для осуществления приема информации. Вход синхронизации

ниям информационных входов называют и триггеры: *RS*-триггер, *D*-триггер, *JK*-триггер и др.

В зависимости от схемы управляющего устройства триггеры делятся на синхронные и асинхронные (от греч. *a* — не, *син* — вместе, *хронос* — время). А синхронные триггеры имеют только информационные (логические) входы, и в них запись информации осуществляется в момент ее поступления. В синхронных триггерах запись информации, поступившей на информационные входы, происходит только при поступлении на синхронизирующий (тактирующий) вход дополнительного командного импульса. Синхронные триггеры могут иметь и асинхронные входы, которые обычно служат для установки триггера в нужное исходное состояние.

Асинхронные триггеры используются в качестве коммутаторов, ключей, счетчиков импульсов, делителей частоты повторения импульсов и т. п. Синхронные триггеры применяются в вычислительной и цифровой технике.

Работой триггеров можно управлять путем изменения уровней входных сигналов при достижении ими определенных порогов срабатывания, а также фронтами и срезами, возникающими при изменении этих уровней. Триггеры, переключающиеся по уровню входных сигналов, называют триггерами со статическим управлением, а по фронтам и срезам — триггерами с динамическим управлением.

На схемах триггер изображают прямоугольником, разделенным вертикальной линией на две части (рис. 12.6): правая часть — основное поле, левая — дополни-

тельное. В основном поле помещается буква Т, а в дополнительном у каждого входа пишется буква (метка), указывающая на его функциональное назначение в соответствии с табл. 12.1. Статические прямые входы и выходы отображают прямыми линиями без каких-либо индикаторов, а инверсные имеют дополнительный индикатор в виде маленького кружка на стороне прямоугольника (рис. 12.6, а). Динамические входы обозначают небольшими

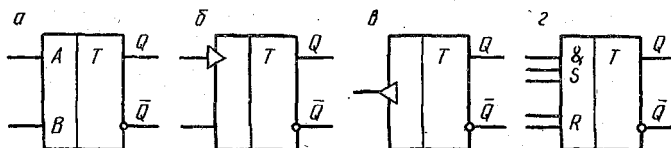


Рис. 12.6. Условные обозначения триггеров

треугольниками. У прямых динамических входов, вызывающих «опрокидывание» триггера при изменении уровня сигнала от 0 к 1, острие треугольника направлено внутрь поля (рис. 12.6, б), а у инверсных, вызывающих опрокидывание триггера при изменении уровня сигнала от 1 до 0, — наружу (рис. 12.6, в).

У триггера может быть несколько информационных входов, связанных в группы операциями И либо ИЛИ. Группа входов, связанная операцией И, в дополнительном поле помечается символом логического умножения. Группа входов, связанная операцией логического сложения ИЛИ, дополнительных символов в условном обозначении не имеет (рис. 12.6, г).

12.4. RS-ТРИГГЕРЫ НА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

RS-триггеры на логических элементах не содержат навесных деталей и обладают лучшими параметрами по сравнению с транзисторными триггерами на дискретных элементах.

Асинхронные RS-триггеры являются простейшими и выполняются на двух двухвходовых логических элементах типа И — НЕ либо ИЛИ — НЕ.

Асинхронные RS-триггеры на ЛЭ ИЛИ — НЕ. Асинхронный RS-триггер на двух логических элементах ИЛИ — НЕ (рис. 12.7, а) содержит два информационных входа R и S, на которых возможны четыре комбинации логических сигналов: $S^n = R^n = 0$; $S^n = 1, R^n = 0$; $S^n = 0, R^n = 1$ и $S^n = R^n = 1$. Этим комбинациям соответствуют

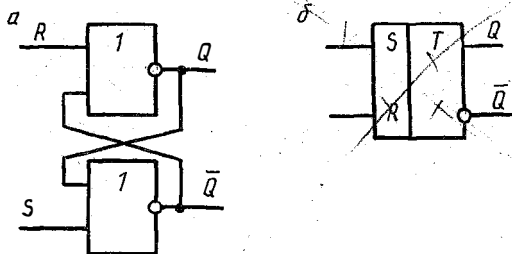


Рис. 12.7. Схема (а) и условное обозначение (б) асинхронного RS-триггера на ЛЭ ИЛИ — НЕ с прямым управлением

определенные сигналы на выходах триггера Q и $\bar{Q}$, что отображается так называемой таблицей состояний триггера (табл. 12.2). В ней приняты следующие обозначения:

Табл. 12.2. Состояния RS-триггера с прямым управлением

t^n		t^{n+1}
S^n	R^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n
1	0	1
0	1	0
1	1	x

t^n и t^{n+1} — моменты времени до и после срабатывания триггера; S^n и R^n — сигналы на информационных входах в момент t^n ; Q^n и Q^{n+1} — сигналы на прямом выходе в моменты времени t^n и t^{n+1} .

Из таблицы состояний видно, что первая комбинация входных сигналов $S^n = R^n = 0$ не вызывает измене-

ния состояния триггера. Действительно, если к моменту времени t^n состояние триггера характеризовалось сигналами $Q^n = 1$, $\bar{Q}^n = 0$, то в момент t^n на входах верхнего ЛЭ будут действовать нулевые сигналы, и на его выходе Q будет логическая 1 ($Q^{n+1} = 1$). В это же время на верхнем входе нижнего ЛЭ будет логическая 1, на нижнем входе S — логический 0, в результате чего на его выходе $\bar{Q}$ будет поддерживаться логический 0 ($\bar{Q}^{n+1} = 0$). Аналогично можно показать, что при данной комбинации входных сигналов состояние триггера, соответствующее выходным сигналам $Q^n = 0$ и $\bar{Q}^n = 1$, также не изменится. По этой причине комбинацию входных сигналов $S^n = R^n = 0$ называют нейтральной или режимом памяти.

Комбинация входных сигналов $S^n = 1$, $R^n = 0$ переводит RS-триггер в единичное состояние: $Q^{n+1} = 1$, $\bar{Q}^{n+1} = 0$, если он перед этим находился в нулевом состоянии ($Q^n = 0$, $\bar{Q}^n = 1$). Если же RS-триггер в момент вре-

мени t^n находился в единичном состоянии ($Q^n = 1$, $\overline{Q}^n = 0$), то данная комбинация подтверждает это состояние ($Q^{n+1} = 1$, $\overline{Q}^{n+1} = 0$). Поэтому вход S называют единичным входом: появление логической 1 на этом входе гарантирует наличие логической 1 на прямом выходе триггера независимо от его первоначального состояния.

Комбинация входных сигналов $S^n = 0$, $R^n = 1$ обеспечивает нулевое состояние триггера. Действительно, если $Q^n = 1$ и $\overline{Q}^n = 0$, то при поступлении сигналов $S^n = 0$ и $R^n = 1$ на одном входе верхнего ЛЭ появится логическая 1. Это вызовет появление на его выходе логического 0 ($Q^{n+1} = 0$), и на обоих входах нижнего ЛЭ будут логические нули, а на его выходе $\overline{Q}^{n+1}$ — логическая единица. Если же триггер находился в нулевом состоянии ($Q^n = 0$, $\overline{Q}^n = 1$), то комбинация входных сигналов $S^n = 0$, $R^n = 1$ состояние триггера не изменит, так как на обоих входах верхнего ЛЭ будут логические единицы, а нижнего ЛЭ — логические нули, подтверждающие выходные сигналы $Q^{n+1} = 0$, $\overline{Q}^{n+1} = 1$. По этой причине вход R называют нулевым входом.

При комбинации входных сигналов $S^n = R^n = 1$ на обоих выходах триггера появятся логические нули ($Q^{n+1} = 0$, $\overline{Q}^{n+1} = 0$). Если вслед за этим последует нейтральная комбинация входных сигналов ($S^n = R^n = 0$), то триггер с равной вероятностью примет единичное или нулевое состояние. Поэтому комбинацию входных сигналов $S^n = R^n = 1$ для рассматриваемого RS -триггера называют запрещенной и в таблице состояний отображают буквой x .

В рассмотренном триггере переключение состояний осуществляется единичными сигналами. Такой триггер называют *триггером с прямым управлением* и обозначают так, как показано на рис. 12.7, б.

Асинхронные RS -триггеры на ЛЭ И — НЕ. Асинхронный RS -триггер можно выполнить и на двух двухвходовых ЛЭ И — НЕ (рис. 12.8, а).

В отличие от RS -триггера на ЛЭ ИЛИ — НЕ переключения данного триггера осуществляются сигналами логического 0. Такой триггер называют *триггером с инверсным управлением* ($\overline{RS}$ -триггер). На функциональных схемах переключающие входы $\overline{RS}$ -триггера снабжаются индикаторами инверсии, а к буквенным обозначениям входов добавляются знаки отрицания (рис. 12.8, б). Состояния триггера в зависимости от комбинаций входных сигналов приведены в табл. 12.3.

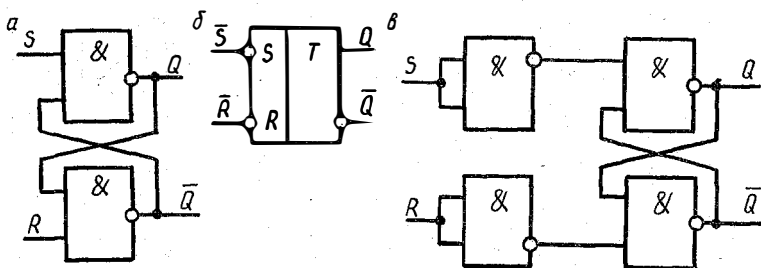


Рис. 12.8. Схема (а) и условное обозначение (б) асинхронного RS -триггера на логических элементах И — НЕ с инверсным управлением

Из таблицы состояний RS -триггера с инверсным управлением следует, что комбинация входных сигналов $\bar{S}^n = \bar{R}^n = 1$ является нейтральной, а $\bar{S}^n = \bar{R}^n = 0$ — запрещенной.

Табл. 12.3. Состояния $\bar{R}\bar{S}$ -триггера с инверсным управлением

t^n		t^{n+1}
$\bar{S}^n$	$\bar{R}^n$	Q^{n+1}
0	0	x
0	1	1
1	0	0
1	1	Q^n

Если ко входам $\bar{R}\bar{S}$ -триггера добавить два инвертора (рис. 12.8, в), то получится RS -триггер, подобный триггеру на элементах ИЛИ — НЕ.

Асинхронные RS -триггеры используются в качестве ячеек памяти в оперативных запоминающих устройствах (ОЗУ) статического типа (например, ИМС K155PY1).

Синхронные RS -триггеры на ЛЭ И — НЕ. Асинхронные RS -триггеры легко преобразовать в синхронные, если подключить к их входам устройство управления, состоящее из логических элементов. На рис. 12.9, а приведена структурная схема синхронного RS -триггера со статическим управлением на ЛЭ И — НЕ. Собственно триггер выполнен на элементах $DD3$ и $DD4$, а элементы $DD1$ и $DD2$ образуют устройство управления. Кроме информационных входов S и R , устройство управления имеет синхронизирующий, или тактовый, вход C , связанный с входами S и R операциями И — НЕ. Поэтому информация с входов S и R передается на собственно триггер только при $C = 1$.

Собственно триггер управляется внутренними сигналами q_1 и q_2 . Переключения осуществляются нулевыми уровнями этих сигналов так же, как в триггере на рис. 12.8, а. Так как ЛЭ $DD1$ и $DD2$ осуществляют инверсию входных сигналов S и R , то нулевым уровням сигнала

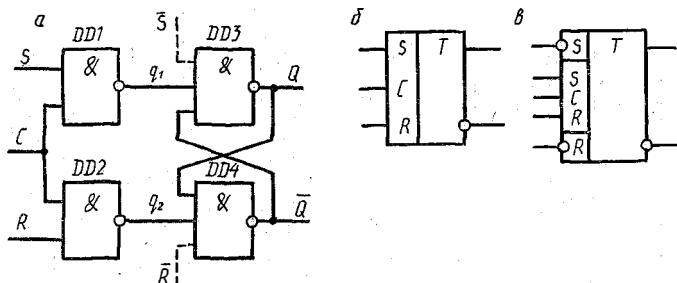


Рис. 12.9. Схема (а) и условные обозначения (б, в) синхронного RS-триггера на логических элемента И — НЕ

лов q_1 и q_2 должны соответствовать единичные уровни внешних информационных сигналов S и R .

Рассмотрим работу синхронного RS-триггера, приняв $Q^n = 0$, $S^n = 1$, $R^n = 0$. Если $C = 0$, то ЛЭ $DD1$ и $DD2$ закрыты и $q_1 = q_2 = 1$. Такая комбинация внутренних сигналов q_1 и q_2 является нейтральной для собственно триггера, и он сохраняет свое состояние $Q^n = 0$. Это состояние не изменяется при любых значениях информационных сигналов S и R . С приходом синхронизирующего импульса ($C = 1$) на входах ЛЭ $DD1$ будет действовать логическая 1, вследствие чего $q_1 = 0$ и $Q^{n+1} = 1$. Так как $q_2 = 1$ (поскольку $R^n = 0$ и $C = 1$), то на входы ЛЭ $DD4$ поступят сигналы $q_2 = 1$ и $Q^{n+1} = 1$ и образуют на его выходе сигнал $\bar{Q}^{n+1} = 0$. Следовательно, триггер перешел в единичное состояние, которое будет сохраняться и после прекращения действия синхронизирующего импульса, так как при $C = 0$ для собственно триггера опять возникнет нейтральная комбинация $q_1 = q_2 = 1$.

Обратный переброс триггера в состояние $Q = 0$ произойдет в момент действия следующего синхронизирующего импульса при наличии на информационных входах сигналов $S^n = 0$ и $R^n = 1$. Комбинация входных сигналов $S^n = R^n = 1$ для рассмотренного триггера является недопустимой, так как при $C = 1$ возникнет недопустимая комбинация $q_1 = q_2 = 0$, создающая неопределенное состояние на выходах триггера: $Q^{n+1} = \bar{Q}^{n+1} = 1$.

Условное обозначение рассмотренного синхронного RS-триггера с двумя информационными и одним синхронизирующим входами дано на рис. 12.9, б, а его состояния — в табл. 12.4.

Если на дополнительные входы элементов $DD3$ и $DD4$ (на рис. 12.9, а они показаны пунктиром) подавать сигналами

Табл. 12.4. Состояния синхронного RS-триггера с прямым управлением

t^n			t^{n+1}
C	S^n	R^n	Q^{n+1}
0	0	0	Q^n
0	0	1	Q^n
0	1	0	$\bar{Q}^n$
0	1	1	$\bar{Q}^n$
1	0	0	Q^n
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	x

лы $\bar{S}$ и $\bar{R}$, то можно осуществлять асинхронную установку триггера в состояния 0 и 1, минуя информационный и синхронизирующий входы. При этом функционирование триггера будет определяться состояниями, соответствующими состояниям триггера с инверсным управлением (см. табл. 12.3). Условное обозначение синхронного триггера с дополнительными входами, позволяющими осуществлять асинхронное управление его работой, показано на рис. 12.9, в.

При синхронной работе триггера на его дополнительных входах должно поддерживаться нейтральная комбинация $\bar{S} = \bar{R} = 1$.

Синхронные RS-триггеры на ЛЭ ИЛИ — НЕ. Синхронный RS-триггер можно построить и на ЛЭ ИЛИ — НЕ (рис. 12.10). Управление работой такого триггера осуще-

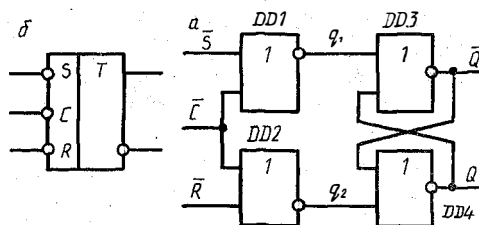


Рис. 12.10. Схема (а) и условное обозначение (б) синхронного RS-триггера на логических элементах ИЛИ — НЕ

ствляется сигналами нулевого уровня $\bar{S}^n = 0$ или $\bar{R}^n = 0$ при $\bar{C} = 0$ в соответствии с табл. 12.3. Запрещенной комбинацией входных сигналов является комбинация $\bar{S}^n = \bar{R}^n = 0$ при $\bar{C}^n = 0$. Действительно, в этом случае на обоих входах ЛЭ DD1 и DD2 действует логическая 1 ($\bar{S}^n = 1$,

$\bar{C}^n = 1$, $\bar{R}^n = 1$) и $q_1 = q_2 = 0$. При этом на обоих выходах ЛЭ $DD3$ и $DD4$ будет логическая 1.

В синхронных RS -триггерах изменения состояний при наличии разрешающего синхронизирующего импульса происходят так же, как и в асинхронных. Поэтому смена сигналов на информационных входах должна производиться только в паузах между синхронизирующими импульсами, чтобы не произошло нарушения его работы.

RS -триггер на ЛЭ И — ИЛИ — НЕ. RS -триггер со статическим управлением можно выполнить на ЛЭ И — ИЛИ — НЕ (рис. 12.11, а). Принцип его работы не отличается от работы рассмотренных триггеров, в чем легко убедиться, представив его в виде, показанном на рис. 12.11, б.

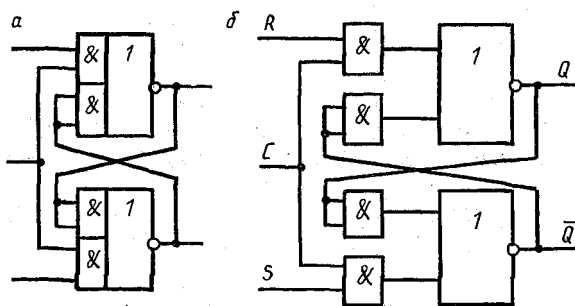


Рис. 12.11. Структурная (а) и функциональная (б) схемы RS -триггера на логических элементах И — ИЛИ — НЕ

Недостатком RS -триггеров является появление неопределенных состояний при образовании запрещенных комбинаций входных сигналов. Неопределенных состояний можно избежать, подключив ко входам триггера схему управления из ЛЭ. Работа схемы управления заключается в том, что при появлении на входе запрещенной комбинации сигналов состояние триггера принимает вполне определенное значение: единичное (S -триггер), нулевое (R -триггер), сохраняющее прежнее состояние (E -триггер) или меняющее состояние на противоположное (JK -триггер).

12.5. D -ТРИГГЕРЫ

D -триггеры имеют один информационный вход D и могут быть асинхронными или синхронными. Наибольшее применение получили синхронные D -триггеры. Простей-

ший синхронный D -триггер (рис. 12.12, a) выполнен на ЛЭ $DD3$ и $DD4$ типа И — НЕ по схеме $\overline{R}\overline{S}$ -триггера и является ячейкой памяти. Логические элементы $DD1$ и $DD2$ образуют схему управления.

При отсутствии синхронизирующего импульса ($C = 0$) ЛЭ $DD1$ и $DD2$ закрыты, $q_1 = q_2 = 1$ и на выходе триггера поддерживается устойчивое состояние $Q^n = 1$ или $Q^n = 0$. При этом информация на входе D не изменяет состояние

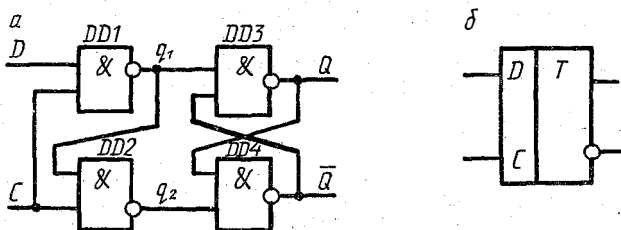


Рис. 12.12. Схема (a) и условное обозначение ($б$) D -триггера на логических элементах И — НЕ

ЛЭ $DD1$ и $DD2$ и поэтому не влияет на состояние ячейки памяти.

Если с приходом синхронизирующего импульса $C = 1$, сигнал на информационном входе D отсутствует, т. е. $D^n = 0$, то ЛЭ $DD1$ закрыт и $q_1 = 1$. На обоих входах ЛЭ $DD2$ будет действовать логическая 1 ($C = 1$, $q_1 = 1$), он откроется ($q_2 = 0$), что приведет к запираанию ЛЭ $DD4$ и отпираанию ЛЭ $DD3$. В результате на выходе ячейки памяти установится нулевое состояние ($Q^{n+1} = 0$, $\overline{Q}^{n+1} = 1$). Если же во время действия синхронизирующего импульса $C = 1$ на вход D поступает логическая 1 ($D = 1$), то открывается ЛЭ $DD1$, на его выходе образуется логический 0 ($q_1 = 0$), а ЛЭ $DD2$ будет закрыт и $q_2 = 1$. Под действием промежуточного сигнала $q_1 = 0$ ЛЭ $DD3$ запирается ($Q^{n+1} = 1$), а ЛЭ $DD4$ отпирается, так как на его входах действуют сигналы $q_2 = 1$ и $Q^{n+1} = 1$.

Из вышеизложенного следует, что сигнал на выходе Q D -триггера принимает такое же значение, какое имеется на информационном входе D во время действия синхронизирующего импульса. Это значение хранится (запоминается) в триггере до прихода следующего синхронизирующего импульса, так как в паузах между синхронизирующими импульсами на входах ячейки памяти действует нейтральная комбинация сигналов $q_1 = q_2 = 1$. Следовательно, в D -триггере осуществляется задержка на один

такт сигнала, поступающего на информационный вход D . Поэтому D -триггер называют триггером задержки (от англ. delay — задержка, промедление).

В D -триггере вместо ЛЭ И — НЕ можно использовать ЛЭ ИЛИ — НЕ. В последнем случае для синхронизации потребуются импульсы нулевого уровня.

Если требуется задержка записанной информации более чем на один такт, применяют DV -триггер, отличающийся от D -триггера наличием дополнительного информационного входа V (от англ. valve — вентиль, клапан), как показано на рис. 12.13, а. Когда $V = 1$, триггер работает как D -триггер. При $V = 0$ ЛЭ $DD1$ и $DD2$ закрыты

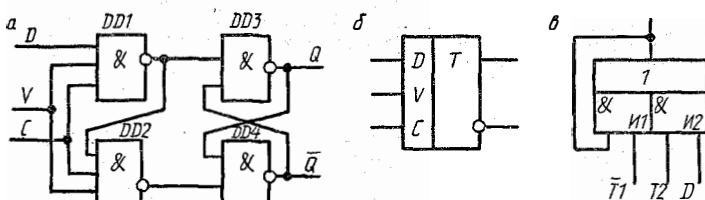


Рис. 12.13. Схема (а), условное обозначение (б) DV -триггера и схема двухтактного триггера (в)

при любых комбинациях сигналов на входах D и C , и в ячейке памяти хранится информация, записанная в предыдущем такте.

На рис. 12.13, в приведена схема однофазного двухтактного триггера на ЛЭ 2И — ИЛИ. Запись логической 1 в этом триггере осуществляется через ЛЭ $И2$ при одновременном действии сигналов на входах $T2$ и D . После окончания действия сигналов $T2$ и D (или одного из них) единичное состояние триггера удерживается логическим элементом $И1$, на входе которого действуют сигналы $Q = 1$ и $\bar{T}_1 = 1$ ($T_1 = 0$). Установка триггера в состояние логического нуля осуществляется подачей на вход $T1$ логической 1 (при этом $\bar{T}_1 = 0$).

Как устройства запоминания двоичной информации D - и DV -триггеры применяются при построении регистров, счетчиков и других узлов цифровой техники.

12.6. JK-ТРИГГЕРЫ

JK -триггер функционирует подобно RS -триггеру, с той лишь разницей, что не имеет запрещенной комбинации

входных сигналов. Вход J выполняет роль входа S , а вход K — роль входа R . При входной комбинации $J^n = K^n = 1$, эквивалентной запрещенной комбинации $S^n = R^n = 1$ для RS -триггера, состояние JK -триггера изменяется на противоположное.

Одноступенчатый JK -триггер. Структурная схема JK -триггера показана на рис. 12.14, а. На ЛЭ $DD5$ и

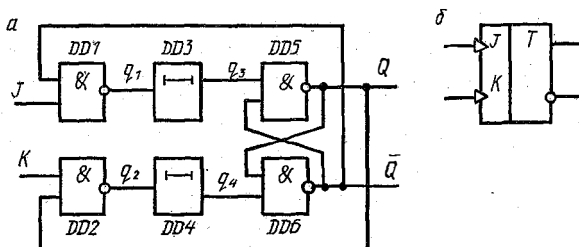


Рис. 12.14. Схема (а) и условное обозначение (б) асинхронного JK -триггера

$DD6$ выполнена ячейка памяти, представляющая RS -триггер. Элементы $DD1$ и $DD2$ образуют схему управления, а $DD3$ и $DD4$ осуществляют задержку сигналов, поступающих на входы ячейки памяти. Особенностью JK -триггера является наличие цепей обратной связи с выходов на входы, поэтому его состояние зависит не только от входных сигналов J и K , но и от сигналов на выходах Q и $\bar{Q}$.

Если $J^n = K^n = 0$, то независимо от сигналов Q^n и $\bar{Q}^n$ на выходах ЛЭ $DD1$ и $DD2$ будет нейтральная комбинация $q_1 = q_2 = 1$, сохраняющая информацию в ячейке памяти. При $J^n = 1$ и $K^n = 0$ по-прежнему промежуточный сигнал $q_2 = 1$, а значение сигнала q_1 зависит от состояния ячейки памяти. Если $Q^n = 1$ и $\bar{Q}^n = 0$, то на входе ЛЭ $DD1$ будут сигналы $J^n = 1$, $\bar{Q}^n = 0$ и $q_1 = q_3 = 1$. Состояние ячейки памяти не изменится. Если же $Q^n = 0$, а $\bar{Q}^n = 1$, то $q_1 = q_3 = 0$, на выходе ЛЭ $DD5$ образуется сигнал $Q^{n+1} = 1$, а на выходе ЛЭ $DD6$ — сигнал $\bar{Q}^{n+1} = 0$. Аналогичным образом при $K^n = 1$ и $J^n = 0$ в ячейку памяти записывается логический нуль, если она находилась в состоянии логической единицы, или подтверждается ее нулевое состояние.

Пусть теперь $J^n = K^n = 1$ и $Q^n = 1$, а $\bar{Q}^n = 0$. Это приведет к установлению $q_2 = q_4 = 0$, в результате чего

состояние ЛЭ $DD6$ изменится на значение $\bar{Q}^{n+1}=1$ и состояние ЛЭ $DD5$ — на значение $Q^{n+1}=0$. При $J^n = K^n = 1$ и $Q^n = 0$, $\bar{Q}^n = 1$ будет $q_1 = q_3 = 0$, вследствие чего на выходе ЛЭ $DD5$ возникнет $Q^{n+1}=1$, а на выходе ЛЭ $DD6$ — сигнал $\bar{Q}^{n+1}=0$. Таким образом, независимо от того, в каком состоянии находился JK -триггер при комбинации входных сигналов $J^n = K^n = 1$ происходит его переброс — изменение состояния на противоположное.

Элементы задержки $DD3$ и $DD4$ служат для задержки времени поступления сигналов ОС с выходов триггера на входы ЛЭ $DD1$ и $DD2$. Эти сигналы Q^{n+1} и $\bar{Q}^{n+1}$ поступают на ЛЭ $DD1$ и $DD2$ после окончания действия входных сигналов J^n и K^n , т. е. когда $J^{n+1} = K^{n+1} = 0$. Отсутствие элементов задержки вызвало бы многократное срабатывание триггера — генерацию. Сигналы J и K должны быть кратковременными, что достигается управлением работой ЛЭ $DD1$ и $DD2$ по фронту или срезу импульсов. Следовательно, в JK -триггере используется динамическое управление записью информации, что и подчеркивается в его условном изображении (рис. 12.14, б).

Состояния JK -триггера при различных значениях входных сигналов можно кратко отразить таблицей состояний (табл. 12.5).

Табл. 12.5. Состояния JK -триггера

J^n		$\bar{Q}^{n+1}$
J^n	K^n	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}^n$

Рассмотренный асинхронный JK -триггер не применяется из-за сложности изготовления элементов задержки. Применяемые на практике JK -триггеры обычно выполняются по двухступенчатой схеме, или схеме MS (от англ. master-slave, что означает ведущий-ведомый).

Двухступенчатый JK -триггер. В состав двухступенчатого JK -триггера (рис. 12.15, а) входят синхронный RS -триггер первой ступени $T1$ с логикой 2И на входе, синхронный триггер $T2$ второй ступени и инвертор. Запись информации в первый триггер производится по сигналу $C=1$. После окончания сигнала на входе C ($C=0$) информация

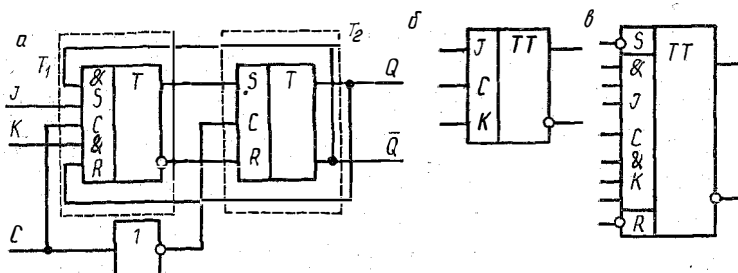


Рис. 12.15. Схема (а) и условные обозначения (б, в) двухступенчатого синхронного JK -триггера

с первого триггера переписывается во второй. Следовательно, задержка в перезаписи информации будет определяться в основном длительностью сигнала на входе C . В остальном работа двухступенчатого JK -триггера аналогична работе рассмотренного асинхронного JK -триггера.

В JK -триггер можно ввести дополнительные входы S и R и с их помощью осуществлять асинхронную установку состояний триггера независимо от сигналов на входах J , K и C . Такой триггер называют комбинированным JK -триггером (рис. 12.15, в).

Если перед входом K JK -триггера поставить инвертор (рис. 12.16), то JK -триггер можно использовать как

D -триггер. Допустим, $D = 0$ и $C = 0$, тогда $J = 0$, $K = 1$. Синхронизирующий импульс $C = 1$ переведет JK -триггер в состояние $Q = 0$, $\bar{Q} = 1$.

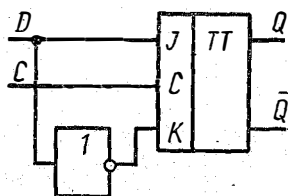


Рис. 12.16. Схема D -триггера, выполненного на синхронном JK -триггере

Если $D = 1$ ($J = 1$, $K = 0$), то после воздействия синхронизирующего импульса JK -триггер перейдет в состояние $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$.

12.7. Т-ТРИГГЕРЫ

T -триггер (от англ. toggle — кувыркаться) представляет собой триггер со счетным входом (или счетным запуском). Он изменяет свое состояние на противоположное при поступлении на вход T каждого запускающего импульса.

Работа T -триггера на дискретных элементах рассмотрена в § 12.2 (рис. 12.3). В интегральном исполнении T -триггеры не выпускаются, так как они легко получаются из RS -, JK - или D -триггеров.

На рис. 12.17, *а* показано преобразование двухступенчатого RS -триггера в T -триггер. В те такты, когда

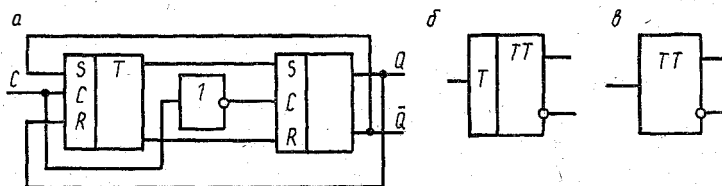


Рис. 12.17. Схема (*а*) и условные обозначения (*б, в*) T -триггера, выполненного на синхронных RS -триггерах

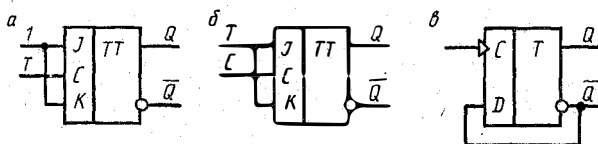


Рис. 12.18. Условные обозначения T -триггеров, полученных из JK -триггеров (*а, б*) и D -триггера с динамическим управлением (*в*)

$S^n = \bar{Q}^n = 1$ (при этом $R^n = Q^n = 0$), синхронизирующий импульс $C = 1$ устанавливает первый триггер в единичное состояние. Это состояние переписывается во второй триггер после прекращения действия синхронизирующего импульса. На выходе триггера образуются сигналы $Q^{n+1} = 1$, $\bar{Q}^{n+1} = 0$. При поступлении следующего синхронизирующего импульса первый триггер сигналом $R^{n+1} = \bar{Q}^n = 1$ устанавливается в нулевое состояние, которое записывается во второй триггер после окончания действия синхронизирующего импульса: $Q^{n+2} = 0$, $\bar{Q}^{n+2} = 1$.

На рис. 12.18 показаны преобразования JK -триггера в асинхронный (*а*) и синхронный (*б*) T -триггеры, а также преобразование D -триггера с динамическим или двухступенчатым управлением записью в T -триггер.

Разновидностью счетного триггера является TV -триггер, который имеет дополнительный вход V (рис. 12.19, *а*). При $V = 1$ триггер работает как обычный T -триггер, а при $V = 0$ переключений триггера не происходит.

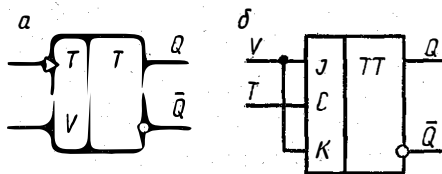


Рис. 12.19. Условные обозначения TV -триггеров

На рис. 12.19, б показано преобразование в TV -триггер JK -триггера.

Асинхронные и синхронные T - и TV -триггеры применяются в счетчиках и делителях частоты повторения импульсов.

Контрольные вопросы и задания

1. Дополните графики напряжений триггера с коллекторно-базовыми связями (рис. 12.1) графиками изменений напряжений на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$.

2. Поясните принцип работы триггера с коллекторно-базовыми связями и одним (счетным) входом (рис. 12.3).

3. Изобразите схемы асинхронных RS -триггеров на ЛЭ ИЛИ — НЕ и И — НЕ. Каковы отличительные особенности работы этих триггеров?

4. Поясните работу синхронного RS -триггера на ЛЭ И — НЕ (рис. 12.9, а). Какая комбинация сигналов на входах R и S является запрещенной для этого триггера и почему?

5. Почему комбинация сигналов $\bar{S} = \bar{R} = \bar{C} = 0$ для синхронного RS -триггера на ЛЭ ИЛИ — НЕ (рис. 12.10) является запрещенной?

6. Изобразите схему простейшего синхронного D -триггера на ЛЭ И — НЕ и поясните его работу.

7. В чем особенности работы DV -триггера по сравнению с D -триггером?

8. Поясните, как работает JK -триггер, изображенный на рис. 12.14, а.

9. Какую функцию выполняет ЛЭ НЕ в триггере, изображенном на рис. 12.17, а?

Глава 13. ЦИФРОВЫЕ И КОМБИНАЦИОННЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

13.1. ДВОИЧНАЯ СИСТЕМА СЧИСЛЕНИЯ

Системой счисления называют совокупность символов (цифр) и приемов записи чисел. В зависимости от способа записи (изображения) чисел системы счисления делятся на *непозиционные* (например, римская система счисления) и *позиционные*. В современных ЭВМ используются только позиционные системы счисления.

В позиционной системе счисления значение цифры в числе определяется ее местом (позицией).

Позиционные системы счисления имеют наименования, совпадающие с количеством используемых в них цифр. В повседневной жизни мы пользуемся десятичной системой счисления, в которой для записи чисел используются десять цифр от 0 до 9. Любое положительное число A в десятичной системе можно записать в виде ряда

$$A = a_n \cdot 10^n + a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0 + a_{-1} \cdot 10^{-1} + \dots + a_{-m} \cdot 10^{-m},$$

где 10 — основание системы; $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0, a_{-1}, \dots, a_{-m}$ — коэффициенты, принимающие одно из значений от 0 до 9; n и m — любые целые числа. Например, число 2078,5 может быть представлено в виде

$$2078,5 = 2 \cdot 10^3 + 0 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0 + 5 \cdot 10^{-1}.$$

Места, занимаемые цифрами числа, называются *разрядами*. В десятичной системе счисления единица каждого разряда «весит» в 10 раз больше единицы соседнего справа разряда.

При цифровой обработке информации широко используется двоичная система счисления, в которой для записи чисел используются только две цифры: 0 и 1. Любое положительное число B в двоичной системе записывается в виде

$$B = b_n \cdot 2^n + b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0 + b_{-1} \cdot 2^{-1} + \dots + b_{-m} \cdot 2^{-m},$$

где 2 — основание системы; $b_n, b_{n-1}, \dots, b_1, b_0, b_{-1}, \dots, b_{-m}$ — коэффициенты, принимающие значения 0 или 1; n и m — любые целые числа.

При записи чисел в двоичной системе счисления (как и в десятичной) знаки «плюс» между разрядами и основания системы с их степенными показателями опускаются, и двоичная запись числа B приобретает вид

$$B = b_n b_{n-1} \dots b_1 b_0, b_{-1} \dots b_{-m}.$$

Целая часть числа отделяется от дробной точкой.

Числа 0 и 1 записываются в двоичной и десятичной системах одинаково. Начиная с числа 2 запись чисел в двоичной системе отличается от их записи в десятичной системе. Например, число 2 в двоичной системе записывается в виде

$$2_{10} = 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = 10_2,$$

а число 3 — в виде

$$3_{10} = 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11_2,$$

и т. д. Из этого примера также видно, что в двоичной системе единица каждого разряда (старшего) «весит» в два раза больше единицы соседнего с ним справа (младшего) разряда. Поэтому для записи некоторого числа в двоичной системе счисления необходимо иметь большее число разрядов, чем для записи этого числа в десятичной системе. Несмотря на этот недостаток, двоичная система широко применяется в цифровой технике благодаря тому, что для изображения одного разряда числа требуется элемент с двумя устойчивыми состояниями, одно из которых принимается за 0, а другое за 1. Таким элементом, как известно, может служить триггер.

Арифметические действия с двоичными числами оказываются наиболее простыми по сравнению с арифметическими действиями над числами в других позиционных системах счисления и выполняются в соответствии с правилами, представленными в табл. 13.1.

Табл. 13.1. Правила выполнения арифметических операций с двоичными числами

Двоичное сложение	Двоичное вычитание	Двоичное умножение
$0+0=0$	$0-0=0$	$0 \cdot 0=0$
$0+1=1$	$1-0=1$	$0 \cdot 1=0$
$1+0=1$	$1-1=0$	$1 \cdot 0=0$
$1+1=10$	$10-1=1$	$1 \cdot 1=1$

В ЦВМ, помимо двоичной системы счисления, применяются восьмеричная, шестнадцатеричная и двоично-десятичная. Эти системы счисления являются вспомогательными и используются при подготовке задач к решению, т. е. при программировании.

Достоинством восьмеричной системы счисления является то, что запись числа в ней оказывается в три раза короче записи этого же числа в двоичной системе, а переводы из восьмеричной системы в двоичную и наоборот очень просты. Если требуется двоичное число 11010010111 записать в восьмеричном коде, то его разбивают в обе стороны от точки, разделяющей целую и дробную части, на триады и каждую триаду представляют цифрой в восьмеричной системе:

$$\begin{array}{cccc} 011 & 010 & 010 & 111 \\ 3 & 2 & 2 & 7 \end{array}$$

Следовательно, $11010010111_2 = 3227_8$. При переводе восьмеричного числа в двоичное каждую цифру представляют триадой в двоичном коде. Например, число 5327_8 переводится в двоичный код следующим образом:

$$\begin{array}{cccc} 5 & 3 & 2 & 7 \\ 101 & 011 & 010 & 111 \end{array}$$

т. е. $5327_8 = 101011010111_2$.

В шестнадцатеричной системе счисления за основание системы принято число 16, поэтому в ней используется 10 цифр и 6 букв: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F (буквы A, B, C, D, E и F соответствуют числам 10, 11, 12, 13, 14 и 15 десятичной системы счисления). Эта система счисления используется для представления некоторых специфических видов информации в специализированных ЭВМ. Перевод шестнадцатеричных чисел в двоичные и наоборот подобен аналогичным преобразованиям чисел восьмеричной системы, с той разницей, что вместо двоичных триад используются тетрады. Например, число $1D9, E5_{16}$ переводится в двоичное следующим образом:

$$\begin{array}{cccccc} 1 & D & 9 & , & E & 5 \\ 0001 & 1101 & 1001 & , & 1110 & 0101_{16} \end{array}$$

Если требуется двоичное число перевести в шестнадцатеричное, то его разбивают на тетрады влево и вправо от запятой, крайние неполные тетрады дополняют нулями, после чего каждую тетраду заменяют соответствующей цифрой шестнадцатеричной системы.

Вместо шестнадцатеричной системы часто применяется двоично-десятичная система, отличающаяся от шестнадцатеричной тем, что в ней каждая двоичная тетрада может принимать только значения 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 или 9. Перевод двоично-десятичного кода в двоичный осуществляется так же, как и перевод шестнадцатеричного числа. Однако перевод двоичного числа в двоично-десятичное отличается от его перевода в шестнадцатеричное, поскольку значения тетрад двоичного числа могут быть равны десятичным числам от 10 до 15. Подобные тетрады не предусматриваются двоично-десятичным кодом и называются псевдотетрадами. Для исключения псевдотетрад осуществляют специальные операции по преобразованию двоичного кода в двоично-десятичный.

Двоично-десятичный код часто называют кодом 8421, в котором цифры 8, 4, 2 и 1 обозначают веса значащих

двоичных цифр в коде (тетраде). Он применяется для представления входной, выходной и внутренней (для ЭВМ серии ЕС) информации.

13.2. РЕГИСТРЫ

Регистры — это устройства, которые предназначены для приема, хранения и передачи информации, представленной в виде двоичного кода (слова). Каждому разряду двоичного кода соответствует определенный разряд (ячейка памяти) регистра. С помощью регистров можно выполнять некоторые логические операции (по-разрядное логическое сложение, умножение и др.), а также осуществлять операции преобразования информации из одного вида в другой (например, преобразовывать последовательный код в параллельный и т. п.).

Регистр представляет собой совокупность определенным образом соединенных триггерных ячеек с устройством управления входными и выходными сигналами. Число используемых в регистре триггеров определяет его разрядность. Каждый триггер регистра может иметь прямой и инверсный выходы, что позволяет снять записанный в нем код в прямом или инверсном виде.

Важнейшим признаком классификации регистров является способ ввода — вывода информации и характер представления вводимой и выводимой информации.

По способу ввода и вывода (приема и передачи) информации регистры подразделяются на *параллельные*, *последовательные* и *параллельно-последовательные*.

По характеру представления вводимой и выводимой информации регистры делят на *однофазные* и *парафазные*. В однофазных регистрах информация вводится в прямом или обратном (инверсном) кодах, а в парафазном — одновременно в прямом и обратном. Вывод информации из регистров обоих типов может осуществляться как в прямом, так и в обратном кодах.

Регистры можно классифицировать также по числу тактов управления при записи и по виду выполняемых операций над словами.

По числу тактов управления регистры подразделяются на *однотактные*, *двухтактные* и *многотактные*. Число тактов определяется типом используемых в регистре триггеров.

По виду выполняемых операций над словами различают *регистры для приема, передачи и сдвига информации*.

Параллельные регистры. В параллельных регистрах запись информации (слова) осуществляется параллельным кодом, т. е. одновременно во все разряды регистра. Записанная информация может многократно считываться и храниться в регистре сколь угодно длительное время. Поэтому такие регистры называют регистрами памяти.

На рис. 13.1, а приведена схема четырехразрядного параллельного однофазного регистра на RS -триггерах.

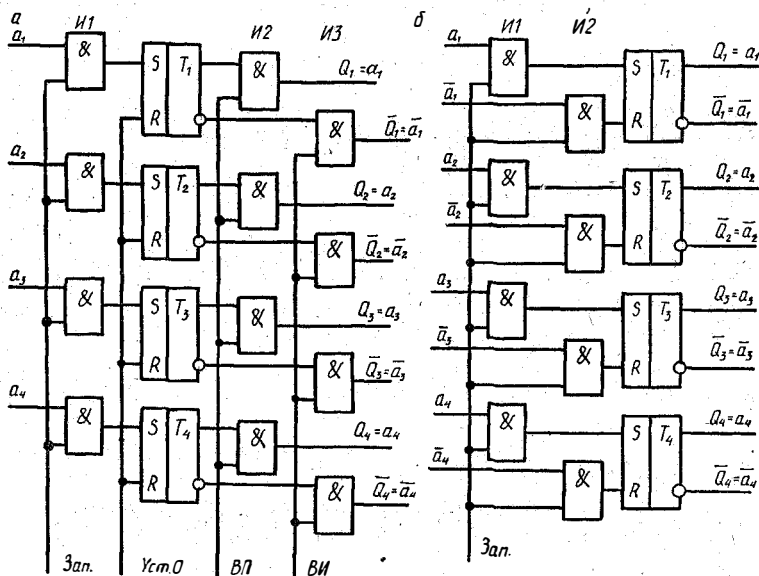


Рис. 13.1. Схемы однофазного (а) и парафазного (б) параллельных регистров

Управление приемом (записью) и выдачей (считыванием) информации осуществляется соответственно элементами И1 и И2, И3. Входы a_1, a_2, a_3 и a_4 соответствуют разрядам записываемого слова (числа).

Перед записью все триггеры регистра устанавливают в нулевое состояние подачей импульса $Уст. 0$ на входы R . Запись информации $a_1...a_4$ в регистр осуществляется при поступлении импульса записи на шину $Зап.$ При этом на выходах элементов И1 образуются сигналы установки триггеров в состояние 1* только в тех разрядах, в которых $a_i = 1$. Остальные триггеры остаются в нулевом состоянии. Записанный в регистр код выдается в прямом (через элементы И2) или инверсном (через элементы И3) виде при

поступлении на входы ЛЭ И2 или ЛЭ И3 соответственно импульсов *ВП* или *ВИ*. Информация о записанном коде сохраняется в регистре до прихода следующего импульса *Уст. 0*.

Недостаток рассмотренного параллельного регистра заключается в том, что требуется время для его обнуления перед записью новой информации. Это снижает быстродействие регистра. Для увеличения быстродействия применяют парафазную запись информации. Парафазный регистр можно получить из однофазного, преобразовав устройство управления записью (рис. 13.1, б). Записываемое слово представляется в прямом ($a_1 a_2 a_3 a_4$) и инверсном ($\bar{a}_1 \bar{a}_2 \bar{a}_3 \bar{a}_4$) кодах и подается на входы элементов И1 и И2 соответственно. Запись в регистр производится при поступлении сигналов записи на шину *Зап.* При этом на входы *S* триггеров поступают прямые, а на входы *R* — инверсные значения разрядов записываемого слова, которые устанавливают триггеры в нужные состояния независимо от исходных состояний. Выдача информации осуществляется так же, как и в однофазном.

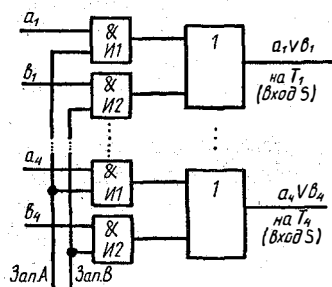


Рис. 13.2. Схема устройства управления записью двухканального регистра

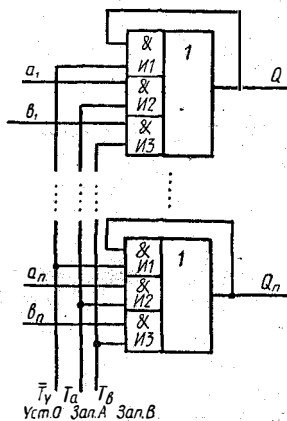


Рис. 13.3. Схема двухканального n -разрядного регистра

Регистр, показанный на рис. 13.1, а, служит для записи, хранения и передачи одного слова A ($a_1 a_2 a_3 a_4$) и является одноканальным. Путем изменения устройства управления его можно преобразовать в многоканальный. На рис. 13.2 показано устройство управления записью в регистр двух слов A ($a_1 a_2 a_3 a_4$) и B ($b_1 b_2 b_3 b_4$). Раз-

ряды слова A подаются по первому каналу через элементы И1, а слова B — по второму каналу через элементы И2. Запись по каналу A производится импульсом $Зап. A$, а по каналу B — импульсом $Зап. B$. При поступлении импульса записи на вход устройства управления значения разрядов числа A или B передаются через элементы И1 или И2 на входы ЛЭ ИЛИ, а с выходов элементов ИЛИ поступают на входы S триггеров соответствующих разрядов регистра. Считывание информации осуществляется так же, как и в одноканальном регистре.

Для построения регистров широко применяются D -триггеры, позволяющие уменьшать количество элементов. На рис. 13.3 приведена схема n -разрядного параллельного двухканального однофазного регистра (схема управления процессом считывания не приведена), выполненного на однофазных D -триггерах. Импульс T_y , поданный на вход $Уст. 0$, устанавливает в нуль все разряды регистра. Запись числа A ($a_1 \dots a_n$) производится тактовым импульсом T_a , поданным на вход $Зап. A$. При этом на выходах элементов И2 устанавливаются уровни $a_1 \dots a_n$, которые через элементы ИЛИ передаются на выходы соответствующих D -триггеров.

Аналогичным образом производится запись числа B ($b_1 \dots b_n$) при подаче тактового импульса на вход $Зап. B$.

Последовательные регистры. Наряду с записью и хранением информации последовательные регистры позволяют осуществить логическую операцию сдвига кода записанного числа на любое количество разрядов. Поэтому последовательные регистры называют также сдвигающими регистрами, или регистрами сдвига.

Сдвиг кода записанного числа в регистре применяется при выполнении операций умножения и деления. Так, например, сдвиг кода 0100 (числа 4) на один разряд влево дает код 1000 (число 8), что соответствует умножению на $2^1 = 2$. Сдвиг этого же кода 0100 на один разряд вправо дает код 0010 (число 2), что равносильно делению на $2^1 = 2$.

Помимо выполнения операций умножения и деления, сдвигающие регистры применяются для преобразования параллельного кода в последовательный и наоборот, а также для построения счетчиков импульсов.

Последовательный регистр состоит из последовательно соединенных триггеров. Под действием тактовых импульсов состояние каждого триггера передается последую-

шему, что равносильно сдвигу кода. В зависимости от числа последовательностей тактовых импульсов, осуществляющих сдвиг кода, сдвигающие регистры бывают *одно-, двух-, трех- и четырехтактными* (в общем случае многотактными).

Триггеры сдвигающего регистра должны обладать свойствами запоминания. При использовании в сдвигающем регистре простых RS -триггеров каждый разряд, кроме основного, содержит дополнительный триггер, используемый для промежуточного запоминания информации. Структура такого регистра показана на рис. 13.4.

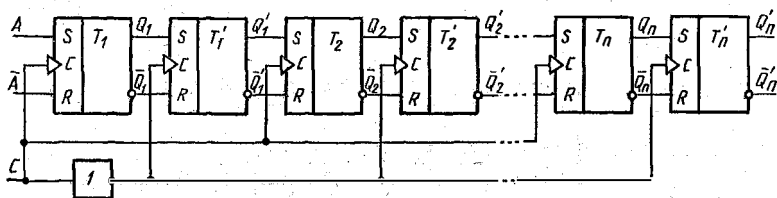


Рис. 13.4. Схема последовательного регистра на синхронных RS -триггерах

Триггеры $T_1, T_2, \dots, T_n$ образуют основной регистр, а триггеры $T'_1, T'_2, \dots, T'_n$ — дополнительный. Синхронизирующие импульсы C подаются одновременно на все разряды основного регистра и через ЛЭ НЕ на все разряды дополнительного регистра.

Запись информации (числа A) осуществляется последовательным парафазным кодом, поступающим на вход первого триггера основного регистра. Перед записью триггеры основного и дополнительного регистров устанавливаются в нулевое состояние подачей на синхронизирующий вход n импульсов при действии на прямом информационном входе нулевого сигнала. При этом первый синхронизирующий импульс C_1 устанавливает в нулевое состояние триггер T_1 . Поскольку запись информации на триггеры дополнительного регистра при этом запрещена, не изменяются и состояния остальных триггеров (кроме первого) основного регистра. После окончания действия синхронизирующего импульса C_1 логический 0 с выхода T_1 переписывается в дополнительный триггер T'_1 .

Второй синхронизирующий импульс C_2 подтверждает нулевое состояние триггера T_1 и разрешает запись логического 0 с дополнительного триггера T'_1 в триггер второго разряда T_2 . После окончания действия импульса C_2 логический 0 с триггера T_2 переписывается в триггер T'_2 .

Третий синхронизирующий импульс C_3 устанавливает в нулевое состояние триггер T_3 , которое передается триггеру T_3 по окончании действия синхронизирующего импульса C_3 , и т. д.

; Аналогичным образом осуществляется запись в регистр числа A . Разница состоит лишь в том, что состояние триггера T_1 будет определяться значениями сигналов A и $\bar{A}$ на его входе во время действия синхронизирующих импульсов C . Записанный в регистр код может быть сдвинут вправо на один или несколько разрядов подачей соответствующего числа импульсов на вход C .

На рис. 13.5 показана схема последовательного сдвигающего регистра на двухступенчатых синхронных D -триггерах

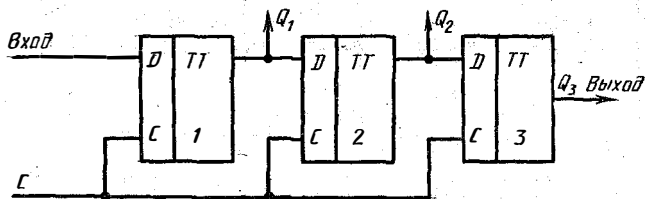


Рис. 13.5. Схема трехразрядного последовательного регистра на D -триггерах

герах, имеющего три разряда. Запись информации в регистр осуществляется последовательным однофазным кодом, разряды которого поступают на вход первого триггера к моментам появления синхронизирующих импульсов на входе C . Этими же импульсами осуществляется и сдвиг записанного кода вправо. Во время действия синхронизирующего импульса на первые ступени второго и третьего триггеров переписываются значения состояния первого и второго D -триггеров, а на первую ступень первого D -триггера — значение информации, действующей на его входе. В паузах между синхронизирующими импульсами происходит изменение состояний вторых ступеней триггеров.

Параллельно-последовательные регистры. Параллельно-последовательный регистр на D -триггерах (рис. 13.6) позволяет осуществлять преобразование параллельного кода в последовательный и наоборот. Двухступенчатые D -триггеры имеют инверсные входы $\bar{S}$ и $\bar{R}$ для асинхронной установки нуля (входы $\bar{R}$) и для записи n -разрядного числа A ($a_1, a_2, \dots, a_n$) в регистр параллельным кодом (входы $\bar{S}$). Параллельная запись числа во все разряды регистра осуществляется импульсом $C_2 = 1$. При этом

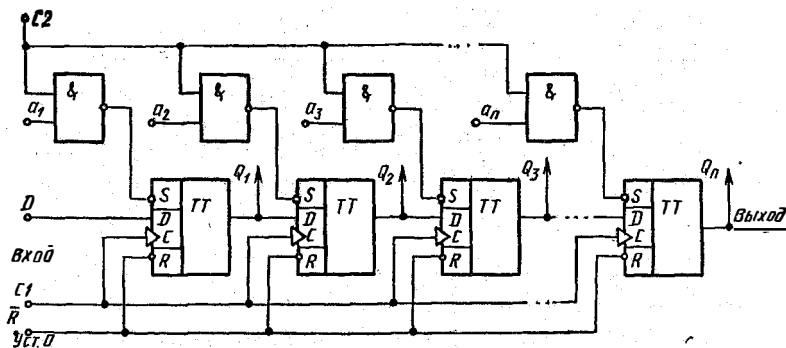


Рис. 13.6. Схема параллельно-последовательного регистра на D-триггерах

на выходах ЛЭ И образуются значения $\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_n$, которые поступают на асинхронные входы $\bar{S}$ D-триггеров регистра и устанавливают их в состояния $a_1, a_2, \dots, a_n$. Преобразование параллельного кода в последовательный осуществляется подачей серии импульсов на вход $C1$. Первый импульс на входе $C1$ устанавливает каждый триггер в состояние, в котором находился до этого каждый предыдущий триггер. Если $D = 0$, то первый триггер после первого импульса на входе $C1$ установится в нулевое состояние. Происходит, таким образом, сдвиг записанного кода на один разряд вправо. Второй импульс на входе $C1$ вызывает сдвиг числа вправо еще на один разряд, а в состоянии логического нуля окажутся уже первый и второй разряды и т. д. Импульсами, поступающими на вход $C1$, записанный в регистр код как бы выталкивается поразрядно, а освобождающиеся разряды устанавливаются в нулевое состояние.

В данный регистр можно осуществить запись числа последовательным кодом. Последовательный код записываемого числа подается на вход D и импульсами, поступающими на вход $C1$, «проталкивается» в регистр. Через выходы $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$ число, записанное в регистр последовательным кодом, может быть считано прямым параллельным кодом.

Реверсивные регистры. Регистры, которые позволяют осуществлять сдвиг записанного в них кода вправо или влево, называют реверсивными (рис. 13.7).

Реверсивный регистр отличается от сдвигающего (рис. 13.5) наличием перед каждой ячейкой устройства управления, выполненного на трех двухвходовых элемен-

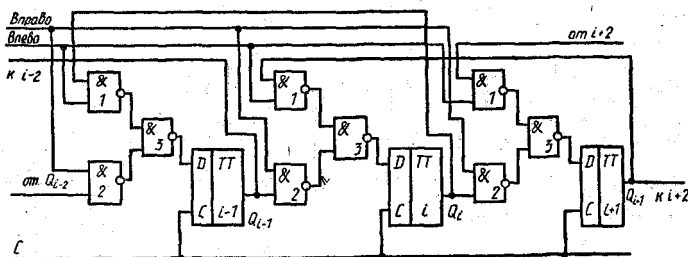


Рис. 13.7. Фрагмент схемы реверсивного регистра сдвига

тах И — НЕ. Для сдвига вправо необходимо одновременно с поступлением синхронизирующего импульса на вход *С* подать импульс на шину *Вправо*. При этом на входы *D* каждого последующего триггера поступает информация с выхода триггера предыдущего разряда (через ЛЭ И2 и И3), которая будет переписана во вторую ступень каждого принимающего триггера после окончания действия импульса на входе *С*. Для сдвига последовательного кода влево одновременно с синхронизирующим импульсом *С* подается импульс на шину *Влево*. В этом случае на *D*-вход первой ступени каждого триггера поступает информация о состоянии последующего триггера (через ЛЭ И1 и И3), которая переписывается во вторую ступень после окончания синхронизирующего импульса.

13.3. ДВОИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Счетчиком импульсов называют устройство, предназначенное для подсчета числа импульсов, поступающих на его вход, и хранения результата счета в виде кода. Счетчики импульсов широко применяются в измерительной технике и в устройствах цифровой обработки информации. Практически любую аналоговую величину (длительность и период повторения импульсов, угол поворота, перемещение, скорость и т. п.) можно преобразовать в электрические импульсы, число которых пропорционально значению аналоговой величины, подсчитать эти импульсы с помощью счетчика и выразить числом или кодом. На таком принципе основана и работа аналогово-цифровых преобразователей. В ЭВМ счетчики применяются для формирования адресов команд, подсчета количества циклов при выполнении программы, подсчета количества шагов при выполнении операций умножения и деления.

Основные параметры и классификация. Счетчики импульсов выполняются на основе триггеров, образующих двоичные разряды. Количество разрядов определяется наибольшим числом, которое должен зафиксировать счетчик. В n -разрядном счетчике имеется один вход для счета импульсов и n выходов для выдачи кода числа подсчитанных импульсов.

Основными параметрами счетчиков являются их информационная емкость, или коэффициент пересчета $K_{сч}$, и быстродействие. *Коэффициент пересчета* определяется максимальным числом импульсов, которое может быть подсчитано данным счетчиком, и зависит от количества разрядов. При одном разряде $K_{сч} = 2$, при двух разрядах $K_{сч} = 2^2$, при трех — $K_{сч} = 2^3$, при n разрядах $K_{сч} = 2^n$. После поступления на n -разрядный счетчик 2^n импульсов он обнуляется. Следовательно, в таком счетчике может длительное время сохраняться информация о $(2^n - 1)$ или меньшем числе подсчитанных импульсов. *Быстродействие* счетчика определяется двумя величинами: разрешающей способностью и временем установки очередного состояния. Разрешающая способность $t_p = 1/f_{сч}$ ($f_{сч}$ — частота следования входных импульсов) определяется минимально допустимым временным интервалом между двумя выходными импульсами, при котором не происходит потери счета (сбоя). Время установки представляет собой интервал времени между поступлением импульса на вход счетчика и переходом его в новое состояние.

По целевому назначению счетчики подразделяются на *простые* и *реверсивные*. Простые счетчики могут быть суммирующими или вычитающими. В суммирующих счетчиках каждый вновь поступающий на его вход импульс увеличивает показание счетчика на единицу, а в вычитающих — уменьшает на единицу. Реверсивные счетчики могут работать в обоих режимах: суммирования и вычитания.

По способу переключения триггеров во время счета импульсов счетчики подразделяются на *асинхронные* и *синхронные*. В асинхронных счетчиках переход каждого триггера (разряда) из одного состояния в противоположное происходит сразу же после изменения сигналов на его управляющих входах. В синхронных счетчиках переключения триггеров при наличии соответствующих сигналов на управляющих входах происходят только в моменты поступления синхронизирующих импульсов.

По коэффициенту пересчета, или по модулю счета,

счетчики делятся на двоичные с $K_{сч} = 2^n$ и недвоичные с $K_{сч} \neq 2^n$.

По способу организации цепей переноса информации между разрядами различают счетчики с *последовательным, сквозным и параллельным переносами*.

Двоичные счетчики осуществляют счет поступающих на их вход импульсов в двоичной системе счисления. Основным узлом двоичного счетчика является триггер со счетным запуском, осуществляющий подсчет импульсов по модулю 2. Количество последовательно соединенных триггеров определяет количество разрядов счетчика. Последовательное соединение триггеров осуществляется путем подключения счетного входа каждого последующего триггера к выходу предыдущего. Подсчитываемые импульсы подаются на счетный вход первого триггера, являющегося младшим разрядом счетчика.

Суммирующие счетчики с последовательным переносом. На рис. 13.8, а показана схема суммирующего четырехразрядного счетчика с последовательным переносом на двухступенчатых *JK*-триггерах. Принцип его работы иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 13.8, б.

Перед началом работы все разряды счетчика устанавливаются в нулевое состояние подачей отрицательного

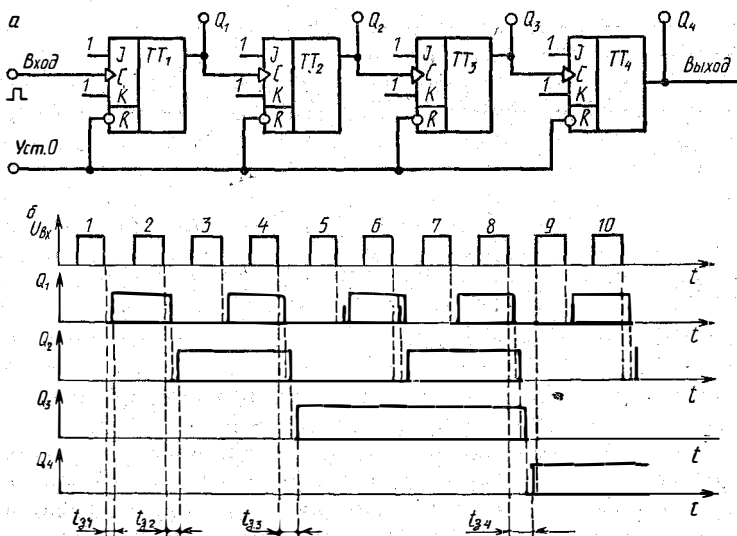


Рис. 13.8. Схема суммирующего четырехразрядного счетчика с последовательным переносом (а) и графики, поясняющие его работу (б)

импульса на вход *Уст. 0*. Первый импульс, поданный на счетный вход первого триггера, устанавливает в состояние 1 первую ступень. Вторая (основная) ступень этого триггера устанавливается в единичное состояние после окончания действия первого импульса с некоторой задержкой t_{31} . Состояния остальных триггеров при этом не изменяются. Вторым счетным импульсом первый триггер переводится в нулевое состояние, которое устанавливается в нем после окончания действия второго импульса. Третий счетный импульс снова переводит первый триггер в единичное состояние и т. д. Таким образом, каждый нечетный импульс, поступающий на счетный вход первого триггера, переводит его в единичное состояние, а каждый четный возвращает в нулевое состояние (график Q_1 на рис. 13.8, б). В результате на выходе триггера первого разряда образуются прямоугольные импульсы, частота которых в два раза меньше, чем частота входных импульсов. Эти импульсы поступают на счетный вход триггера второго разряда. Первый импульс Q_1 осуществляет подготовку единичного состояния триггера второго разряда, которое устанавливается после прекращения действия импульса Q_1 . Второй импульс Q_1 возвращает триггер второго разряда в нулевое состояние и т. д. Состояния триггера второго разряда будут характеризоваться импульсами Q_2 , частота повторения которых в два раза меньше частоты повторения импульсов Q_1 . При этом импульсы Q_2 оказываются задержанными относительно срезов соответствующих входных импульсов Q_1 (2-го, 6-го, 10-го и т. д.) на время $t_{32} > t_{31}$ (график Q_2 на рис. 13.8, б).

Триггер третьего разряда срабатывает от выходного импульса Q_2 , и его состояния изображаются импульсами Q_3 , которые имеют частоту повторения в два раза меньшую, чем частота повторения импульсов Q_2 . Кроме того, увеличивается и задержка импульсов Q_3 относительно входных импульсов: $t_{33} > t_{32}$ (график Q_3 на рис. 13.8, б).

Состояния триггера четвертого разряда характеризуются его выходными импульсами Q_4 , которые имеют частоту повторения в два раза меньшую, чем частота повторения импульсов Q_3 (график Q_4 на рис. 13.8, б).

Состояния триггеров всех разрядов счетчика при поступлении на его вход серии импульсов отображены в табл. 13.2. Из таблицы видно, что максимальное число импульсов, которое может быть однозначно подсчитано счетчиком, определяется числом его разрядов и равно $2^n - 1$, где n — число разрядов.

Табл. 13.2. Состояния триггеров счетчика

$u_{вх}$	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	$u_{вх}$	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1
0	0	0	0	0	9	1	0	0	1
1	0	0	0	1	10	1	0	1	0
2	0	0	1	0	11	1	0	1	1
3	0	0	1	1	12	1	1	0	0
4	0	1	0	0	13	1	1	0	1
5	0	1	0	1	14	1	1	1	0
6	0	1	1	0	15	1	1	1	1
7	0	1	1	1	16	0	0	0	0
8	1	0	0	0					

Недостатком счетчика с последовательным переносом является задержка переключения триггеров на каждом шаге передачи единицы от разряда к разряду ($t_{34} > t_{33} > t_{32} > t_{31}$). Если t_{34} превысит временной интервал между счетными (входными) импульсами, произойдет искажение информации. Следовательно, временная задержка переключения триггеров старшего разряда счетчика определяет максимальное значение частоты входных импульсов.

Суммирующие счетчики со сквозным переносом. Для повышения быстродействия счетчика применяется сквозной перенос импульсов между разрядами. Он заключается в том, что переключение триггера любого разряда происходит лишь после завершения переходных процессов в триггерах предыдущих разрядов и при условии, что все они находились в единичном состоянии.

В счетчике (рис. 13.9), отличающемся от ранее рассмотренного наличием на входах третьего и каждого последующего триггера схем совпадения, переключения триггеров осуществляются входными импульсами при наличии на входах J и K логической 1. Триггер 2 переключается входным импульсом при $Q_1 = 1$, триггер 3 — при

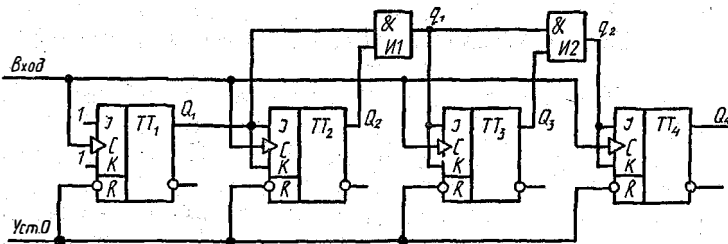


Рис. 13.9. Схема суммирующего счетчика со сквозным переносом на JK -триггерах

$Q_1 = Q_2 = 1$ (при этом $q_1 = 1$) и триггер 4 — при $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 1$ (при этом $q_2 = 1$). После поступления на вход шести импульсов триггер находится в состоянии 0110, при котором $Q_1 = 0$, $Q_2 = 1$, $Q_3 = 1$, $Q_4 = 0$ и, следовательно, $q_1 = q_2 = 0$. При поступлении на вход счетчика 7-го импульса первый триггер подготавливается к переключению, а состояния остальных триггеров не изменяются. После окончания действия 7-го импульса первый триггер устанавливается в единичное состояние, при котором $Q_1 = 1$, и логические единицы появляются на входах И1 и И2 ($q_1 = q_2 = 1$). Так как состояния триггеров $ТТ_2$, $ТТ_3$ и $ТТ_4$ не изменились, то задержка установления нового состояния счетчика 0111 определяется временем переключения триггера $ТТ_1$ и элемента И1.

После поступления на вход 14 импульсов в счетчике записывается число 1110. При этом $Q_1 = 0$; $Q_2 = Q_3 = Q_4 = 1$; $q_1 = q_2 = 0$. После поступления на вход 15-го импульса переключается только первый триггер, и на выходах ЛЭ И1 и И2 появляются логические единицы. При этом $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 1$, что соответствует двоичному коду 1111, и 16-й импульс переводит все триггеры в состояние, соответствующее логическому нулю.

Таким образом, в счетчиках со сквозным переносом максимальное время переключения составляет

$$t_3 = mt_{з.и} + t_{з.т},$$

где m — число логических элементов И в цепях переноса; $t_{з.и}$ — задержка переключения одного элемента И; $t_{з.т}$ — задержка переключения триггера.

Суммирующие счетчики с параллельным переносом. Лучшей помехоустойчивостью и меньшим временем переключения обладают счетчики с параллельным переносом. У таких счетчиков на входы J и K каждого последующего триггера через элементы И подаются сигналы со входов всех предыдущих триггеров (рис. 13.10). В таком счет-

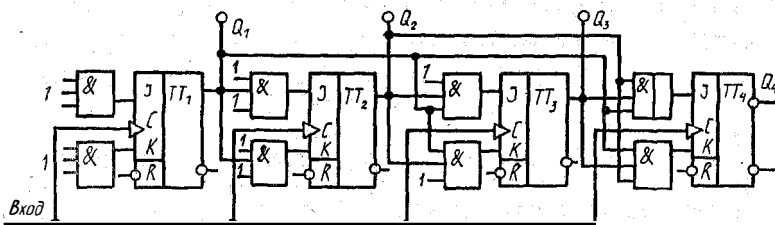


Рис. 13.10. Схема суммирующего счетчика с параллельным переносом

чике время установления нового состояния всегда равно времени переключения одного разряда. Так как практически все интегральные JK -триггеры на входах имеют встроенные элементы И, то схема такого счетчика не требует дополнительных ЛЭ. Но поскольку число входов встроенных в триггеры элементов И не превышает трех, то на таких триггерах можно выполнить только четырехразрядный счетчик с параллельным переносом. Для увеличения числа разрядов счетчик разбивают на группы по 4 разряда. В каждой группе осуществляется параллельный перенос, а между группами — сквозной. Такие счетчики называют групповыми.

Вычитающие счетчики. В вычитающих счетчиках переключение триггера последующего разряда происходит при переключении триггера предыдущего разряда из нулевого состояния в единичное. Принципиальная схема четырехразрядного вычитающего двоичного счетчика показана на рис. 13.11. Он отличается от суммирующего

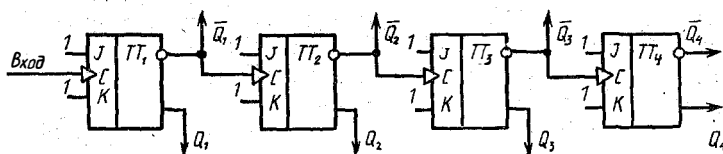


Рис. 13.11. Схема вычитающего двоичного счетчика

счетчика с последовательным переносом (см. рис. 13.8) тем, что счетный вход каждого последующего триггера соединяется с инверсным, а не прямым выходом предыдущего. Рассмотрим работу такого счетчика.

Предположим, что до поступления входных импульсов все разряды находились в состоянии логического 0. При этом $\bar{Q}_1 = \bar{Q}_2 = \bar{Q}_3 = \bar{Q}_4 = 1$, что соответствует коду по инверсным выходам 1111. После первого входного импульса состояние первого триггера изменится на противоположное, при котором на счетный вход второго триггера поступит логический сигнал $\bar{Q}_1 = 0$. Состояние второго триггера при этом не изменится, и информация по инверсным выходам станет 1110. После второго импульса сигнал $\bar{Q}_1 = 1$ изменит состояние второго триггера на $\bar{Q}_2 = 0$, а состояния третьего и четвертого триггера не изменятся. В счетчике по инвертирующим выходам окажется записанным число 1101 и т. д.

Если на входах каждого разряда включить схемы

управления, то можно получить реверсивный счетчик, работающий, по выбору, как на сложение, так и на вычитание.

13.4. ДВОИЧНО-ДЕСЯТИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ

В рассмотренных двоичных счетчиках частота следования импульсов на выходе каждого разряда в два раза меньше частоты поступления импульсов на его вход. Следовательно, каждый разряд двоичного счетчика осуществляет деление частоты входных импульсов на 2, а в целом n -разрядный двоичный счетчик имеет коэффициент деления $K_d = 2^n$. Изменяя число разрядов, можно построить счетчики импульсов с коэффициентами деления 2, 4, 8, 16, 32, 64 и т. д.

Для получения $K_d \neq 2^n$ в счетчике создают обратные связи между разрядами: параллельные, последовательные или смешанные. Наибольшее распространение получили делители частоты с параллельными обратными связями, осуществляемыми со старшего разряда на младшие (рис. 13.12). При осуществлении ОС со старшего n -го

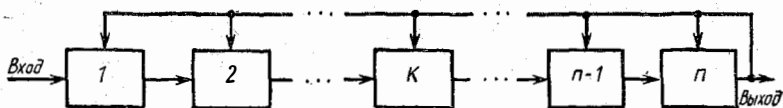


Рис. 13.12. Функциональная схема двоично-десятичного счетчика с параллельными обратными связями

разряда на триггер первого разряда последний дополнительно изменяет свое состояние при поступлении на его вход импульса ОС, соответствующего моменту появления импульса на выходе старшего разряда. В результате повторное обнуление разрядов n -разрядного счетчика произойдет после поступления на вход $(2^n - 1)$ импульсов, а не 2^n , что соответствует уменьшению коэффициента деления, или коэффициента пересчета, на 1:

$$K'_d = 2^n - 2^0 = 2^n - 1.$$

При осуществлении ОС со старшего разряда на второй коэффициент деления уменьшается на 2:

$$K''_d = 2^n - 2^1 = 2^n - 2;$$

а при ОС со старшего разряда на третий:

$$K'''_d = 2^n - 2^2 = 2^n - 4$$

и т. д. Для определения разрядов, на которые необходимо подать ОС, определяют число $M = 2^n - K_d$, которое затем представляют в двоичном коде. Разряды этого кода, представленные единицами, соответствуют разрядам счетчика, на которые должны быть поданы обратные связи со старшего разряда. По такому принципу может быть выполнен двоично-десятичный счетчик, имеющий $K_d = 10$. Минимальное число двоичных разрядов n и номера разрядов, на которые должна подаваться ОС, определяются следующим образом.

Так как $2^3 = 8$, а $2^4 = 16$, то счетчик с $K_d = 10$ должен иметь не менее четырех двоичных разрядов, т. е. $n = 4$. Тогда

$$M = 2^4 - 10 = 16 - 10 = 6.$$

Двоичный код числа 6 записывается в виде 0110 (для четырехразрядного счетчика). Следовательно, ОС с 4-го разряда должны быть поданы на 2-й и 3-й разряды.

Принципиальная схема асинхронного двоично-десятичного счетчика на Т-триггерах приведена на рис. 13.13.

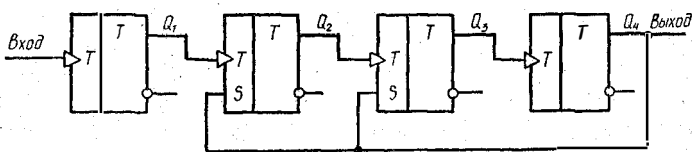


Рис. 13.13. Схема асинхронного двоично-десятичного счетчика

Двоично-десятичные счетчики широко применяются в измерительной технике, различной связной аппаратуре, устройствах отображения информации в цифровом десятичном коде и т. п. Такие счетчики получили название пересчетных декад, или просто декад. Они выпускаются целиком в интегральном исполнении (серии К155, К176, К511 и др.) или могут быть выполнены из различных интегральных ЛЭ. По принципу построения декады делятся на декады *на четырех триггерах* и *кольцевые*.

В декадах на четырех триггерах, кроме основных ОС, осуществляемых со старшего разряда на младшие, для повышения быстродействия могут применяться и дополнительные ОС с младших разрядов на старшие.

Кольцевые декады строятся на 5 или 10 триггерах. Кольцевая декада на 5 триггерах представлена на рис. 13.14. Состояние каждого триггера декады в пределах

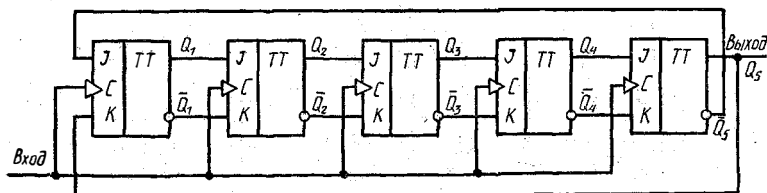


Рис. 13.14. Схема кольцевой декады

цикла деления указано в табл. 13.3. Из таблицы видно, что триггер каждого разряда переключается после поступления на его вход C пяти импульсов.

Табл. 13.3. Состояния разрядов кольцевой декады из пяти триггеров

Выходы	Номера входных импульсов										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Q_1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
Q_2	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
Q_3	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
Q_4	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
Q_5	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

Достоинство кольцевой декады заключается в отсутствии дополнительных обратных связей между разрядами.

13.5. ШИФРАТОРЫ И ДЕШИФРАТОРЫ

Процесс обработки сигналов с помощью электронных устройств часто начинается с кодирования этих сигналов. В цифровых устройствах, в том числе в ЭВМ, используются двоичные и двоично-десятичные коды (см. § 13.1), в которых сигналы представляются в виде логических 0 и 1. Двоичную цифру, принимающую значение 0 или 1, называют битом.

Шифратор, или кодер, — это устройство, осуществляющее кодирование сигналов. На рис. 13.15, а приведена схема матричного шифратора, с помощью которого можно осуществить кодирование любой десятичной цифры от 0 до 9 в соответствующее ей четырехразрядное двоичное число. Кодирование осуществляется нажатием кнопок, соответствующих десятичным цифрам. Например, при нажатии кнопки 9 к источнику питания E через два нижних

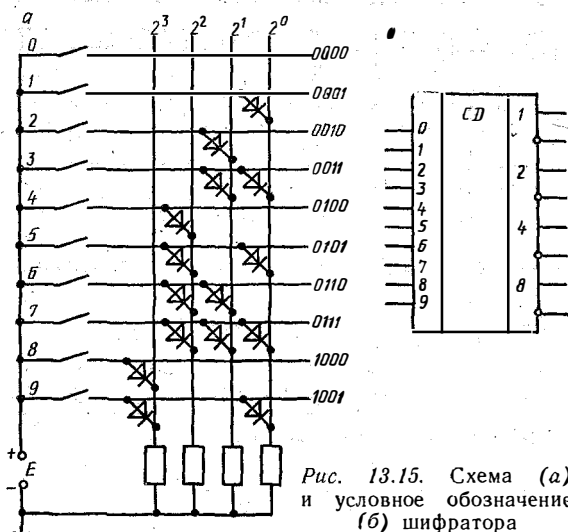


Рис. 13.15. Схема (а) и условное обозначение (б) шифратора

(по схеме) диода оказываются подключенными две крайние вертикальные шины 2^3 и 2^0 . На двух средних вертикальных шинах 2^2 и 2^1 при этом напряжение равно нулю.

Дешифратором называют устройство, служащее для преобразования кода числа на входе (или комбинации входных сигналов) в сигнал на определенном выходе. Условное графическое обозначение дешифратора показано на рис. 13.16.

Если при n входах (где n — число разрядов двоичного числа) дешифратор имеет $m = 2^n$ выходов, то такой дешифратор называется *полным*. При $2^{n-1} < m < 2^n$ дешифратор называется *неполным* или *частичным*.

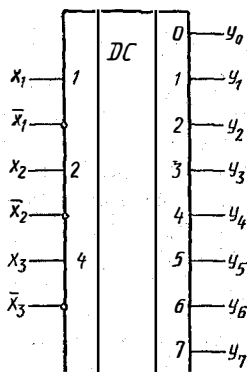


Рис. 13.16. Условное обозначение дешифратора

Обычно входы дешифратора подключаются к выходам разрядов регистра или счетчика, на которых формируется код числа.

Правила работы дешифратора на три входа x_1 , x_2 и x_3 можно представить табл. 13.4.

Количество выходов такого дешифратора $m = 2^3 = 8$ ($y_0, y_1, y_2, \dots, y_7$). Сигнал на том или ином выходе дешифратора появляется только при вполне определенном наборе входных сигналов. Состояние каждого выхода определяется переключательными функциями, представленными в последнем столбце табл. 13.4. Каждая из этих

Табл. 13.4. Состояния трехвходового дешифратора

x_1	x_2	x_3	y_0	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	F
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	$y_0 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	$y_1 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3$
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	$y_2 = \bar{x}_1 x_2 \bar{x}_3$
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	$y_3 = \bar{x}_1 x_2 x_3$
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	$y_4 = x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3$
1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	$y_5 = x_1 \bar{x}_2 x_3$
1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	$y_6 = x_1 x_2 \bar{x}_3$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	$y_7 = x_1 x_2 x_3$

функций может быть реализована трехвходовым логическим элементом И, как показано на рис. 13.17, а. Прямые и инверсные значения входных переменных поступают на дешифратор непосредственно с прямых и инверсных выходов регистра или счетчика, в которых записан код числа. В зависимости от этого кода появляется логическая 1 на соответствующем выходе. Если, например, $x_1 = 0$ (x_1 — старший разряд), а $x_2 = x_3 = 1$, то логическая 1 образуется только на выходе y_3 , так как при этом переключательная функция $\bar{x}_1 x_2 x_3 = 1$, а все остальные равны 0.

Рассмотренный дешифратор называется *одноступенчатым* или *линейным*. Его достоинством является высокое быстродействие, определяемое временем задержки сигнала в одном элементе И, а недостатком — значительное число входов ЛЭ и высокие требования к нагрузочной способности элементов входного регистра (коэффициент разветвления по выходу триггера каждого разряда равен половине числа элементов И). Так как коэффициент разветвления большинства базовых ЛЭ ИМС не превышает восьми, то максимальная разрядность дешифрируемых чисел для линейных дешифраторов без принятия специальных мер не превышает $n = 4 \dots 8$.

Усовершенствование структуры дешифраторов возможно за счет каскадного объединения отдельных входов. Такие дешифраторы называются *многоступенчатыми*.

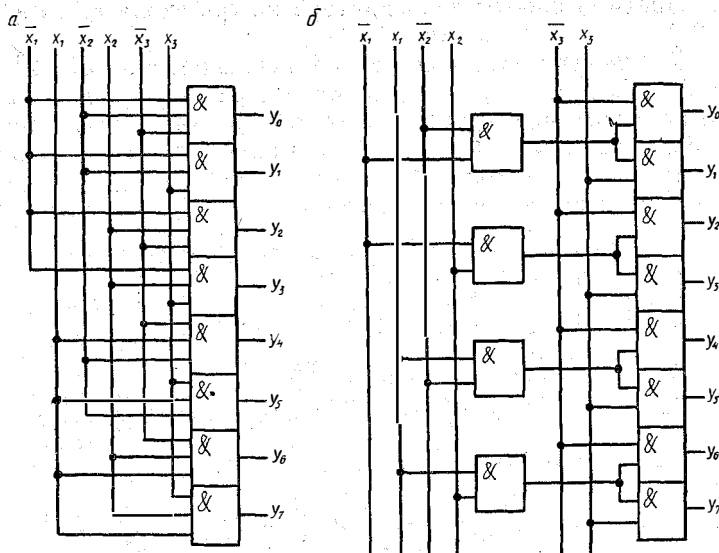


Рис. 13.17. Схемы одноступенчатого (а) и многоступенчатого (б) дешифраторов

К ним относятся пирамидальные и матричные, или прямоугольные.

Схема пирамидального трехвходового дешифратора приведена на рис. 13.17, б. Легко заметить, что значения $y_0, y_1, \dots, y_7$ определяются теми же переключательными функциями, что и в линейном дешифраторе, однако вместо трехвходовых в пирамидальном дешифраторе используются двухвходовые ЛЭ. При большем числе входных переменных увеличивается число ступеней, или каскадов, дешифратора.

В матричном дешифраторе дешифрируемое слово разбивается на несколько подслов, которые дешифрируются на линейных дешифраторах. Выходы линейных дешифраторов служат входами следующей ступени дешифратора. Вариант схемы матричного дешифратора с десятью входами $n = 10$ и $m = 2^{10} = 1024$ выходами показан на рис. 13.18.

Дешифраторы применяются в устройствах управления ЦВМ, для преобразования параллельного кода в последовательный, построения распределителей импульсов по различным цепям и т. п. На рис. 13.19, а приведена схема статического управления семисегментным вакуумно-лю-

минесцентным индикатором. Управление анодами вакуумно-люминесцентного индикатора осуществляется дешифратором, преобразующим двоичный код счетчика в десятичный, через ключи $K1 - K7$. Принципиальная схема ключа

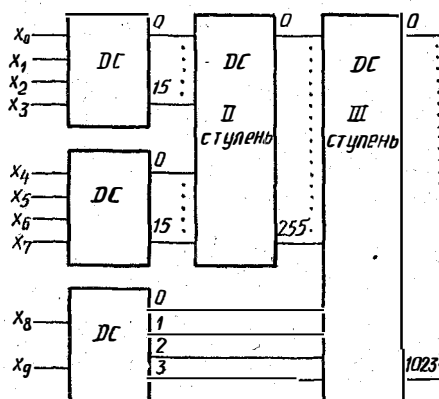


Рис. 13.18. Функциональная схема матричного дешифратора

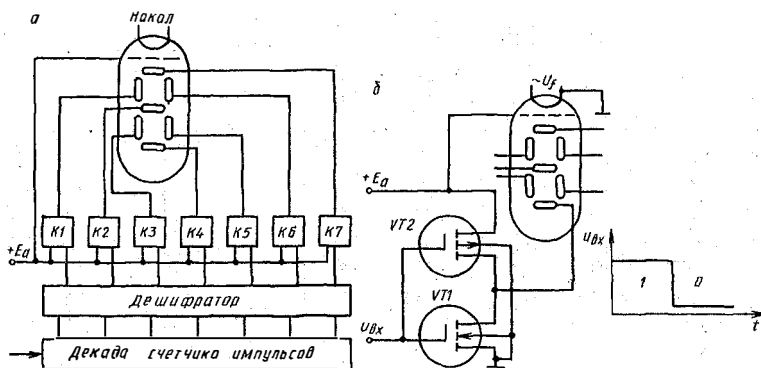


Рис. 13.19. Функциональная схема статического управления семисегментным вакуумно-люминесцентным индикатором (а) и принципиальная схема ключа, управляющего одним сегментом (б)

на МДП-транзисторах, управляющего одним анодом-сегментом, показана на рис. 13.19, б. При $u_{вх} = 1$ транзистор $VT1$ открыт, а $VT2$ закрыт. Так как сопротивление канала открытого транзистора $VT1$ мало, а закрытого $VT2$ велико, то напряжение анода-сегмента, коммутируемого таким ключом, близко к нулю и этот сегмент не светится. При $u_{вх} = 0$ открыт транзистор $VT2$, а $VT1$ за-

крыт. Напряжение источника E_a прикладывается почти целиком к соответствующему аноду-сегменту, вызывая его свечение. Подсвечивая различные сегменты, можно с помощью такого люминесцентного индикатора высветить любую цифру от 0 до 9.

Недостатком статического метода управления сегментными люминесцентными индикаторами является резкое увеличение количества ключей при увеличении разрядности индицируемого числа. Такой способ экономически приемлем, если число разрядов не превышает 3. При большем числе разрядов используется мультиплексный метод управления.

13.6. МУЛЬТИПЛЕКСОРЫ И ДЕМУЛЬТИПЛЕКСОРЫ

Мультиплексор представляет собой логическое устройство, используемое для последовательного опроса логических состояний большого числа переменных и передачи их на один выход. На рис. 13.20 приведена схема

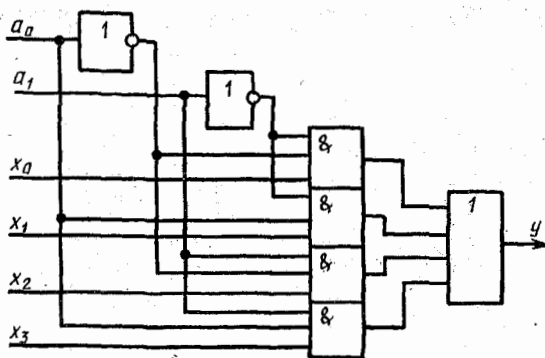


Рис. 13.20. Схема мультиплексора на четыре входа

мультиплексора на 4 входа. Входы a_0 и a_1 являются адресными. Их значение определяет одну из переменных x_0 , x_1 , x_2 или x_3 , передаваемую на выход y :

$$y = \bar{a}_1 \bar{a}_0 x_0 + \bar{a}_1 a_0 x_1 + a_1 \bar{a}_0 x_2 + a_1 a_0 x_3.$$

Например, если $a_0 = 1$ и $a_1 = 0$ (адрес 01), то на выход передается переменная x_1 , так как при этом

$$y = 1 \cdot 0 \cdot x_0 + 1 \cdot 1 \cdot x_1 + 1 \cdot 0 \cdot x_2 + 0 \cdot 1 \cdot x_3 = x_1.$$

Число соединяемых с выходом входов может быть

значительно увеличено, причем при 2^n коммутируемых входах потребуется всего n адресных входов.

При одном адресном входе выход можно коммутировать с одной из двух переменных x_0 и x_1 (рис. 13.21, а). В этом случае мультиплексор выполняет роль управляемого переключателя (рис. 13.21, б).

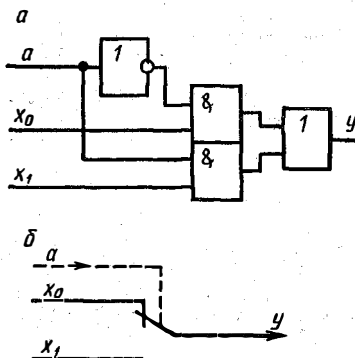


Рис. 13.21. Одноадресный мультиплексор на два входа (а) и его упрощенная схема (б)

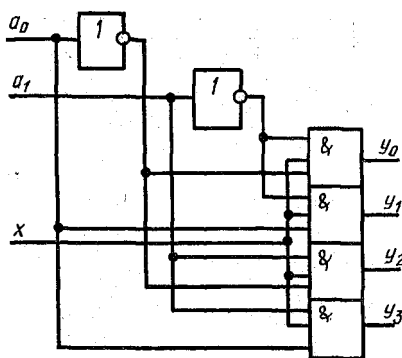


Рис. 13.22. Схема демультиплексора на четыре выхода

Устройство, предназначенное для посылки входного сигнала в ту или иную электрическую цепь (в тот или иной адрес), называется демультиплексором. Схема демультиплексора на 4 выхода приведена на рис. 13.22. Появление переменной x на выходах y_0, y_1, y_2 или y_3 определяется значением адресных переменных a_1 и a_0 . Например, если $a_0 = a_1 = 1$, то переменная x появится на выходе y_3 , так как при этом $y_3 = a_1 a_0 x = 1 \cdot 1 \cdot x = x$.

13.7. УСТРОЙСТВА СДВИГА И СРАВНЕНИЯ КОДОВ ЧИСЕЛ

Сдвиг кода числа вправо или влево используется при выполнении различных математических операций. В сдвигающем регистре операцию сдвига можно выполнять лишь после того, как все число будет записано в регистр. Применение мультиплексоров значительно упрощает осуществление операции сдвига, так как при этом не требуется специального управляющего устройства, используемого для введения числа в регистр.

Схема комбинационного устройства сдвига на мультиплексорах приведена на рис. 13.23. Прохождения разря-

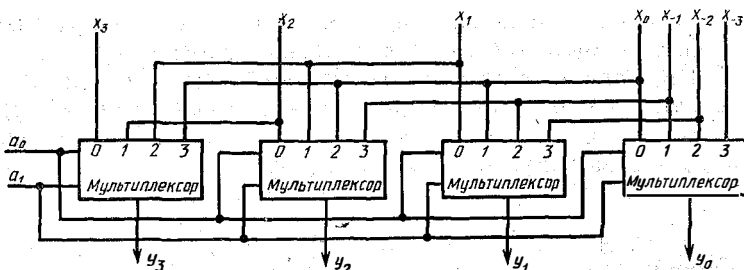


Рис. 13.23. Функциональная схема устройства сдвига на мультиплексорах

дов числа $x_3x_2x_1x_0x_{-1}x_{-2}x_{-3}$ на выходы y_3, y_2, y_1 и y_0 мультиплексоров определяются состояниями a_0 и a_1 адресных входов. Если $a_0 = a_1 = 0$, то на выходы мультиплексоров поступают разряды с нулевых входов, т. е. $y_3 = x_3, y_2 = x_2, y_1 = x_1, y_0 = x_0$. При $a_1 = 0$ и $a_0 = 1$ (код адреса 01) на выходы мультиплексоров поступают разряды с первых входов, т. е. $y_3 = x_2, y_2 = x_1, y_1 = x_0, y_0 = x_{-1}$, что соответствует сдвигу двоичного кода числа на один разряд влево. Если $a_1 = a_0 = 1$, то $y_3 = x_0, y_2 = x_{-1}, y_1 = x_{-2}$ и $y_0 = x_{-3}$, что соответствует сдвигу влево на три разряда. Чтобы при сдвиге влево не происходила потеря старших разрядов, перед первым мультиплексором нужно подключить такое же устройство на мультиплексорах.

Сравнение двух чисел осуществляют с помощью *сравнивающих компараторов*. На выходе компаратора появляется логическая единица, если сравниваемые двоичные числа A и B равны. Если $A \neq B$, то на выходе будет логический нуль.

Для определения равенства двух переменных x_1 и x_2 используется логический элемент, состояния которого определяются табл. 13.5. В соответствии с табл. 13.5 $y = x_1x_2 + x_1\bar{x}_2$.

Такой ЛЭ называют **ИСКЛЮЧАЮЩИМ ИЛИ — НЕ**. Его реализация на логических элементах НЕ, И и ИЛИ показана на рис. 13.24, а, а на рис. 13.24, б дано условное обозначение.

Табл. 13.5. Состояния ЛЭ ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ — НЕ

x_1	x_2	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Если сравниваемые переменные имеют несколько разрядов, то подобным образом осуществляется поразрядное сравнение и схема компаратора примет вид, приведенный на рис. 13.25, а.

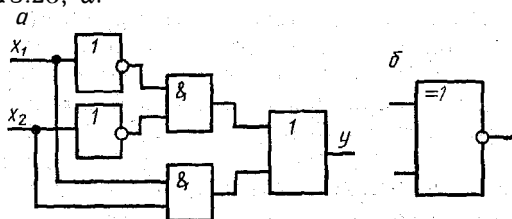


Рис. 13.24. Схема (а) и условное обозначение (б) ЛЭ, осуществляющего операцию ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ — НЕ

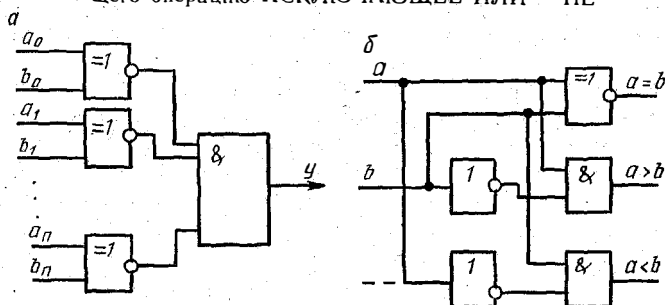


Рис. 13.25. Схемы устройств сравнения двух чисел

В случае, если при сравнении двух переменных a и b требуется установить не только их равенство или неравенство, но и указать, какая из них больше, используется схема, приведенная на рис. 13.25, б.

13.8. СУММАТОРЫ

Сумматором называют устройство, выполняющее операцию сложения цифровых кодов двух чисел. Сумматоры входят в состав арифметического устройства (АУ) ЭВМ. В АУ, кроме того, входят устройства, осуществляющие умножение и деление цифровых кодов чисел, однако и они содержат суммирующие устройства.

По принятой в ЭВМ системе счисления и кодирования сумматоры делятся на двоичные, десятичные, двоично-десятичные и др.

По способу организации суммирования сумматоры могут быть комбинационные, в которых результат суммирования не запоминается, и накапливающие (с запоминанием результата суммирования).

По способу выполнения операций сумматоры подразделяются на *последовательные, параллельные и параллельно-последовательные*. В последовательных сумматорах суммирование осуществляется последовательно от младших разрядов к старшим, а в параллельных суммирование одноименных разрядов происходит одновременно. В параллельно-последовательных сумматорах суммируемые многоразрядные числа разбиваются на группы, в которых производится параллельное поразрядное суммирование, а полученные при этом частичные суммы складываются последовательно.

Неполный сумматор. Простейшим является одnorазрядный двоичный сумматор на два входа, работа которого отражена в табл. 13.1. Так как при сложении двух одnorазрядных чисел, каждое из которых равно 1, формируется единица переноса в старший разряд, то сумматор должен иметь два выхода: один — для формирования частичной суммы, относящейся к данному разряду, второй — для формирования переноса в старший разряд. Состояния такого сумматора при сложении двух одnorазрядных двоичных чисел a_0 и b_0 приведены в табл. 13.6. Здесь S_0 — частичная сумма; P_1 — сигнал переноса.

Табл. 13.6. Состояния двухвходового полусумматора

a_0	b_0	S_0	P_1
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

На основании табл. 13.6 легко получить логические выражения для S_0 и P_1 : $S_0 = a_0b_0 + a_0\bar{b}_0$, $P_1 = a_0b_0$, из которых следует, что формирование переноса осуществляется с помощью функции И, а частичной суммы — с помощью функции неравнозначности (рис. 13.26, а).

В данном одnorазрядном сумматоре не учитывается перенос из младшего разряда, и его называют **неполным**, или **полусумматором**. Условное изображение полусумматора дано на рис. 13.26, б.

Полный сумматор. С учетом переноса из младшего разряда полный сумматор должен иметь три входа: два входа для первого и второго слагаемых и один — для цифры переноса из младшего разряда. Полный сумматор можно составить из двух полусумматоров (рис. 13.27, а). Правила его работы приведены в табл. 13.7, а условное изображение — на рис. 13.27, б.

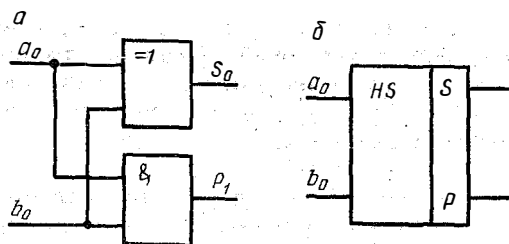


Рис. 13.26. Схема (а) и условное обозначение (б) неполного одно-разрядного сумматора

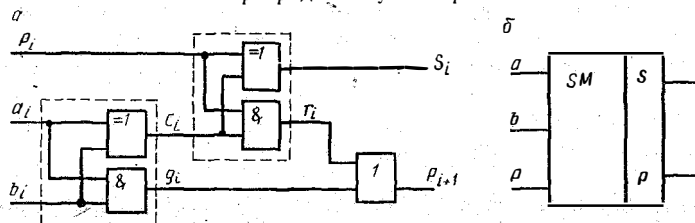


Рис. 13.27. Схема (а) и условное обозначение (б) полного одноразрядного сумматора

Табл. 13.7. Состояния полного сумматора

Входы			Промежуточные сигналы			Выходы	
a_i	b_i	p_i	C_i	g_i	r_i	S_i	P_{i+1}
0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	1	1	0	1	0	1
1	0	1	1	0	1	0	1
1	1	1	0	1	0	1	1

При сложении двух многоразрядных чисел на каждый разряд, кроме младшего, необходимо иметь полный сумматор. На рис. 13.28 приведена схема сумматора; предназначенного для сложения двух четырехразрядных чисел

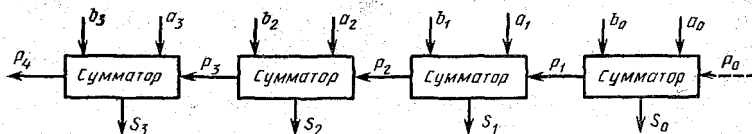


Рис. 13.28. Функциональная схема полного сумматора для двух четырехразрядных двоичных чисел

A и B с последовательным переносом. Если для младшего разряда используется полный сумматор, то появляется возможность наращивания разрядов сумматора, тем самым осуществлять суммирование двоичных чисел с большим количеством разрядов.

Недостатком рассмотренного четырехразрядного сумматора с последовательным переносом является малая скорость выполнения операции суммирования: сигнал переноса P_2 устанавливается лишь после установки правильного значения переноса P_1 , P_3 — после установки правильного значения P_2 , и сигнал P_4 — после установки правильного значения P_3 . Для повышения быстродействия при сложении многоразрядных чисел применяются сумматоры с параллельным переносом, в которых все сигналы переноса вычисляются непосредственно по значениям входных переменных.

Сумматоры в интегральном исполнении имеются в сериях К155 и КМ155 (К155ИМ1, КМ155ИМ1 — одноразрядные полные сумматоры; К155ИМ2, КМ155ИМ2 — двухразрядные полные сумматоры; К155ИМ3, КМ155ИМ3 — четырехразрядные сумматоры), в серии К176 (К176ИМ1 — четырехразрядный полный сумматор) и некоторых других.

13.9. ТИПЫ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Запоминающие устройства (ЗУ) ЭВМ предназначены для хранения, записи и выдачи информации, необходимой для решения задач на ЭВМ. Такой информацией могут быть исходные данные, программы решения задач, различные константы, промежуточные и конечные результаты вычислений и др.

Записываемая, хранимая и считываемая информация представляется в виде слов или слогов в двоичном коде. Каждое слово или слог располагается в ячейке памяти (ЯП), состоящей из запоминающих элементов (ЗЭ). Один ЗЭ может хранить число 0 или 1. Про такой ЗЭ говорят, что он обладает емкостью в 1 бит. Если в ячейке памяти имеется N запоминающих элементов, то ее емкость составляет N бит. Число запоминающих элементов в ЯП определяет разрядность ЯП и разрядность записываемого в нее слова. Восьмиразрядное, или восьмибитовое, слово называют *байтом*.

Операцию извлечения из ЗУ хранимого слова называют *считыванием информации*, а операцию записи в ячейке памяти ЗУ нового слова — *записью информации*. Часто запись и считывание информации называют обращением

к ЗУ. Для обращения к той или иной ячейке памяти каждая ЯП имеет свой адрес, или номер. Такие ЗУ называются *адресными*. По способу доступа к необходимой ЯП различают ЗУ с *последовательным, циклическим и произвольным доступом*.

Кроме адресных, существуют и безадресные запоминающие устройства, в которых обращение к заданным ЯП осуществляется по специальным (ассоциативным) признакам слов, хранимых в памяти ЭВМ.

Конструктивно ЯП объединяют в устройство, называемое блоком памяти (БП). Общее число ЯП составляет емкость ЗУ.

Емкость ЗУ является одним из его важнейших параметров. Она выражается в битах и определяется как произведение количества имеющихся в ЗУ ячеек памяти на их разрядность. Иногда емкость ЗУ выражается в байтах или словах.

Другим важным параметром ЗУ является их *быстродействие*. Под быстродействием ЗУ понимают время, затрачиваемое на одно обращение к памяти ЭВМ для записи или считывания информации. Быстродействие ЗУ определяет скорость вычислительных процессов и, следовательно, производительность всей ЭВМ.

Увеличение емкости ЗУ сопровождается снижением быстродействия ЭВМ. Поэтому запоминающие устройства современных ЭВМ строятся по иерархическому принципу, согласно которому память ЭВМ состоит из совокупности ЗУ с различной емкостью и быстродействием (рис. 13.29). Среди них можно выделить следующие:

сверхоперативные ЗУ (СОЗУ), период обращения которых составляет десятые или сотые доли микросекунды, а емкость — от 10^2 до 10^5 бит;

оперативные ЗУ (ОЗУ), у которых период обращения составляет 0,5...10 мкс, а емкость 10^4 ... 10^6 бит. ОЗУ ис-

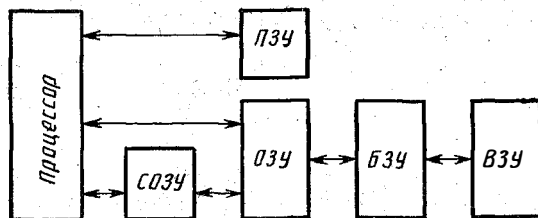


Рис. 13.29. Иерархическая схема построения памяти ЭВМ

пользуется для хранения программ вычислений и данных, используемых для вычисления;

постоянные ЗУ (ПЗУ) с периодом обращения $0,1 \dots 10$ мкс и емкостью $10^4 \dots 10^7$ бит. В ПЗУ информация записывается при их изготовлении и в дальнейшем не изменяется. В качестве записанной в ПЗУ информации могут быть различные константы, таблицы функций, постоянно используемые программы и подпрограммы;

внешние ЗУ (ВЗУ), имеющие период обращения от десятков миллисекунд до десятков и сотен секунд и емкость $10^6 \dots 10^{10}$ бит. ВЗУ используется для хранения больших массивов информации, которые непосредственно в вычислительном процессе не используются и при необходимости передаются в ОЗУ через буферные ЗУ;

буферные ЗУ (БЗУ) используются в качестве промежуточного устройства памяти, через которое осуществляется обмен информацией между ОЗУ и ВЗУ. Период обращения БЗУ составляет от единиц микросекунд до десятков и сотен миллисекунд, а емкость — $10^5 \dots 10^8$ бит.

Для построения ЗУ должна использоваться среда, элементы которой имеют два или более устойчивых состояния равновесия. В ЭВМ первого и второго поколений в запоминающих устройствах широко использовались ферритовые сердечники. Для образования блоков памяти, состоящих из ячеек на ферритовых сердечниках, требовались довольно сложные и трудоемкие операции по прошивке сердечников.

Однако главным недостатком ЗУ на ферритовых сердечниках является значительное время обращения, превышающее $0,5$ мкс, что ограничивает быстродействие ЭВМ. С развитием микроэлектроники появилась возможность в качестве запоминающего элемента использовать интегральные биполярные и МДП-транзисторы, транзисторы с инжекционным питанием, приборы с зарядовой связью.

13.10. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА БИПОЛЯРНЫХ СТРУКТУРАХ

В качестве простейшего запоминающего элемента можно использовать интегральный RS-триггер (рис. 13.30). Управление работой такого триггера осуществляется потенциалами U_a , $U_{оп}$ и U_p , подаваемыми в адресную A_i и разрядные P_i и P_j шины. Определенные соотношения между потенциалами U_a , $U_{оп}$ и U_p обеспечивают хранение, запись или считывание информации.

В режиме хранения информации потенциалы адресной

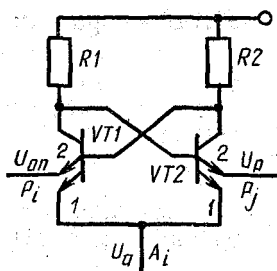


Рис. 13.30. Схема интегрального запоминающего элемента на биполярных структурах

и разрядных шин должны удовлетворять соотношению $U_a < (U_{on} = U_p)$. При этом триггер находится в одном из устойчивых состояний, когда один из транзисторов

($VT1$ или $VT2$) открыт, а другой — закрыт. Через эмиттер 1 открытого транзистора протекает ток, а токи эмиттеров 2 обоих транзисторов отсутствуют. Будем считать, что триггер находится в единичном состоянии, при котором транзистор $VT2$ открыт, а $VT1$ — закрыт.

Считывание единицы из триггера заключается в пропускании тока через регистровую шину P_j . При этом состояние триггера должно остаться прежним. Следовательно, для считывания 1 необходимо переключить эмиттеры открытого транзистора $VT2$, что достигается увеличением потенциала эмиттера 1 по сравнению с потенциалом эмиттера 2 ($U_a > U_p$). Чтобы при этом сохранить единичное состояние триггера, необходимо сохранить равенство потенциалов эмиттеров 2 обоих транзисторов. Таким образом, для считывания информации из триггера необходимо выполнить условие $U_a > (U_p = U_{on})$.

Для записи единицы необходимо обеспечить условия $U_p < U_{on}$ и $U_a > U_{on}$. Если при этом триггер находится в единичном состоянии, то его состояние не изменится, только на момент записи произойдет переключение эмиттеров 1 и 2 открытого транзистора $VT2$. Если же перед записью 1 триггер находится в нулевом состоянии ($VT1$ открыт, а $VT2$ закрыт), то при одновременном выполнении условий $U_p < U_{on}$ и $U_a > U_{on}$ произойдет его переключение в единичное состояние.

Рассмотренный запоминающий элемент относится к транзисторно-транзисторной логике (ТТЛ). Время выборки данных из ЗУ, выполненным на элементах ТТЛ, уменьшается до 30...40 нс, а потребляемая одним ЗЭ мощность составляет около 1,5 мВт.

ЗУ на биполярных структурах содержатся во многих сериях ИМС: в сериях К155 и КМ155 (К155РУ5 — ОЗУ на 256 бит со схемами управления; К155РУ1, КМ155РУ1 — ОЗУ на 16 бит и др.), К500 (К500РУ410 — ОЗУ на

256 бит со схемами управления; К500РЕ149 — программируемое ПЗУ на 1024 бит) и др.

13.11. ЗАПОМИНАЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА МДП-СТРУКТУРАХ

ЗУ на МДП-транзисторах. На рис. 13.31 показана схема ЗЭ на интегральном триггере, образованном МДП-транзисторами с каналом p -типа. Активными элементами

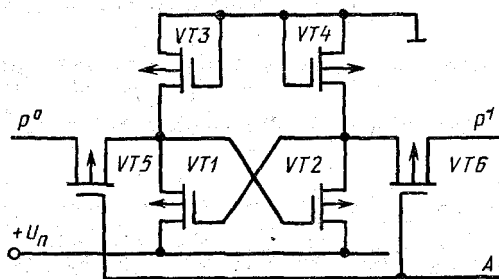


Рис. 13.31. Схема интегрального запоминающего элемента на МДП-транзисторах

триггера являются транзисторы $VT1$ и $VT2$, динамическими нагрузками которых служат транзисторы $VT3$ и $VT4$. Управление триггером при записи и считывании информации осуществляется через транзисторы $VT5$ и $VT6$.

В режиме хранения информации потенциалы разрядных шин P^0 и P^1 равны нулю, а потенциал шины A равен напряжению питания $+U_n$. Вследствие этого напряжения $U_{зи}$ транзисторов $VT5$ и $VT6$ имеют положительный знак и оба транзистора $VT5$ и $VT6$ закрыты. Триггер находится в одном из устойчивых состояний. Предположим, что триггер находится в состоянии хранения единицы, при котором транзистор $VT1$ закрыт, а $VT2$ — открыт. При этом потенциал стока закрытого транзистора $VT1$ близок к 0, а открытого $VT2$ — к $+U_n$.

Для считывания записанной информации потенциал адресной шины A уменьшают до нуля. В результате открывается транзистор $VT6$, так как напряжение $U_{зи}$ этого транзистора становится отрицательным и по абсолютному значению больше порогового. Вследствие этого в разрядной шине P^1 появляется высокий потенциал, близкий к потенциалу стока транзистора $VT2$. Транзистор $VT5$

при этом остается закрытым, так как для него $U_{зи} \approx 0$, и в разрядной шине P^0 сохраняется нулевой потенциал.

При записи информации в триггер потенциал шины A также уменьшается до 0, а изменения потенциалов разрядных шин P^0 и P^1 зависят от записываемой информации. Например, если в триггер необходимо записать 0, то потенциал разрядной шины P^1 сохраняется нулевым, а потенциал разрядной шины P^0 увеличивается до $+U_n$. В результате открывается транзистор $VT1$ и происходит увеличение потенциала стока этого транзистора, которое передается на затвор транзистора $VT2$, вследствие чего транзистор $VT2$ закрывается. При записи 1 потенциал разрядной шины P^0 сохраняется нулевым, а потенциал шины P^1 увеличивается до $+U_n$. Транзистор $VT6$ открывается, что влечет за собой отпирание транзистора $VT2$ и запираание $VT1$.

Рассмотренный ЗЭ на МДП-транзисторах относится к классу статических запоминающих устройств. Существуют также ЗЭ динамических ЗУ, в которых информация запоминается на емкости затвора МДП-транзистора. Поскольку из-за имеющихся утечек заряд емкости постепенно уменьшается, необходимо периодически его восстанавливать.

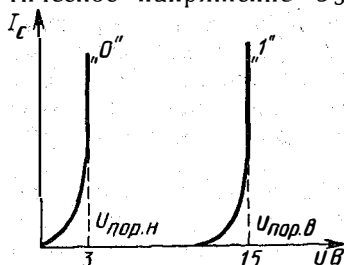
ЗУ на МДП-структурах имеют большее время обращения, чем ЗУ на биполярных структурах, однако они характеризуются меньшей потребляемой мощностью (статические ЗУ) и большей плотностью размещения информации.

Примерами ЗУ на МДП-структурах являются ИМС типа К501РЕ1П (ПЗУ на 2048 бит), КР505РЕЗ (ПЗУ емкостью 4096 бит), К505РУ4 (ОЗУ емкостью 256 бит) и др.

ЗУ на КМДП-транзисторах. Уменьшить время обращения к ЗУ и потребляемую им мощность можно, если вместо МДП-транзисторов использовать интегральные структуры с комплементарными МДП-транзисторами. Схема ЗЭ на КМДП-транзисторах приведена на рис. 13.32. Триггер выполнен на МДП-транзисторах $VT1$ и $VT2$ с каналами n -типа. Нагрузками транзисторов $VT1$ и $VT2$ являются МДП-транзисторы $VT3$ и $VT4$ с каналами p -типа. Управление триггером при записи и считывании информации осуществляется с помощью ключей на транзисторах $VT5$, $VT6$ и $VT7$, $VT8$, которые отпираются только в том случае, когда на адресные шины X_i и Y_i поступают одновременно единичные сигналы.

В режиме хранения информации $X_i = Y_i = 0$ ключи

а МНОП-транзистор устанавливается в состояние с высоким пороговым напряжением $U_{\text{пор.в}} = 15 \text{ В}$ (рис. 13.33). Для записи нуля на затвор подают положительное критическое напряжение $U_3 = 28 \text{ В}$, и МНОП-транзистор



принимает состояние с низким пороговым напряжением $U_{\text{пор.н}} = 3 \text{ В}$. Таким образом, состояния 1 и 0

Рис. 13.33. Передаточные характеристики МНОП-транзистора

отличаются межпороговой зоной $\Delta U_{\text{пор}} = U_{\text{пор.в}} - U_{\text{пор.н}} = 12 \text{ В}$.

Для считывания записанной информации на затвор МНОП-транзистора необходимо подать напряжение $U_{\text{сч}}$, удовлетворяющее условию $U_{\text{пор.н}} < U_{\text{сч}} < U_{\text{пор.в}}$. При этом ток стока будет протекать через транзистор в том случае, если он находился в состоянии, характеризующемся высоким пороговым напряжением $U_{\text{пор.в}}$. Если же МНОП-транзистор находился в состоянии с низким значением $U_{\text{пор.н}}$, ток стока через транзистор протекать не будет. Для выделения записанной в МНОП-транзисторе информации в цепь стока включают резистор с малым сопротивлением.

Способность МНОП-транзисторов сохранять информацию при отключенном источнике питания позволяет использовать их для построения постоянных запоминающих устройств. Примером ПЗУ на МНОП-транзисторах являются интегральные матрицы-накопители на 128 и 256 бит, входящие в состав серии К519, и матрицы — накопители на 1024 и 2048 бит, входящие в состав серии КР558.

13.12. ЗАПОМИНАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА НА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ПРИБОРАХ

Рассмотренные выше ЗЭ являются элементами интегральной микроэлектроники, схемотехнический путь развития которой связан с изготовлением на одном кристалле полупроводника большого количества электронных приборов, соединений между ними и изолирующих слоев. Микроскопические области полупроводника, в которых созданы те или иные полупроводниковые приборы, пред-

ставляют собой статические неоднородности, свойства которых не должны изменяться за все время хранения и эксплуатации ИМС. Размеры статических неоднородностей уменьшаются с возрастанием уровня интеграции, но это уменьшение допустимо лишь до некоторого предела, который, как полагают специалисты, будет достигнут уже к 2000 г. В связи с этим в последние годы ведутся работы по исследованию новых физических принципов и эффектов с целью создания принципиально новых электронных устройств. Это направление получило название функциональной электроники. Работа приборов функциональной электроники основана на использовании для обработки и хранения информации динамических неоднородностей в однородном объеме твердого тела — гановских электрических доменов, цилиндрических магнитных доменов (ЦМД), пакетов зарядов в приборах с зарядовой связью (ПЗС), поверхностных и объемных акустических волн и др. Длительность существования динамических неоднородностей может быть кратковременной (в ПЗС) или долговременной (в приборах на ЦМД). Такие неоднородности создаются физическими методами и исчезают при снятии внешнего возбуждающего фактора. Динамические неоднородности обладают способностью управляемого переноса по объему тела и могут осуществлять перенос сигнала как в аналоговой, так и в дискретной форме.

В настоящее время обнадеживающие результаты применения физических явлений для создания функциональных устройств получены в нескольких направлениях исследований — акустоэлектронике, магнитоэлектронике, квантовой микроэлектронике и др.

Запоминающие устройства на приборах с зарядовой связью. В ПЗС в качестве динамических неоднородностей используются пакеты зарядов неосновных носителей, создаваемых у поверхности полупроводника под действием внешнего электрического поля.

Структура ПЗС (рис. 13.34) представляет собой цепочку МДП-конденсаторов. Если на один из электродов 1, 2 или 3 подать положительное напряжение, то основные носители — дырки — уйдут в глубину подложки и под этим электродом образуется обедненная основная область, которая получила название *потенциальной ямы*. В эту потенциальную яму соберутся неосновные носители —

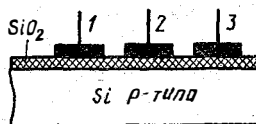


Рис. 13.34. Структура ПЗС

электроны, которые создадут в ней некоторый заряд (зарядовый пакет). Если теперь подать напряжение на второй электрод $U_2 > U_1$, то под этим электродом образуется более глубокая потенциальная яма, в которую перейдет заряд неосновных носителей из первой потенциальной ямы. Расстояния между электродами должны быть очень малыми, чтобы зарядовые пакеты, перетекали из одной потенциальной ямы в другую без потерь на диффузию.

На рис. 13.35 приведена структура трехтактного сдвигового регистра на ПЗС. Он представляет собой МДП-

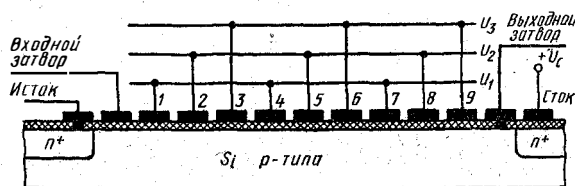


Рис. 13.35. Структура сдвигового регистра на ПЗС

транзистор с большим количеством затворов, в котором можно выделить три секции. Первая секция — входная — включает в себя исток и входной затвор. Все остальные затворы, подключенные к шинам U_1 , U_2 и U_3 , образуют вторую секцию, называемую секцией переноса. Третья секция — выходная — состоит из выходного затвора и стока.

Если на входной затвор подать напряжение $U_{вх} > U_{пор}$ и достаточно большое напряжение на первый затвор секции переноса, то под входным затвором образуется канал n -типа, а под первым затвором секции переноса возникает потенциальная яма. В эту яму из истока по каналу перейдет часть электронов, которые создадут в ней пакет носителей заряда.

В следующем такте снимается напряжение с входного затвора. Проводящий канал между истоком и первой потенциальной ямой исчезает, а оставшийся заряд в потенциальной яме сохраняется. Это равносильно записи в данную ячейку логической единицы. Отсутствие заряда в потенциальной яме будет соответствовать логическому нулю.

Если после записи логической единицы в первую потенциальную яму подать напряжение на второй затвор секции переноса $U_2 > U_1$, то под вторым затвором будет образо-

вана более глубокая потенциальная яма, в которую перейдут электроны из первой потенциальной ямы. Для дальнейшего перемещения электронов в сторону стока напряжение U_1 уменьшают до нуля и подают напряжение на третий затвор $U_3 > U_2$. При этом электроны из второй потенциальной ямы перейдут в третью, образованную под этим затвором. Таким образом, коммутируя различные по значениям напряжения U_1 , U_2 и U_3 , можно осуществить передвижение пакета неосновных носителей заряда от истока к стоку.

После переноса заряда в потенциальную яму под девятым затвором секции переноса подается напряжение на выходной затвор $U_{\text{вых}} > U_{\text{пор}}$. Между стоком и последней потенциальной ямой образуется канал n -типа, по которому электроны из потенциальной ямы начнут переходить в область стока, образуя в цепи стока электрический ток. Если же в потенциальную яму был записан логический ноль, то ток в цепи стока не появится или будет очень мал.

Максимальное время хранения зарядового пакета в потенциальной яме составляет $2 \cdot 10^{-2}$ с. Поэтому ПЗС могут работать только в нестационарном состоянии потенциальных ям. Для управления работой устройств на ПЗС необходимы генераторы, формирующие синхронизированные между собой периодические последовательности тактовых импульсов. Интервал рабочих частот устройств на ПЗС ограничен сверху и снизу. Верхняя частота определяется потерями заряда при его продвижении между потенциальными ямами, а нижняя — процессами термогенерации, приводящими к накоплению в потенциальных ямах паразитных зарядов. Поэтому при проектировании запоминающих устройств на ПЗС должны быть предусмотрены элементы регенерации и специальные режимы работы, осуществляющие восстановление хранимой информации.

Запоминающие устройства на цилиндрических магнитных доменах. ЦМД представляют собой малые области, созданные в магнитных пленках. Намагниченность этих областей противоположна намагниченности пленки (рис. 13.36). Размеры ЦМД могут быть от единиц до десятков микрометров. Энергия ЦМД тем меньше, чем меньше магнитное поле, поэтому они стремятся перейти из области сильных магнитных полей в область более слабых полей, называемых магнитными энергетическими ямами. На этом свойстве основано управление движением ЦМД. Измене-

ние магнитного поля в пленке, т. е. перемещение магнитных ям, осуществляется при помощи специального вращающегося магнитного поля.

Память, созданная на основе ЦМД, обладает высоким быстродействием (время цикла $5 \cdot 10^{-7}$ с, считывания 10^{-7} с, записи $1,5 \times 10^{-4}$ с) и стойкостью к радиации. ЦМД позволяет осуществлять многократную переза-

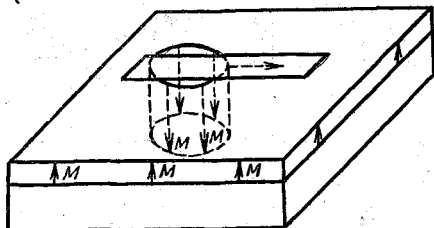


Рис. 13.36. Запоминающий элемент на ЦМД

пись информации, а записанная информация сохраняется и при отключении источников питания.

13.13. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Вся информация, обрабатываемая ЦВМ, должна быть представлена в цифровом коде. Поэтому входные аналоговые величины, к каким относятся, например, постоянные или меняющиеся по какому-либо закону напряжения, временные интервалы, линейные и угловые перемещения должны быть представлены в ЦВМ в цифровом коде. Эту задачу решают специальные устройства, называемые аналого-цифровыми преобразователями (АЦП).

С другой стороны, при использовании ЦВМ для управления работой различных объектов, отображения результатов расчета в виде графиков и других целей возникает необходимость представления цифровой информации, выдаваемой ЦВМ, в виде аналоговых величин. Это преобразование осуществляется с помощью цифроаналоговых преобразователей (ЦАП).

Аналого-цифровые преобразователи. На рис. 13.37, а показана схема АЦП напряжения в двоичный код, а на рис. 13.37, б — графики, поясняющие его работу.

Генератор тактовых импульсов ГТИ вырабатывает импульсы стабильной частоты, которые поступают на один вход ЛЭ И и на делитель частоты ДЧ. Импульсы с выхода ДЧ определяют цикл преобразования $T_{ц.п.}$. Они используются для установки счетчика СТ в нулевое положение; запуска генератора пилообразного напряжения ГПН и

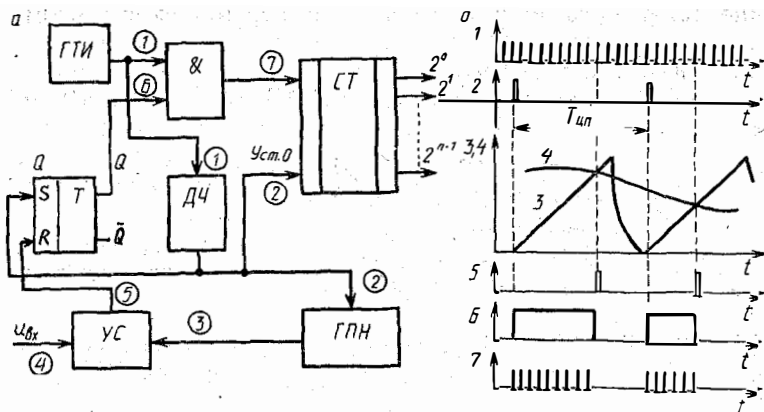


Рис. 13.37. Функциональная схема АЦП напряжения в двоичный код (а) и графики, поясняющие его работу (б)

триггера T , устанавливая последний в единичное состояние. $ГПН$ формирует линейно возрастающее напряжение с амплитудой, превышающей возможные значения входного напряжения $u_{вх}$. Напряжения с выхода $ГПН$ и $u_{вх}$ поступают на устройство сравнения $УС$, которое в момент равенства этих напряжений вырабатывает импульс, поступающий на второй вход триггера и устанавливающий его в нулевое состояние. Сигнал с выхода триггера подается на второй вход ЛЭ И.

Таким образом, тактовые импульсы поступают на счетчик через ЛЭ И в течение времени, равного пребыванию триггера в состоянии 1. Так как это время пропорционально значению $u_{вх}$, то число подсчитанных счетчиком импульсов также будет пропорционально входному напряжению.

По такому же принципу строится АЦП временного интервала в код. При этом отпадает необходимость в делителе частоты, $ГПН$ и устройстве сравнения.

Иногда применяются АЦП с обратной связью по выходу (рис. 13.38), называемые балансными. В состав таких преобразователей включают $ЦАП$, который преобразует двоичный код, полученный на выходе счетчика $СТ$, в управляющее напряжение u_y . Это напряжение поступает вместе с входным напряжением на устройство сравнения $УС$. В момент равенства $u_{вх}$ и u_y $УС$ прекращает выдачу положительного напряжения на ЛЭ И, и поступление тактовых импульсов от ГТИ на вход счетчика прекращается. В результате цифровой двоичный код на выходе

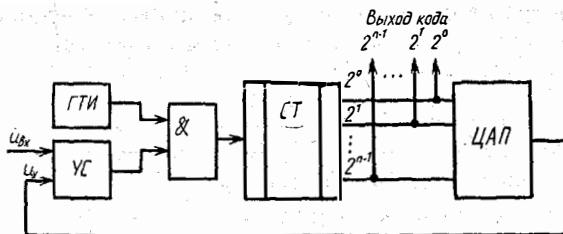


Рис. 13.38. Функциональная схема балансного АЦП напряжения в двоичный код

счетчика оказывается пропорциональным входному напряжению.

В рассмотренных АЦП точность преобразования определяется стабильностью и частотой повторения тактовых импульсов, линейностью напряжения на выходе ГПН и стабильностью работы ГПН. Для уменьшения ошибки, вызванной дискретностью преобразования, необходимо увеличивать частоту повторения тактовых импульсов.

Цифроаналоговые преобразователи. В зависимости от вида выходной величины ЦАП делятся на *электрические* и *механические*. В электрических ЦАП выходными величинами являются напряжение, ток или временной интервал, а в механических — линейное или угловое перемещение, скорость и т. п.

На рис. 13.39 приведена схема электрического ЦАП, выполненного на базе ОУ и преобразующего трехразрядный двоичный код $x_0x_1x_2$ в напряжение. Преобразователь работает по принципу суммирования входных токов:

$$I_{oc} = x_0 I_0 + x_1 I_1 + x_2 I_2.$$

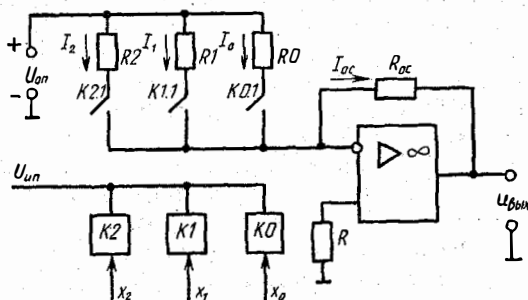


Рис. 13.39. Схема ЦАП двоичного кода в напряжение

В этом выражении x_0 , x_1 и x_2 — двоичные коэффициенты, принимающие значения 0 или 1 в соответствии с кодом преобразуемого трехразрядного двоичного числа. Коммутация токов I_0 , I_1 и I_2 осуществляется контактами реле $K0$, $K1$ и $K2$, которые срабатывают в том случае, когда состояния подключенных к ним соответствующих разрядов двоичного числа $x_0x_1x_2$ равны 1.

Считая в данном выражении $I_0 = \frac{U_{оп}}{R0}$, $I_1 = \frac{U_{оп}}{R1}$, $I_2 = \frac{U_{оп}}{R2}$, $I_{ос} = -\frac{u_{вых}}{R_{ос}}$, получаем $u_{вых} = -U_{оп}R_{ос}\left(\frac{x_0}{R0} + \frac{x_1}{R1} + \frac{x_2}{R2}\right)$.

Значения токов должны соответствовать весу соответствующего разряда двоичного числа, т. е. $I_1 = 2^1 I_0 = 2I_0$; $I_2 = 2^2 I_0 = 4I_0$. Это достигается выбором сопротивлений резисторов $R0$, $R1$ и $R2$. Так как при замкнутых контактах $K0.1$ и $K1.1$ имеем $I_0 = U_{оп}/R0$ и $I_1 = U_{оп}/R1$, то из условия $I_1 = 2I_0$ следует $R1 = R0/2$. Аналогичным образом можно получить выражение для $R2$: $R2 = R0/4$. С учетом найденного соотношения для сопротивлений резисторов $R0$, $R1$ и $R2$ последнее уравнение можно записать в виде

$$u_{вых} = -U_{оп} \frac{R_{ос}}{R0} (x_0 + 2x_1 + 4x_2).$$

Если число разрядов двоичного числа больше трех, необходимо параллельно резисторам $R0$, $R1$ и $R2$ подключить аналогичным способом резисторы $R3 = R0/8$, $R4 = R0/16$ и т. д.

Точность работы такого ЦАП определяется точностью подбора сопротивлений резисторов $R0$, $R1$ и $R2$, ... Наиболее жесткие требования предъявляются к точности старших разрядов, так как разброс токов в этих разрядах не должен превышать тока младшего разряда. Поэтому на практике часто в ЦАП используется резистивная матрица постоянного импеданса, или матрица типа $R-2R$ (рис. 13.40). В таком ЦАП применяются перекидные ключи, подключающие резисторы матрицы либо к узлу суммирования токов, либо к нулевому проводу. Благодаря этому нагрузка источника опорного напряжения независимо от значимости разрядов кода двоичного числа остается постоянной и равной R . Это уменьшает длительность переходных процессов и повышает быстродействие преобразователя. В ЦАП, показанном на рис. 13.40, выходное напряжение определяется выражением

$$u_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}} \frac{R_{\text{oc}}}{8R} (x_0 + 2x_1 + 4x_2).$$

На рис. 13.41 приведен ЦАП, осуществляющий преобразование двоичного кода числа в угол поворота. Работает такой преобразователь следующим образом.

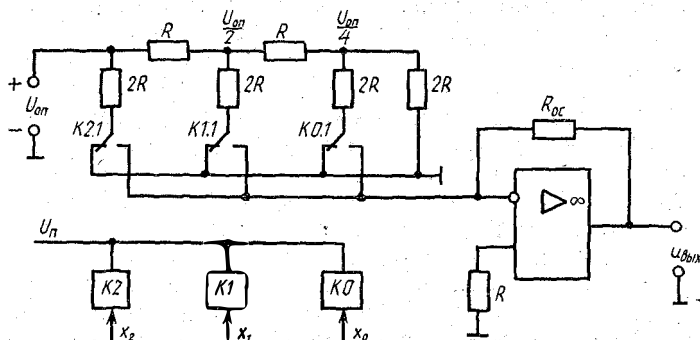


Рис. 13.40. Схема ЦАП с резистивной матрицей

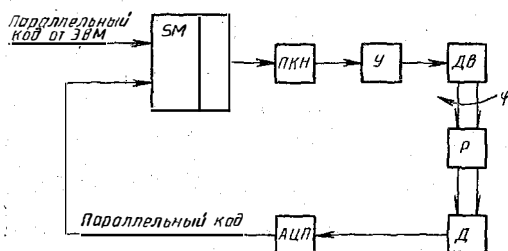


Рис. 13.41. Функциональная схема ЦАП, осуществляющего преобразование двоичного кода числа в угол поворота вала двигателя

На сумматор ΣM поступают параллельные коды двоичных чисел от ЭВМ и АЦП. На выходе сумматора образуется двоичный код, представляющий разность входных кодов, который поступает на преобразователь кода в напряжение ПКН . В ПКН этот код преобразуется в напряжение, которое усиливается усилителем $У$ и поступает на обмотку возбуждения двигателя ДВ , вызывая вращение его вала. Двигатель через редуктор $Р$ поворачивает вал датчика $Д$, создавая на его выходе напряжение, пропорциональное углу поворота. Это напряжение преобразуется АЦП в двоичный код и поступает на один из входов сумматора. Как только значения кодов на входах сумматора станут равными, сигнал на его выходе умень-

шится до нуля и двигатель остановится. Изменение кода, поступающего от ЭВМ, приведет к появлению сигнала на выходе сумматора и изменению углового положения вала двигателя. При этом на выходе АЦП образуется двоичный код, равный новому значению двоичного кода, поступающего от ЭВМ. Следовательно, система, представленная на рис. 13.41, работает по сигналу, имеющемуся на выходе сумматора, сводя его к нулю. Такие системы называются следующими.

Элементную базу АЦП и ЦАП с высокими техническими характеристиками составляют устройства в интегральном исполнении: логические элементы, операционные усилители, источники опорных напряжений, аналоговые ключи и коммутаторы, аналоговые компараторы (сравнивающие устройства) напряжений и др. Логические элементы являются основой цифровой и логической частей АЦП и ЦАП. На ОУ выполняются устройства, осуществляющие операции сложения, вычитания и умножения, генераторы и стабилизаторы тока и напряжения, усилительные, буферные и другие устройства.

В последние годы для построения цифровой и логической частей АЦП и ЦАП стали широко применяться микропроцессоры, что позволило значительно сократить объем устройств управления и совместить процессы преобразования и предварительной обработки информации.

Контрольные вопросы и задания

1. Запишите в двоичной системе счисления десятичные числа 1, 3, 6, 9, 15, 18, 45.
2. Каким образом двоичные числа переводятся в восьмеричные и шестнадцатеричные?
3. Какое устройство называется регистром и что он собою представляет?
4. Поясните запись и считывание двоичного числа в регистрах, приведенных на рис. 13.1.
5. Для какой цели применяются сдвигающие регистры?
6. Поясните работу суммирующего счетчика импульсов, показанного на рис. 13.8. Чем ограничивается быстродействие такого счетчика?
7. Определите число разрядов двоичного счетчика с коэффициентом деления 25 и номера разрядов этого счетчика, на которое необходимо подать обратные связи.
8. Какие устройства называют шифраторами и дешифраторами и для каких целей они применяются?
9. Какими должны быть значения адресных входов a_0 и a_1 мультиплексора (рис. 13.20) при $y = x_2$?
10. Поясните работу компаратора, показанного на рис. 13.24, а.
11. Чему будут равны значения S_i и P_{i+1} в сумматоре, изображенном на рис. 13.27, а, если $a_i = b_i = 1$ и $P_i = 1$?
12. Назовите основные параметры запоминающих устройств.

13. Поясните принцип управления работой интегральных триггеров на биполярных (рис. 13.30) и МДП-структурах (рис. 13.31) при записи и считывании информации.

14. В чем принципиальное различие между ЗУ интегральной микроэлектроники и ЗУ функциональной электроники?

15. Поясните работу сдвигового регистра на ПЗС (рис. 13.35).

16. Поясните принцип преобразования напряжения в двоичный код в АЦП, схема которого приведена на рис. 13.37.

17. Как работает ЦАП, изображенный на рис. 13.39, и из каких условий выбираются сопротивления входящих в него резисторов?

Глава 14. МИКРОПРОЦЕССОРЫ И МИКРОЭВМ

14.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МИКРОПРОЦЕССОРАХ

Любая ЭВМ служит для переработки вводимой в нее информации и выдачи окончательных результатов в виде таблиц, графиков, последовательности чисел, текста и т. п. Несмотря на то, что отдельные ЭВМ различны, в каждой из них можно выделить четыре основных устройства: арифметико-логическое, управляющее, запоминающее и устройство ввода-вывода информации, называемое обычно периферийным (рис. 14.1).

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) служит для выполнения арифметических и логических операций над числами, представленными в двоичном коде.

Управляющее устройство (УУ) управляет работой АЛУ и других устройств ЭВМ. Управление работой этих устройств осуществляется по специальным командам, по-

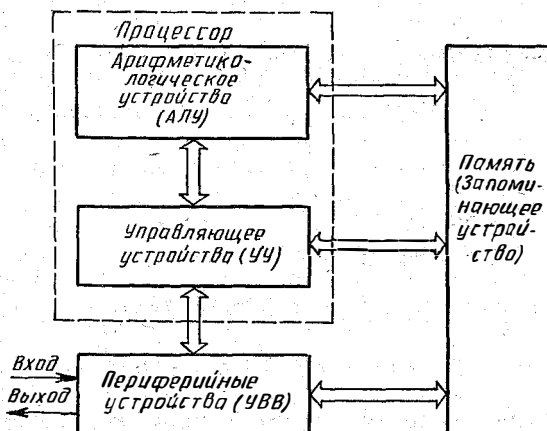


Рис. 14.1. Структурная схема ЭВМ

рядок исполнения которых определяется заданной программой.

Запоминающее устройство (ЗУ), или память, предназначено для хранения программ обработки и обрабатываемой информации (данных).

Периферийные устройства, или устройства ввода-вывода (УВВ) информации, служат для приведения входной информации к требуемому виду для ввода в ЭВМ и вывода из ЭВМ результатов переработки информации в нужном виде: последовательности чисел, таблиц, графиков и т. п.

АЛУ находится в тесном взаимодействии с УУ, и их можно рассматривать как единое целое — центральный процессор, или сокращенно процессор (от англ. to process — обрабатывать). Следовательно, процессор представляет собой устройство ЭВМ, предназначенное для автоматической обработки информации по заданной программе. Современная интегральная технология позволяет выполнить элементы процессора в виде одной или нескольких больших интегральных схем (БИС). Такие процессоры получили название микропроцессоров (МП). Микропроцессоры имеют меньшую стоимость и являются более экономичными и надежными в работе по сравнению с процессорами, изготовленными из набора ИМС малого и среднего уровня интеграции.

По назначению МП делятся на *универсальные*, или общего назначения, и *специализированные*.

Универсальный МП используется для решения различных задач и входит в состав ЭВМ широкого применения. Специализированный МП служит для решения конкретной задачи по вполне определенной программе.

Микропроцессор, совместимые с ним по электрическим, конструктивно-технологическим и эксплуатационным параметрам интегральные ПЗУ и ОЗУ, а также БИС вспомогательного назначения, обеспечивающие сопряжение МП с ПЗУ, ОЗУ и внешними устройствами, в том числе с УВВ, образуют микропроцессорный комплект. Микропроцессорный комплект, в котором все устройства взаимосвязаны и выполняют задачу обработки информации, например в целях управления объектом, называется микропроцессорной системой. Если при этом используется два или более микропроцессора, то такая система называется мультимикропроцессорной.

Микропроцессорная система, дополненная автономным источником питания, пультом управления и имеющая УВВ

с устройством отображения информации, называется *микроЭВМ*.

По конструктивному признаку микропроцессоры делятся на *однокристалльные* и *многокристалльные*. В многокристалльном МП его составные части по признаку выполняемых функций и по признаку разрядности располагаются в разных кристаллах. В однокристалльных МП в одном кристалле изготавливаются все составные части микропроцессора. Появление однокристалльных МП послужило толчком для бурного развития однокристалльных микроЭВМ, в которых в одном кристалле полупроводника, кроме МП, содержатся генератор тактовых импульсов, или таймер, устройство управления вводом и выводом информации, небольшие ОЗУ и ПЗУ.

Всякий МП оперирует словами, представляющими собой последовательность символов определенной длины: 4, 8, 12, 16 и 32 бит, или разрядов. Длина обрабатываемых слов определяет разрядность МП. Группа битов, которую способна обрабатывать ЭВМ за один шаг работы, образует *машинное слово*. Обычно длина машинного слова определяется числом разрядов одного регистра памяти ЭВМ.

Для микропроцессорной техники одним из основных понятий является *байт* — восьмибитовое слово, используемое для обмена цифровой информацией между узлами микропроцессорной системы. В байтах выражают длину слов и емкость ЗУ.

Числа или символы, подвергающиеся машинной обработке, называются *операндами*. Например, в выражениях $y = a + b$ и $z = e^k - 1$ операндами являются a , b , e , k , 1.

14.2. СТРУКТУРА МИКРОПРОЦЕССОРА

Структурная схема МП показана на рис. 14.2. Микропроцессор включает *три основных узла*: АЛУ, УУ и узел регистров. Для осуществления связи между этими узлами используется *внутренняя шина данных*. Она состоит из восьми (для восьмиразрядного МП) линий, по которым передаются 8-разрядные слова (байты) и командная информация. Передача слов по внутренней шине данных между узлами МП осуществляется в обоих направлениях, но в разные непересекающиеся временные интервалы.

Основная часть, или ядро, МП — это АЛУ, осуществляющее обработку данных. Типичными операциями, вы-

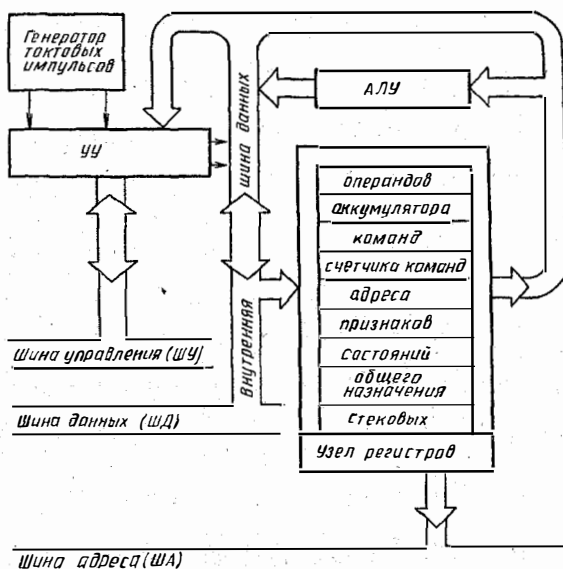


Рис. 14.2. Структурная схема микропроцессора

полняемыми АЛУ, являются сложение, вычитание, логическое сложение (ИЛИ), логическое умножение (И), сложение по модулю 2 (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), инверсия, сдвиг, пересылка. Обычно АЛУ имеет два входа, которые называются входными портами, и один выход, или выходной порт. Данные на входные порты АЛУ поступают с внутренней шины данных или из специального регистра, называемого аккумулятором, через буферные регистры, или регистры операндов, предназначенные для временного хранения данных.

Буферный регистр, через который на вход АЛУ поступают данные из аккумулятора, называют буфером аккумулятора. Результат, полученный при выполнении операции, с выходного порта АЛУ поступает в аккумулятор, называемый также накопительным регистром или накопителем. Буфер аккумулятора, таким образом, исключает ситуацию, при которой вход и выход АЛУ подключаются одновременно к аккумулятору.

Работой АЛУ и внутренними регистрами управляет УУ, которое извлекает из регистра команд очередную команду, дешифрирует ее, т. е. определяет, какая операция должна осуществляться, и обеспечивает выполнение этой операции в АЛУ.

Любая задача решается по программе, которая представляет собой строгую последовательность нужных команд. Эту последовательность поступления команд обеспечивает регистр, называемый счетчиком команд. Счетчик команд может иметь большее число разрядов, чем длина слова данных. Например, в 8-разрядных МП с объемом памяти $64\text{К} = 65\,536$ слов используется 16-разрядный счетчик команд. В результате можно записать команду в любую ячейку памяти.

Перед выполнением программы в счетчик команд записывают число, которое определяет адрес первой программы, хранящейся в ЗУ. Затем это число из счетчика команд переписывается в 16-разрядный регистр адреса памяти. Из регистра адреса памяти по шине адреса (ША) адрес первой команды посылается в устройство управления памятью. По указанному адресу из ЗУ осуществляется считывание первой команды, которая переписывается в регистр команд.

Рассмотренный цикл операций называют циклом выборки или фазой адресации.

После записи команды в регистр УУ осуществляет ее распознавание (декодирование), и в АЛУ поступают сигналы, стимулирующие выполнение данной команды. Этот процесс называют циклом или фазой выполнения команды.

Цикл выборки совместно с циклом выполнения команды образуют цикл команды.

В начале цикла выполнения команды показания счетчика команд автоматически увеличиваются на 1, и он настраивается на следующую команду. Следовательно, в процессе выполнения команды счетчик команд содержит адрес следующей команды.

Регистр признаков, или флажковый регистр, служит для индикации различных признаков результатов операций, выполняемых АЛУ: нулевого результата, переполнения и др. Он состоит из отдельных триггеров, называемых флажками, которые в зависимости от проявления того или иного признака устанавливаются в состоянии 0 или 1. Эта информация необходима программисту при составлении и отладке программы вычислений.

Регистр состояний воспринимает информацию из регистра признаков и в зависимости от значений признаков позволяет изменять последовательность выполнения команд и осуществлять так называемые условные переходы. При этом изменяется содержание счетчика команд,

и он настраивается на выборку не следующей, а нужной команды. Наличие команд условного перехода делает МП более универсальным, позволяет выбирать различные пути решения задачи в зависимости от возникающих в ходе решения условий.

Регистры общего назначения используются в качестве запоминающих устройств промежуточных результатов вычислений, адресов и команд, а иногда и в качестве аккумуляторов. Число таких регистров в МП может достигать до 16, причем разрядность их может быть различной. Отдельные регистры общего назначения могут соединяться между собой последовательно и рассматриваться как один регистр с большим числом разрядов.

Особую группу составляют стековые регистры, подразделяющиеся на регистры стека и указатель стека. Эти регистры позволяют без обмена с ЗУ организовать необходимую последовательность выполнения команд, например последовательность выполнения по старшинству различных арифметических действий. Стековые регистры подключены таким образом, что первая команда, записанная в первый регистр, при записи второй команды «проталкивается» во второй регистр, а в первом оказывается записанной вторая команда. При записи третьей команды первая переходит в третий регистр, вторая — во второй и т. д. При выборке команд из стека первой выбирается последняя, затем предпоследняя и т. д., подобно тому как из штабеля дров первым берется последнее полено (от англ. *stack* — штабель).

Количество регистров (глубина) стека является важной характеристикой МП. Для увеличения глубины стека его часто организуют в некоторой области внешнего ЗУ.

Указатель стека определяет адрес ячейки (регистра) стека, заполненной последней командой. Эта ячейка называется вершиной стека. После выборки команды из стека содержимое указателя стека уменьшается на 1, а при записи в стек очередной команды — увеличивается на 1.

Взаимодействие и координация работы всех узлов микропроцессорной системы осуществляется высокостабильным генератором тактовых импульсов, с помощью которых формируются машинные циклы и циклы команд. Машинным циклом называют время, требуемое для извлечения одного байта информации из памяти или выполнения команды, определяемой одним машинным словом.

14.3. СИСТЕМА КОМАНД МИКРОПРОЦЕССОРА

Выполнение нужной операции обеспечивается соответствующей командой. Команда, как и данные, представляется двоичным кодом, образуя командное слово. Длина командного слова может равняться одному, двум и более байтам т. е. содержать 8, 16 и более разрядов.

В любой команде можно выделить две части: *код операции* (КОП) и *адрес*. Код операции настраивает МП на выполнение нужной операции, а адрес указывает местоположение данных операндов, участвующих в операции. В 24-разрядном (трехбайтовом) командном слове первые восемь разрядов (0...7) указывают адрес первого операнда (А1), вторые 8 разрядов (с 8-го по 15-й) — адрес второго операнда (А2) и последние 8 разрядов (с 16-го по 23-й) — код операции.

В современных вычислительных системах чаще всего используются одноадресные команды (16-разрядные), содержащие КОП и адрес одного операнда. Если в операции участвуют два операнда, то адрес второго операнда при этом считается известным. Таким адресом чаще всего является аккумулятор, в который второй операнд засылается до начала выполнения операции. Результат операции также размещается по фиксированному адресу, обычно по адресу размещения второго операнда. Иногда встречаются безадресные команды, содержащие только 8 разрядов, в которые записывается КОП. Такие команды используются для выполнения операций над информацией, расположенной по фиксированному адресу.

Команды, реализующие заданную программу, через устройство ввода-вывода вводятся в определенную часть ЗУ. Для обеспечения естественного порядка выполнения команд коды последовательно выполняемых команд располагаются в ячейках ЗУ с последовательно нарастающими адресами.

Набор команд, выполняемых МП, делится на ряд групп, основными из которых являются команды арифметических и логических операций, пересылок, ввода-вывода, управления, обращения к подпрограммам и некоторые специальные команды.

Команды арифметических и логических операций обеспечивают выполнение операций арифметического сложения, вычитания и умножения двоичных и двоично-десятичных чисел, их сравнение, а также выполнение операций логического сложения (дизъюнкции), логи-

ческого умножения (конъюнкции), сложение по модулю 2 (ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), инверсию чисел, т. е. замену нулей единицами, а единиц — нулями, и некоторые другие. После выполнения этих команд результат операции поступает в аккумулятор или в указанную в этих командах ячейку ЗУ.

Команды пересылок используются для осуществления пересылки данных из одной ячейки ЗУ в другую, в аккумулятор или наоборот. Как правило, эти команды совершаются без разрушения данных в исходных ячейках, т. е. после осуществления команды пересылки в исходной и во вновь указанной ячейках памяти оказываются одни и те же данные. К командам пересылки относятся команды загрузки регистра, регистровой пары и аккумулятора, пересылки из регистра в регистр, записи содержимого аккумулятора в память.

Команды ввода-вывода служат для введения через шину данных входной информации, представленной в двоичном коде, в аккумулятор МП или для вывода содержимого аккумулятора на устройство отображения информации. Ввод или вывод информации осуществляется соответственно по командам «Ввести» или «Вывести»

Команды управления включают в себя команды безусловного и условного переходов. По этим командам изменяется содержимое счетчика команд и нарушается последовательность выполнения команд программы. При безусловном переходе нарушение последовательности выполнения программы происходит всякий раз при выполнении программы. При этом адрес ячейки, в которой хранится команда и к которой осуществляется переход содержится в адресной части команды, по которой осуществляется этот переход.

При условных переходах последовательность выполнения команд программы нарушается лишь в том случае, когда результат вычислений, предусмотренных программой, удовлетворяет некоторому поставленному условию.

Команды обращения к подпрограммам являются разновидностями команд управления. Обычно подпрограммы хранятся в регистрах стека, которые в большинстве случаев размещаются в ЗУ (в некоторых МП в качестве стека используются внутренние регистры). Запись информации в стек называют загрузкой данных в стек, а выборку ее из стека — извлечением данных из стека.

При обращении к подпрограмме вначале происходит запоминание текущего содержания счетчика команд.

Затем в счетчик записывается адрес первой команды подпрограммы. Последней командой подпрограммы является команда «Возврат из подпрограммы», по которой в счетчике восстанавливается число, соответствующее прерванной команде основной программы. По команде «Возврат из подпрограммы» может также осуществляться переход от одной подпрограммы к другой, если используется вложение подпрограмм.

Особую форму подпрограммы составляет операция, называемая прерыванием. Она заключается в том, что прекращение действий текущей программы осуществляется произвольно по запросу внешнего управляющего сигнала. Поскольку прерывание текущей программы может произойти в любом месте, необходимо обеспечить нормальную работу МП после возврата из прерывания. Для этого в начальный момент при поступлении команды на прерывание происходит запоминание содержимого регистров аккумуляторов, регистров признаков и состояний в стеке.

К *специальным командам* относятся команды разрешения прерывания, запрещения прерывания, останов и холостая операция. При исполнении команды «Холостая операция» никакие операции не выполняются, а содержимое счетчика адресов увеличивается на 1; после чего выполняется следующая по порядку команда.

14.4. ОБЛАСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МИКРОЭВМ В НАРОДНОМ ХОЗЯЙСТВЕ

МикроЭВМ предназначены прежде всего для замены специализированных логических схем. Они находят применение во всех областях электроники, где хотя бы частично используется цифровая техника. Их применение, несомненно, ускорит процесс перехода в соответствующих областях от аналоговой техники к цифровой.

Будучи оснащенными различными периферийными устройствами и схемами связи с управляемыми объектами, микроЭВМ наиболее широко применяются как составная часть различных информационно-управляющих систем.

МикроЭВМ используют в различных системах: тестовых, контрольно-измерительных, управления технологическими процессами, программного управления станками, контроля состояния линий связи и, кроме того, в подсистемах первичной обработки информации в управляющих системах промышленного назначения и системах автоматизации научного эксперимента, подсистемах

управления периферийным оборудованием вычислительных систем и комплексов, специализированных вычислительных устройств.

В настоящее время выделяют следующие типы микроЭВМ, на основе которых можно построить многомашинные и мультимикропроцессорные вычислительные системы:

управляющие встроенные микроЭВМ. Они служат для решения локальных задач управления объектами и могут использоваться как контролеры устройств, подключаемых к большой ЭВМ, или как управляющие машины нижних контуров управления;

управляющие микроЭВМ. Предназначены для построения систем управления достаточно сложными объектами или процессами: технологическими линиями, измерительными комплексами и т. д.;

вычислительные инженерные микроЭВМ. Они предназначены для индивидуального пользования. Внешние устройства такой ЭВМ могут встраиваться в корпус машины, а их комплект содержит устройства, минимально необходимые для вычислительных работ и обработки данных: цифровую, алфавитно-цифровую и функциональную клавиатуру, алфавитно-цифровой индикатор, печатающее устройство, внешние запоминающие устройства.

Встраивание микроЭВМ внутрь объектов невысокой стоимости и сложности повышает качество работы и производительность оборудования, существенно снижает требования к персоналу, работающему на оборудовании.

Появление микроЭВМ позволило практически реализовать децентрализованные системы управления путем замены одной ЭВМ некоторой совокупностью связанных микроЭВМ. При этом одна из микроЭВМ может выполнять функции центральной, определяющей порядок функционирования всей системы. Управляющие микроЭВМ располагаются непосредственно в местах сосредоточения групп датчиков и исполнительных механизмов. Естественно, что в этом случае можно существенно наращивать вычислительную мощность за счет параллельной обработки возникающих сигналов, повышать живучесть системы, а также исключать большое количество физических связей в системе. Последнее имеет особое значение для бортовых систем управления, поскольку приводит к значительной экономии массы и объема за счет сокращения количества и длины кабельных соединений.

Новые возможности возникают в вычислительной системе, объединяющей десятки, сотни и тысячи микропроцессоров или микроЭВМ. В такой системе имеются широкие возможности разветвления процесса вычислений и, как следствие, существенного наращивания вычислительной мощности. Это позволяет получить вычислительную мощность больших ЭВМ при значительно меньших затратах, большей надежности и компактности.

Таким образом, появление микропроцессорных комплектов БИС привело к появлению принципиально новых направлений в применении цифровой вычислительной техники и позволило осуществить встроенное управление, распределенное управление, распределенные вычисления.

14.5. ПРОГРАММИРУЕМЫЕ КАЛЬКУЛЯТОРЫ КАК РАЗНОВИДНОСТЬ МИКРОЭВМ

Одной из разновидностей микроЭВМ являются калькуляторы. Микропроцессор как прибор с высокой степенью интеграции с точки зрения технологии является результатом совершенствования калькулятора, выполненного на отдельном кристалле. Некоторые БИС, именуемые микропроцессорами, предназначаются прежде всего для калькуляторов. Все существующие в настоящее время калькуляторы можно разделить на два класса: простые и программируемые.

Простые калькуляторы (рис. 14.3) предназначены для проведения простейших вычислений. Они могут обработать, учитывая незначительную информационную емкость запоминающего устройства, только ограниченное множество чисел.

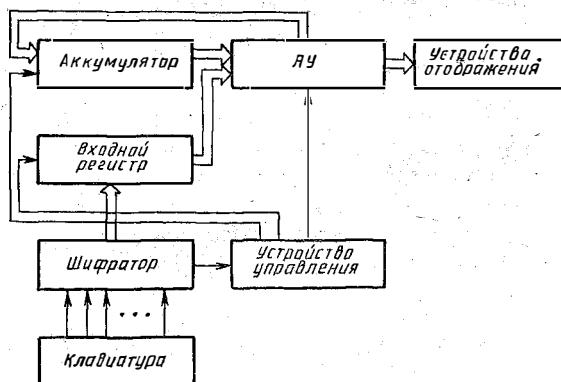


Рис. 14.3. Структурная схема непрограммируемого калькулятора

Калькулятор содержит по крайней мере два регистра: *входной* и *аккумулятор*. Арифметические операции выполняются в арифметическом устройстве над числами, поступающими из этих двух регистров, результаты хранятся в аккумуляторе, содержимое которого можно представить на устройстве отображения. Клавиатура обеспечивает возможность ввода чисел и символов операций (т. е. команд, которые должны быть выполнены над заданными числами).

Программируемый калькулятор (рис. 14.4) содержит две области памяти: одну — для *хранения данных* (исходных и результатов промежуточных вычислений), другую — для *записи программы* (т. е. последовательности управляющих команд, или операций, которые

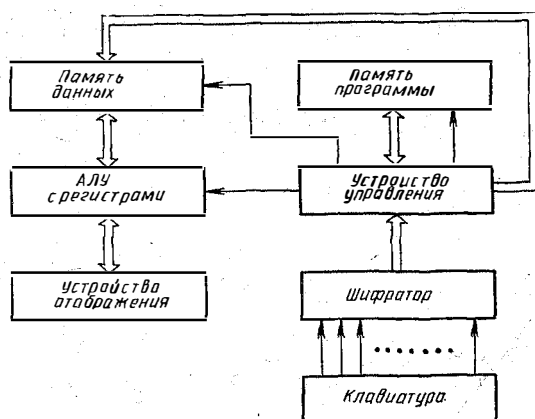


Рис. 14.4. Структурная схема программируемого калькулятора

необходимо выполнить над данными). Информационная емкость памяти может быть выбрана оптимальной для данной задачи. Программа вводится с клавиатуры через шифратор и устройство управления в память программы, а исходные данные — в память данных. В режиме выполнения программы, который задается с клавиатуры, коды команд последовательно выбираются из памяти программы и поступают в устройство управления. На основе этих кодов устройство управления вырабатывает сигналы управления, которые, поступая на различные устройства калькулятора, обеспечивают выполнение записанной программы.

С помощью программируемых калькуляторов можно

решать множество учебных, инженерных и научных задач, высвобождая дорогостоящее машинное время больших ЭВМ для решения особо сложных проблем.

Возникновение микроЭВМ тесно связано с созданием однокристального калькулятора. Однако микроЭВМ и калькулятор представляют собой функционально различные приборы, которые иногда во многом схожи друг с другом. Поэтому необходимо разделять микроЭВМ на «ориентированные на калькуляторы» и «ориентированные на мини-ЭВМ».

Калькулятор может быть полезной составной частью управляющей или вычислительной системы. Однако его использование ограничено диапазоном выполняемых арифметических операций. Мини-ЭВМ выполняют большой набор операций, имеют обширный комплект периферийного оборудования и поэтому более широко используются в различных отраслях народного хозяйства.

Контрольные вопросы и задания

1. Назовите составные части ЭВМ и дайте их краткую характеристику.
2. Какое устройство микроЭВМ называют микропроцессором и каковы его функции?
3. Расскажите о назначении регистров микропроцессора, структурная схема которого приведена на рис. 14.2.
4. Перечислите группы основных команд микропроцессора.
5. В чем отличия команд условного и безусловного перехода?
6. В каких областях народного хозяйства СССР применяются микроЭВМ?
7. Поясните взаимодействие узлов непрограммируемого калькулятора (рис. 14.3).

Глава 15. ИСТОЧНИКИ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО НАПЯЖЕНИЯ

15.1. СТРУКТУРА ИСТОЧНИКОВ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Для работы любого электронного устройства требуется источник питания, вырабатывающий одно или несколько напряжений постоянного тока. В маломощных электронных устройствах для этой цели можно использовать батареи из гальванических элементов. При большом потреблении мощности электронное устройство с питанием от гальванических элементов становится неэкономичным. В таких случаях постоянные напряжения получают путем

выпрямления переменного сетевого напряжения. Для повышения или понижения сетевого напряжения применяют трансформаторы, а для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения — сглаживающие фильтры. Чтобы значение напряжения на выходе источника питания оставалось неизменным при колебаниях напряжения в сети, источник питания дополняют стабилизатором напряжения.

Таким образом, функциональную схему источника питания можно представить в виде, показанном на рис. 15.1.

Существуют и бестрансформаторные источники питания, в которых переменное напряжение сети подается

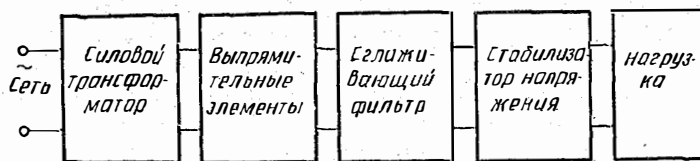


Рис. 15.1. Функциональная схема стабилизированного выпрямителя

сразу на выпрямительные элементы, чаще всего полупроводниковые диоды. Однако такие выпрямители применяются редко ввиду сложности получения требуемых значений выпрямленных напряжений и необходимости принятия дополнительных мер по обеспечению безопасности труда.

По числу фаз выпрямляемого напряжения переменного тока выпрямители подразделяются на *однофазные*, *трехфазные* и *многофазные*. Однофазные выпрямители применяются для питания электронных устройств малой мощности. Для питания электронных устройств средней и большой мощности обычно используются трехфазные выпрямители.

Основными параметрами выпрямителей являются: средние значения выпрямленного тока I_{cp} и напряжения U_{cp} ; коэффициент полезного действия η и коэффициент пульсаций, равный отношению амплитуды напряжения первой гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения: $K_n = U_{m1}/U_{cp}$.

15.2. ОДНОФАЗНЫЕ НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Однофазные выпрямители могут быть однополупериодными и двухполупериодными.

Однополупериодные выпрямители. Схема однополу-

периодного выпрямителя на полупроводниковом диоде показана на рис. 15.2. Переменное напряжение сети, преобразованное трансформатором T до необходимой величины U_T , подается на конденсатор C_Φ и нагрузку R_H

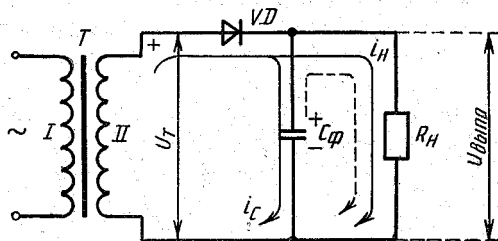


Рис. 15.2. Схема однополупериодного выпрямителя

через диод VD . В течение полупериода, когда напряжение U_T становится прямым для диода, через диод и нагрузку протекает ток. Конденсатор C_Φ при этом заряжается до значения, близкого к пиковому значению U_T .

В следующий полупериод напряжение U_T для диода оказывается обратным, и через него протекает лишь незначительный обратный ток. При этом конденсатор C_Φ «отключается» от вторичной обмотки трансформатора и начинает разряжаться через сопротивление нагрузки R_H . Таким образом, через нагрузку ток протекает в оба полупериода сетевого напряжения в одном и том же направлении.

При большом сопротивлении нагрузки конденсатор C_Φ во время второго полупериода напряжения U_T разряжается незначительно, и можно считать, что напряжение на конденсаторе C_Φ остается равным пиковому значению напряжения U_T . Следовательно, к диоду прикладывается напряжение обратной полярности, равное

$$U_{обр} = U_T + U_{C_\Phi} \approx 2U_T.$$

Качество выпрямления переменного напряжения оценивается коэффициентом выпрямления $K_v = I_{пр}/I_{обр}$, где $I_{пр}$ и $I_{обр}$ — значения прямого и обратного токов, протекающих через диод. Значение этого коэффициента больше у кремниевых диодов, что является одной из причин их более широкого применения в выпрямителях.

Недостатком однополупериодного выпрямителя является то, что выпрямленное напряжение сильно зависит от сопротивления нагрузки и имеет большую амплитуду

пульсаций. Поэтому такие выпрямители применяются редко и только при высокоомных нагрузках. В остальных случаях используются, как правило, двухполупериодные выпрямители.

Двухполупериодные выпрямители. На рис. 15.3, а представлена схема двухполупериодного выпрямителя с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора.

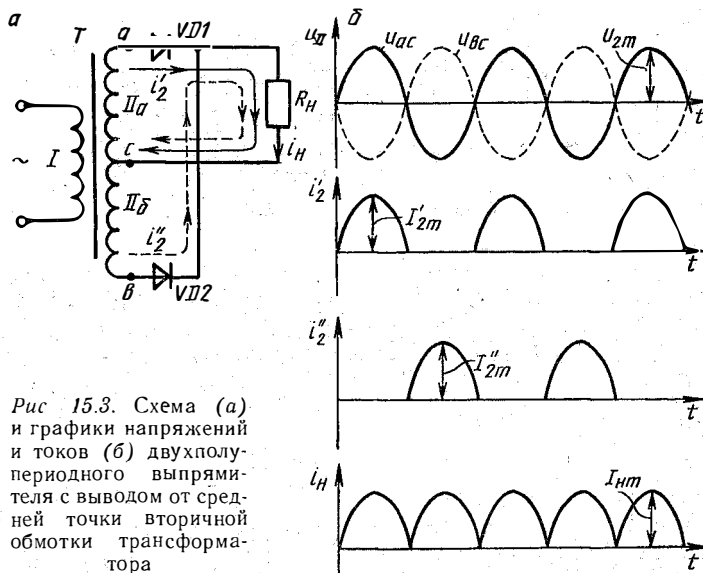


Рис 15.3. Схема (а) и графики напряжений и токов (б) двухполупериодного выпрямителя с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора

тора. Обычно эта точка соединяется с проводом нулевого потенциала. Работает такой выпрямитель следующим образом.

Напряжения u_{ac} и u_{bc} , измеренные на концах a и b вторичной обмотки трансформатора относительно средней точки c , являются противофазными (рис. 15.3, б). Во время положительного полупериода напряжения u_{ac} открывается диод $VD1$, а диод $VD2$ оказывается закрытым. Поэтому через нагрузку R_H протекает только ток i'_2 , создаваемый верхней половиной вторичной обмотки трансформатора.

В следующий полупериод сетевого напряжения положительным относительно точки c оказывается напряжение u_{bc} , а u_{ac} — отрицательным. Открытым окажется диод $VD2$, а $VD1$ — закрытым. Через нагрузку потечет ток i''_2 , создаваемый напряжением u_{bc} . Таким образом, ток через нагрузку протекает в каждый полупериод сетевого напря-

жения в одном и том же направлении, создавая на ней пульсирующее напряжение с частотой пульсаций, равной удвоенной частоте сетевого напряжения.

Средние значения выпрямленного тока и выпрямленного напряжения в нагрузке

$$I_{cp} = \frac{2}{\pi} I_{2m}; \quad U_{cp} = \frac{2}{\pi} U_{2m}. \quad (15.1)$$

Обычно значения I_{cp} и U_{cp} задаются при расчете выпрямителя, поэтому выражения (15.1) позволяют определить амплитудные значения токов и напряжений, действующих во вторичных обмотках ac и bc трансформатора и нагрузке:

$$I_{2m} = \frac{\pi}{2} I_{cp}; \quad U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{cp}. \quad (15.2)$$

Выражение (15.2) позволяет определить действующие значения тока и напряжения в нагрузке

$$I_n = \frac{I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{cp} \approx 1,11 I_{cp}, \quad (15.3)$$

$$U_n = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{cp} \approx 1,11 U_{cp}. \quad (15.4)$$

Через каждую половину вторичной обмотки и через диоды $VD1$ и $VD2$ ток протекает лишь в течение одного полупериода, поэтому его среднее значение

$$I_{2cp} = 0,5 I_{cp}, \quad (15.5)$$

а действующее значение

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [i_2(\omega t)]^2 d\omega t} = \frac{I_{2m}}{2} = \frac{\pi}{4} I_{cp}. \quad (15.6)$$

Действующее значение напряжения в каждой половине вторичной обмотки на основании (15.2) определяется по формуле

$$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{cp} \approx 1,1 U_{cp}. \quad (15.7)$$

Выражения (15.6) и (15.7) позволяют рассчитывать мощность P'_2 , развиваемую каждой половиной вторичной обмотки трансформатора:

$$P'_2 = I_2 U_2 = \frac{\pi^2}{8\sqrt{2}} P_{cp} \approx 0,86 P_{cp}. \quad (15.8)$$

Из рис. 15.3, а видно, что к аноду закрытого диода прикладывается отрицательное напряжение соединенной с ним половины вторичной обмотки, а к его катоду —

положительное напряжение другой половины. Следовательно, обратное напряжение, прикладываемое к закрытому диоду,

$$U_{\text{обр max}} = 2U_{2m} = \pi U_{\text{cp}}.$$

Для определения коэффициента пульсаций пульсирующее напряжение на выходе выпрямителя $u(t)$ представляют рядом Фурье, который при числе пульсаций выпрямленного напряжения $p \geq 2$ имеет вид

$$u(t) = \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} + \frac{2}{p^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} \cos(p\omega t + \varphi_1) + \dots$$

В этом выражении

$$\frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} = U_{\text{cp}} \text{ — постоянная составляющая,}$$

$$\frac{2}{p^2 - 1} \cdot \frac{p}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{p} = U_{1m} \text{ — амплитуда первой гармоники.}$$

Для рассматриваемого выпрямителя $p = 2$ и коэффициент пульсаций

$$K_n = \frac{U_{1m}}{U_{\text{cp}}} = \frac{2}{p^2 - 1} = 0,67.$$

Недостатками двухполупериодного выпрямителя с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора являются высокое обратное напряжение, прикладываемое к выпрямительным диодам, и усложненная конструкция трансформатора.

На рис. 15.4, а показана схема однофазного двухполупериодного мостового выпрямителя, а на рис. 15.4, б — графики токов и напряжений в его цепях. В выпрямителе

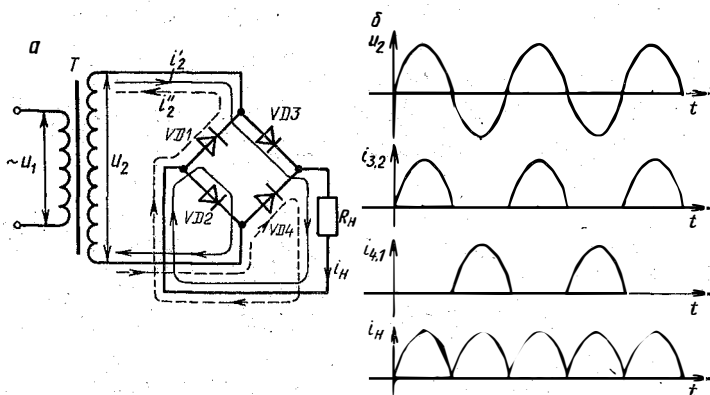


Рис. 15.4. Схема (а) и графики напряжения и токов (б) двухполупериодного мостового выпрямителя

используются четыре диода $VD1...VD4$, которые включаются в проводящее направление попарно: в один полупериод открыты диоды $VD3$ и $VD2$, в другой — $VD4$ и $VD1$. Напряжение на каждом закрытом диоде равно напряжению u_2 , поэтому обратное напряжение на диоде не превышает значения $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$, что в 2 раза меньше, чем в двухполупериодном выпрямителе с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора. В этом одно из достоинств мостового выпрямителя. Кроме того, он имеет более простую конструкцию трансформатора: не нужно делать дополнительного вывода от вторичной обмотки. Значения I_{cp} , U_{cp} в нагрузке и среднего тока, протекающего через выпрямительные диоды, такие же, как и в выпрямителе со средним выходом от вторичной обмотки. Поэтому коэффициент пульсаций в мостовом двухполупериодном выпрямителе также равен 0,67, или 67 %.

15.3. ОДНОФАЗНЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

На практике часто встречаются случаи, требующие возможности изменения напряжения на выходе выпрямителя в широких пределах (например, для управления скоростью электродвигателей постоянного тока). В таких выпрямителях применяют управляемые выпрямительные элементы, в качестве которых в настоящее время обычно используют тринисторы. Управляемый выпрямитель отличается от неуправляемого наличием устройства управления, которое осуществляет управление переводом тринисторов в проводящее состояние.

На рис. 15.5, а показана схема двухполупериодного управляемого выпрямителя, имеющего вывод от средней точки обмотки трансформатора и работающего на активную нагрузку R_n . Моменты отпирания тринисторов $VS1$ и $VS2$ определяются моментами поступления на их управляющие электроды импульсов тока i_{y1} и i_{y2} (рис. 15.5, б), задержанных относительно момента перехода через нуль вторичных напряжений u'_2 и u'_2 на некоторое время, которое соответствует фазовому углу α , называемому углом управления. В результате форма и длительность импульсов токов, протекающих через открытый тринистор и нагрузку, оказываются иными, чем в аналогичном выпрямителе на выпрямительных диодах, а среднее значение выпрямленного напряжения зависит от угла управления и определяется выражением

$$U_{\text{ср.у}} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_2(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin(\omega t) d\omega t =$$

$$= \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (15.9)$$

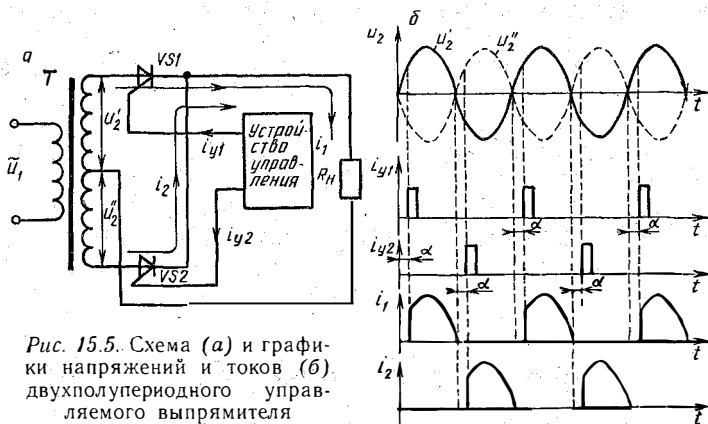


Рис. 15.5. Схема (а) и графики напряжений и токов (б) двухполупериодного управляемого выпрямителя

При $\alpha = 0$ выражение (15.9) совпадает с выражением (15.1), а при $\alpha \neq 0$

$$U_{\text{ср.у}} = \frac{U_{\text{ср}}}{2} (1 + \cos \alpha). \quad (15.10)$$

Графическую зависимость $U_{\text{ср.у}} = f(\alpha)$, определяемую уравнением (15.10), называют регулировочной характеристикой (кривая а на рис. 15.6). Ее вид зависит от характера нагрузки выпрямителя. При индуктивном характере нагрузки уменьшаются среднее значение выпрямленного напряжения и пределы изменения угла управления α (кривая б на рис. 15.6).

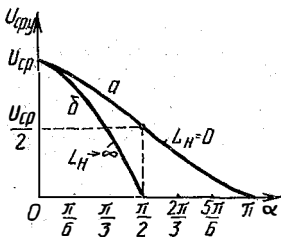


Рис. 15.6. Регулировочные характеристики выпрямителя

15.4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Их основным параметром является коэффициент сглаживания $K_{\text{сг}}$, равный отношению коэффициента пульсаций на входе

фильтра $K_{п.вх}$ к коэффициенту пульсаций на его выходе $K_{п.вых}$, т. е.

$$K_{сг} = K_{п.вх} / K_{п.вых}.$$

Фильтр не должен существенно влиять на работу выпрямительных элементов и иметь малое время переходных процессов.

Наиболее простыми являются индуктивный (рис. 15.7, а) и емкостный (рис. 15.7, б) фильтры.

В индуктивном фильтре

$$K_{сг} = \frac{K_{п.вх}}{K_{п.вых}} = \frac{U_{1m вх} / U_{ср}}{U_{1m вых} / U_{ср}} = \frac{U_{1m вх}}{U_{1m вых}} = \frac{I_{1m} z_{вх}}{I_{1m} z_{вых}} = \frac{z_{вх}}{z_{вых}},$$

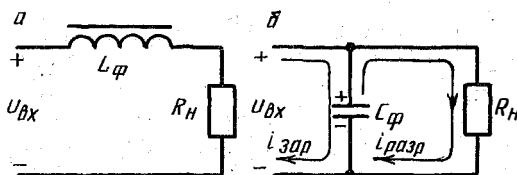


Рис. 15.7. Схемы индуктивного (а) и емкостного (б) сглаживающих фильтров

где $z_{вх}$ и $z_{вых}$ — модули комплексных сопротивлений соответственно на входе и выходе фильтра; I_{1m} — амплитуда первой гармоники пульсирующего тока, протекающего через фильтр.

Пренебрегая сопротивлением индуктивности L_{ϕ} постоянному току, получаем:

$$z_{вх} = \sqrt{R_n^2 + (p\omega L_{\phi})^2}; \quad z_{вых} = R_n,$$

и

$$K_{сг} = \frac{\sqrt{R_n^2 + (p\omega L_{\phi})^2}}{R_n}. \quad (15.11)$$

Выражение (15.11) позволяет рассчитать индуктивность L_{ϕ} по заданному коэффициенту сглаживания:

$$L_{\phi} = \frac{R_n \sqrt{K_{сг}^2 - 1}}{p\omega} \approx \frac{R_n K_{сг}}{p\omega}.$$

Достоинствами индуктивного сглаживающего фильтра являются простота конструкции, высокая надежность и большая проходная мощность. Его недостатки — большие габариты и масса, которые прямо пропорциональны сопротивлению нагрузки. При больших сопротивлениях и незначительных токах нагрузки применяют емкостный

фильтр (см. рис. 15.7, б). Работа емкостного фильтра основана на различных постоянных времени цепей зарядки и разрядки конденсатора.

Конденсатор C_ϕ заряжается через малое внутреннее сопротивление r_i выпрямителя почти до амплитудного значения выпрямленного напряжения (рис. 15.8) с постоянной времени $\tau_{зар} = r_i C_\phi$. При $u_{вх} < u_{C_\phi}$ конденсатор C_ϕ

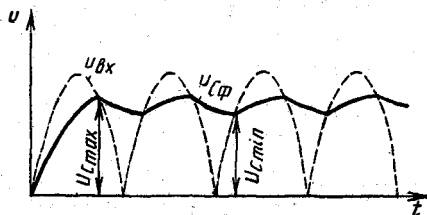


Рис. 15.8. Графики входного ($u_{вх}$) и выходного (u_{C_ϕ}) напряжений емкостного сглаживающего фильтра

разряжается через R_H с постоянной времени $\tau_{раз} = R_H C_\phi$. Так как $R_H \gg r_i$, то $\tau_{раз} \gg \tau_{зар}$, и разрядка конденсатора происходит более медленно, чем его зарядка. В результате амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения при наличии конденсатора C_ϕ оказывается значительно меньше, чем без такого конденсатора.

Для увеличения коэффициента сглаживания применяют более сложные фильтры, состоящие из последовательного и параллельного звеньев (рис. 15.9, а). Для пере-

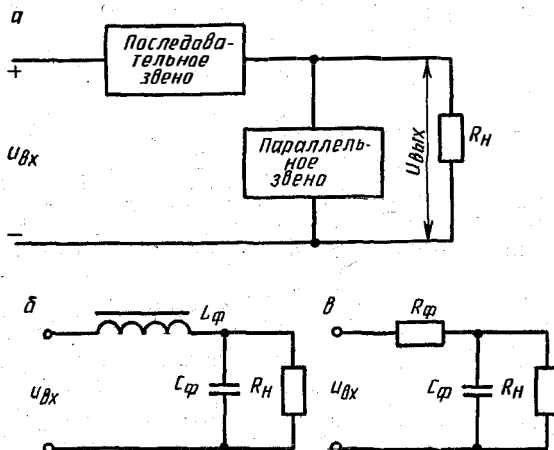


Рис. 15.9. Функциональная (а) и принципиальные (б, в) схемы сглаживающих Г-образных фильтров

менной составляющей выпрямленного тока сопротивление последовательного звена должно быть значительно больше, чем параллельного. Примерами этих фильтров являются индуктивно-емкостный (рис. 15.9, б) и резисторно-емкостный (рис. 15.9, в), а также более сложные фильтры, состоящие из двух или более последовательно включенных LC - или RC -фильтров.

Более высоким коэффициентом сглаживания обладают фильтры, содержащие активные элементы, в качестве которых чаще всего используются транзисторы. Схема одного из таких фильтров приведена на рис. 15.10, а.

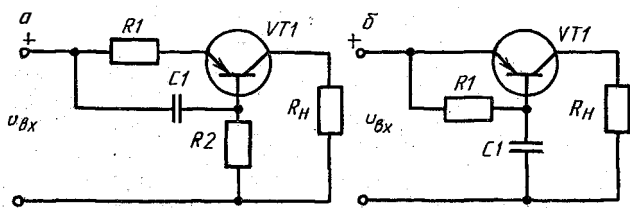


Рис. 15.10. Схемы транзисторных сглаживающих фильтров

При наличии пульсаций во входном напряжении на резисторе $R1$ создается также пульсирующее напряжение. Переменная составляющая этого напряжения через конденсатор $C1$ прикладывается к эмиттерному переходу транзистора $VT1$. Фазы напряжений, действующих на входе и между базой и эмиттером транзистора $VT1$, совпадают, поэтому при увеличении напряжений $u_{вх}$ транзистор $VT1$ подзапирается, его сопротивление $r_{кз}$ увеличивается, что приводит к уменьшению изменения тока i_n , протекающего через нагрузку. При уменьшении $u_{вх}$, наоборот, сопротивление транзистора уменьшается, и изменения тока i_n также оказываются меньше. Таким образом, данный фильтр как бы следит за всеми быстрыми изменениями напряжения на входе и регулирует сопротивление транзистора проходящему через него току нагрузки таким образом, что выходное напряжение фильтра изменяется значительно слабее, чем напряжение на его входе. Коэффициент сглаживания такого фильтра можно рассчитать по формуле

$$K_{ср} = K_{п.ф} \frac{h_{210} R_H}{R1 + (1 - h_{210}) R2},$$

где $K_{п.ф}$ — коэффициент пульсаций фильтра.

Недостатком рассмотренного фильтра является уменьшение напряжения на нагрузке за счет падения напряжения на резисторе $R1$. Поэтому часто применяют транзисторный фильтр, схема которого показана на рис. 15.10, б. Сглаживание пульсаций в таком фильтре происходит вследствие различия сопротивлений транзистора постоянному и переменному (пульсирующему) токам, поэтому постоянная составляющая напряжения $u_{вх}$ передается на выход фильтра со значительно меньшим (в 50...200 раз) ослаблением, чем переменная.

15.5. ЭЛЕКТРОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Электронные стабилизаторы постоянного напряжения подразделяются на параметрические, компенсационные и комбинированные.

Принцип работы параметрического стабилизатора напряжения (рис. 15.11) заключается в поддержании постоянного напряжения на выходе за счет

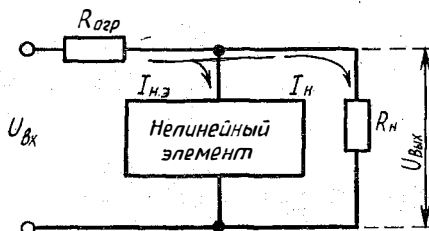


Рис. 15.11. Функциональная схема параметрического стабилизатора напряжения

перераспределения токов, протекающих через линейный ($R_{огр}$) и нелинейный элементы. В качестве нелинейных элементов применяются газоразрядные или кремниевые стабилитроны.

Основным параметром стабилизаторов напряжения является коэффициент стабилизации, равный отношению относительного изменения напряжения на входе стабилизатора ($\Delta U_{вх}/U_{вх}$) к относительному изменению напряжения на его выходе ($\Delta U_{вых}/U_{вых}$):

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} \cdot \frac{U_{вых}}{\Delta U_{вых}} = \frac{\Delta U_{вх} U_{вых}}{\Delta U_{вых} U_{вх}}.$$

Для стабилизатора, показанного на рис. 15.11,

$$K_{ст} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \cdot \frac{R_{огр}}{r_{ст}},$$

где $r_{ст}$ — динамическое сопротивление стабилитрона.

Достоинствами параметрических стабилизаторов напряжения являются простота устройства и малые габариты, а недостатками — невозможность осуществления плавной регулировки выходного напряжения, малая мощность и малый КПД.

Компенсационный стабилизатор напряжения (рис. 15.12) представляет собой систему авто-

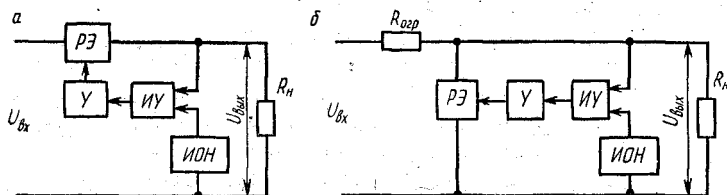


Рис. 15.12. Функциональные схемы компенсационных стабилизаторов напряжения

матического регулирования. Сущность компенсационного метода стабилизации напряжения состоит в том, что в процессе стабилизации с помощью измерительного устройства ИУ осуществляется сравнение выходного напряжения с опорным или эталонным $U_{оп}$. Разностное напряжение усиливается и подается на регулирующий элемент РЭ, изменяя его сопротивление таким образом, чтобы уровень выходного напряжения не изменялся при изменении входного напряжения.

Регулирующий элемент может включаться последовательно (рис. 15.12, а) или параллельно (рис. 15.12, б) с нагрузкой. В качестве регулирующих и измерительных элементов обычно используются транзисторы.

Принципиальная схема одного из вариантов компенсационного стабилизатора напряжения на БТ с включение РЭ последовательно с нагрузкой приведена на рис. 15.13. Работает он следующим образом.

Напряжение $U_{БЭ2}$, равное разности между опорным напряжением $U_{оп}$, задаваемым стабилитроном VD , и напряжением $U_{изм}$, определяемым положением движка переменного резистора $R4$, определяет коллекторный ток транзистора $VT2$, протекающий через резистор $R1$. Режим работы транзистора $VT1$ и его сопротивление $r_i = r_{кэ}$ определяются напряжением $U_{ЭВ1}$.

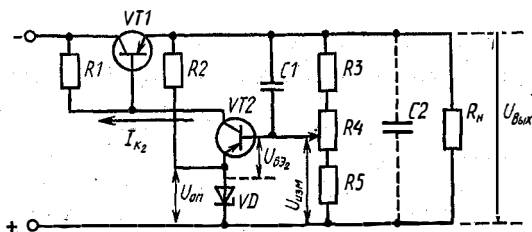


Рис. 15.13. Схема компенсационного транзисторного стабилизатора напряжения

Увеличение входного напряжения $U_{вх}$ в первоначальный момент вызывает увеличение напряжений на нагрузке $U_{вых}$ и измеряемого $U_{изм}$. При этом напряжение $|U_{БЭ2}| = |U_{изм} - U_{оп}|$ увеличивается, вызывая увеличение тока I_{K2} и падения напряжения на резистор $R1$. Увеличение напряжения на резисторе $R1$ вызывает увеличение потенциала базы транзистора $VT1$ и уменьшение напряжения $U_{ЭБ1}$. Сопротивление r_i транзистора $VT1$ возрастает, падение напряжения на нем также возрастает, а напряжение $U_{вых}$ уменьшается, стремясь к первоначальному значению.

Аналогично уменьшение напряжения $U_{вх}$ приводит к уменьшению сопротивления r_i транзистора $VT1$ и подержанию $U_{вых}$ на прежнем уровне.

Уровень выходного напряжения зависит от измеряемого напряжения $U_{изм}$. При изменении напряжения $U_{изм}$ будет изменяться и $U_{вых}$, т. е. в рассмотренном стабилизаторе имеется возможность осуществления плавной регулировки выходного напряжения.

Интегральные стабилизаторы напряжения. Наибольшее распространение среди интегральных электронных стабилизаторов напряжения получили компенсационные стабилизаторы на основе микросхем серии К142: К142ЕН1, К142ЕН2, К142ЕН3 и К142ЕН4 — с регулируемым выходным напряжением; К142ЕН5 — с фиксированным выходным напряжением; К142ЕН6Б — двухполярный с фиксированным выходным напряжением.

Электрические принципиальные схемы ИМС К142ЕН1 и К142ЕН2 идентичны (рис. 15.14) и различаются только значениями допустимых входных и выходных напряжений. Они содержат следующие основные узлы: источник опорного напряжения (транзисторы $VT1$ и $VT2$, диоды $VD1$ и $VD2$, резисторы $R1$ и $R2$); управляющий элемент (транзисторы $VT3$, $VT4$ и $VT5$, резистор $R3$); регулирую-

щий элемент (транзисторы $VT7$ и $VT8$) и устройство защиты (транзисторы $VT6$, $VT9$, диод $VD3$ и резистор $R4$).

Типовая схема включения микросхемы $K142EH1$ или $K142EH2$ приведена на рис. 15.15. Конденсатор $C1$, вклю-

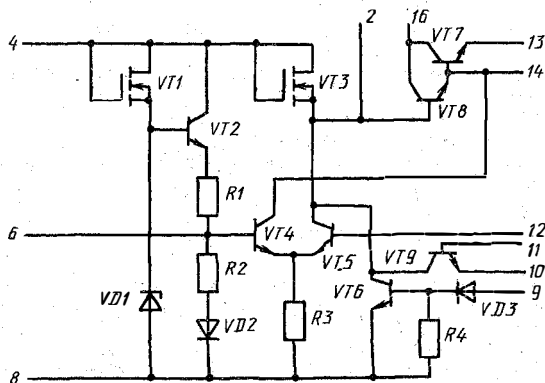


Рис. 15.14. Принципиальные схемы интегральных стабилизаторов напряжения $K142EH1$ и $K142EH2$

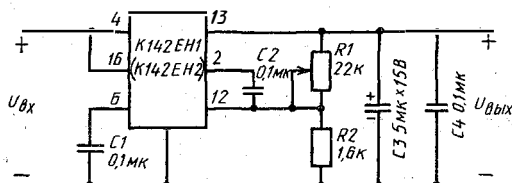


Рис. 15.15. Схемы стабилизаторов напряжения на ИМС $K142EH1$ ($K142EH2$)

ченный между общей шиной и выводом 6 микросхемы, повышает устойчивость стабилизатора. Установка необходимого значения выходного напряжения осуществляется регулируемым делителем $R1$, $R2$, определяющим напряжение базы транзистора $VT5$ и в конечном итоге сопротивление регулирующего элемента ($VT7$ и $VT8$).

Коэффициенты нестабильности по напряжению и по току такого стабилизатора не превышают 0,5 и 2 % соответственно при токе нагрузки от 50 до 150 мА. При входных напряжениях 20 В для $K142EH1$ и 40 В для $K142EH2$ значения выходных напряжений могут быть установлены соответственно в пределах 3...12 В и 12...30 В.

Контрольные вопросы и задания

1. Каким требованиям должен удовлетворять полупроводниковый диод, работающий в однополупериодном выпрямителе, изображенном на рис. 15.2?
2. К каким последствиям приведет тепловой пробой одного из диодов в двухполупериодных выпрямителях (рис. 15.3, а и 15.4, а)?
3. Расскажите, как работает двухполупериодный регулируемый выпрямитель на тринисторах.
4. Для каких целей применяются сглаживающие фильтры и какие требования к ним предъявляются?
5. В чем преимущества фильтра с активными элементами перед фильтрами с пассивными элементами?
6. Поясните принцип стабилизации напряжения стабилизаторами компенсационного типа.

ЛИТЕРАТУРА

- Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 464 с.
- Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы / Под ред. С. В. Якубовского.— М.: Радио и связь, 1984.— 432 с.
- Бедрековский М. А., Кручинин Н. С., Подолян В. А. Микропроцессоры.— М.: Радио и связь, 1981.— 94 с.
- Гилмор Ч. Введение в микропроцессорную технику.— М.: Мир, 1984.— 334 с.
- Грицевский П. М., Мамченко А. Е., Степенский Б. М. Основы автоматики, импульсной и вычислительной техники.— М.: Сов. радио, 1979.— 392 с.
- Ерофеев Ю. Н. Основы импульсной техники.— М.: Высш. шк., 1979.— 384 с.
- Жеребцов И. П. Основы электроники.— Л.: Энергоатомиздат, 1985.— 382 с.
- Забродин Ю. С. Промышленная электроника.— М.: Высш. шк., 1982.— 496 с.
- Зельдин Е. А. Триггеры.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 98 с.
- Криштафович А. К., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники.— М.: Высш. шк., 1985.— 288 с.
- Крутякова М. Г., Чарыков Н. А., Юдин В. В. Полупроводниковые приборы и основы их проектирования.— М.: Радио и связь, 1983.— 352 с.
- Мирский Г. Я. Микропроцессоры в измерительных приборах.— М.: Радио и связь, 1984.— 160 с.
- Основы промышленной электроники / Под ред. В. Г. Герасимова.— М.: Высш. шк., 1986.— 336 с.
- Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д.— Полупроводниковые приборы.— М.: Высш. шк., 1981.— 432 с.
- Полупроводниковые фотоприемники: ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра / Под ред. В. И. Стафеева.— М.: Радио и связь, 1984.— 216 с.
- Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем. / Под ред. А. Г. Алексеенко.— М.: Мир, 1983.— 512 с.
- Федотов Я. А., Старостин В. В., Шука А. А. Электроника четвертого поколения.— М.: Знание, 1985.— 64 с.
- Шилейко А. В., Шилейко Т. И. Микропроцессоры.— М.: Радио и связь, 1986.— 112 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ*

Автотенератор 160—164, 167, 169
 — характеристика амплитудная 161—162
 Аквадаг 61, 62
 Алгебра булева (алгебра логики) 182—184

Байт 285, 304
 Баланс амплитуд 163, 165—166
 — фаз 163
 Барьер Шоттки 33
 Бит 274, 285
 Блок памяти (БП) 286
 Блокнинг-генератор 207

Варикап 15, 25, 33—34
 — параметры основные 34
 — характеристика вольтфарадная 33, 34
 Вариконд 15
 Варистор 12—14
 Видеоимпульс 171—172
 Видеоусилитель (ВУС) 106—109
 Выпрямители 315—321
 — однофазные неуправляемые 315—320
 — — — однополупериодные 315—317
 — — — двухполупериодные 317—320
 — — управляемые 320—321
 — характеристика регулировочная 321

Гармоника 173, 174
 Гиратор 122
 Гистерезис 227, 228
 Генераторы импульсов 205—207
 — — опорных (ГОИ) 158, 159
 — — релаксационные 206
 — линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) 220, 221
 — пилообразного напряжения (ГПИ) 220—226, 296—298
 — синусоидального напряжения (ГСН) 160—170
 — стабильного тока (ГСТ) 140—141, 147, 149, 151, 152
 — фантастические 207

Датчик температуры 12
 Дизъюнкция 182
 Динистор 41, 42
 — характеристика вольт-амперная 41 42
 Диоды ИМС 53
 — полупроводниковые 30—35, 130—131

— — выпрямительные 30—31
 — — высокочастотные 33
 — — параметры 32
 — — сверхвысокочастотные 33
 — — светонизлучающие (СИД) 48, 49, 51
 — — характеристика вольт-амперная (ВАХ) 31, 32
 — — Шоттки 33, 188, 189, 197, 198
 — электровакуумные 56, 57, 60
 Декада пересчетная 273, 274
 Делитель частоты 254, 296, 297
 Демультимплексор 279, 280
 Детектирование синхронное 159
 Дешифратор 274—278
 Добротность катушки индуктивности 16
 — контура 19—22, 116
 — усилителя 110
 «Дребезг» контактов 218

Зеркало токовое 141—142, 148
 Запрет (операция) 182, 183, 184

Импульс электрический 170, 205, 206
 Инверсия 181, 182
 Индикатор вакуумно-люминесцентный 276—279
 — газоразрядный 65
 Индуктивность 16
 Интегратор 225
 Искажения в ВУС 108—109
 — сигнала-линейные 74, 79
 — — нелинейные 74—76, 79, 124—125, 127, 128, 130, 150

Калькулятор 312—313
 — простой 312
 — программируемый 312, 313
 Катушка индуктивности 15—17, 122
 Ключ электронный 184, 185, 187, 188, 190, 200, 221, 226
 — диодный 185
 — транзисторный 185, 186—188, 189, 211, 222, 278
 — тиристорный 185
 — механический 218
 Код двоично-десятичный 257, 274
 — двоичный 257—258, 273, 274, 285, 296, 297, 300, 309
 — операции 308
 — параллельный 258, 261, 263, 264, 276, 300
 — последовательный 258, 261, 263, 264, 279
 Кодер 274
 Колебания электрические свободные 17—19

* Составлен редактором.

Компаратор 226—230, 232, 281
 Конденсаторы 14—15, 17
 — ИМС 54
 — — пленочные 55
 — — переменной емкости 14, 15
 — — постоянной емкости 14, 15
 — — саморегулируемые 14, 15
 Контур колебательный 17, 163
 — — параллельный 22, 110, 116
 — — последовательный 19—21
 Контуры колебательные связанные 23—24

Конъюнкция 182, 183
 Коррекция ЛЧХ усилителя высокочастотная 110—112, 121—122
 — — — низкочастотная 112—113
 Коэффициент гармоник 74, 123
 — емкости температурный (ТКС) 15
 — индуктивности температурный (ТКЛ) 16
 — напряжения температурный (ТКУ) 35
 — нелинейности варистора 13
 — нестабильности стабилизатора 228
 — ослабления синфазного сигнала 140, 145, 148
 — передачи отражателя тока 141
 — пульсаций выпрямителя 315, 318—321, 324
 — сглаживания фильтра 321—324
 — сопротивления температурный (ТКР) 164, 166
 — стабилизации напряжения 325
 — тензочувствительности 13

Лампа электронно-управляемая (ЭУЛ) 56—60, 69, 82, 178
 — — параметры 60

Логика диодно-транзисторная (ДТЛ) 194—197
 — — инжекционно-интегральная (И²Л, ИИЛ) 194, 200—201
 — — на МДП-транзисторах (КМДП-ТЛ, МДП-ТЛ) 194, 202—205
 — — транзисторно-транзисторная (ТТЛ) 194, 196—198, 200, 202, 288
 — — эмиттерно-связанная (ЭСЛ) 194, 198—200

Машина электронно-вычислительная (ЭВМ) 143, 177, 181, 220, 254, 257—258, 265, 274, 282, 285—287, 301—304, 314

Микропроцессор (МП) 301—304, 306—309

— специализированный 303
 — универсальный 303

Микросхема интегральная (ИМС) 52—55, 143, 188, 191, 199, 207, 276, 293, 303
 — — полупроводниковая 52, 53
 — — пленочная 54

— — гибридная (микросборка) 55

МикроЭВМ 302, 304, 310—312, 314

Мини-ЭВМ 314

Мост Вина 165—167

Мультивибратор 207—212, 213, 217

— ждущий 214

Мультиплексор 279—281

Напряжение пороговое 187—192

Ограничители амплитудные 178—181

— диодные 178—181, 185

Одновибратор 207, 213—218

Операнд 304, 305, 308

Оптрон (оптопара) 51—52

Отражатель тока 141—142

Пентод 59, 60

— характеристика 60

Повторитель напряжения 113—116

Позистор 12, 14

Полоса затухания (задерживания) фильтра 25

— пропускания контура 21

— — усилителя 72, 79

— — (прозрачности) фильтра 25, 27

Помехоустойчивость логического элемента 196, 197, 200, 205

— счетчика 270

Потенциалоскоп 63

Преобразователи аналого-цифровые (АЦП) 265, 296—298, 300, 301

— — балансные 297—298

— — цифрованалоговые (ЦАП) 296—301

— — механические 298

— — электрические 298

Прибор газоразрядный (ГРП) 56, 63—66

— оптоэлектронный 48—52

— фотоэлектрический (фотоэлектронный) 5, 56, 66—68

— электровакуумный (ЭВП) 56, 67

— электронный, классификация 5

— электропреобразовательный 5

— электросветовой 5

Приемники излучения полупроводниковые 49—51

Пржектор электронный 61

Процессор 303

Пьезоэлемент 69

Радиоимпульс 171

Регистр 258, 265, 280

— на ПЗС 294

— памяти 259

— параллельно-последовательный 258, 263—264

— параллельный 258—260

— последовательный 258, 261—263

— реверсивный 264—265

— сдвига 261—263, 264, 280

Режим работы транзистора 36—38, 186—188

— самовозбуждения генераторов 161, 162

Резисторы 10, 11

— ИМС 54

— нерегулируемые 11, 12

— пленочные 55

— подстроечные 11, 12

— полупроводниковые 12, 13

— регулируемые 11, 12

Резонанс напряжений 20, 27

— тока 22, 27

Резонатор кварцевый 168, 169

Ряд Фурье 173

Ряд стандартизованный 10

Связь гальваническая 131, 132

— контуров 24

— обратная 76—78, 118, 153

— — отрицательная 77, 79, 91, 92

— — параллельная 77, 80—81, 91

— — — по напряжению 78

— — положительная 76, 79, 160—162, 164, 167, 170

- — последовательная 77, 80
- — по напряжению 78
- — по току 78, 90
- Сила электродвижущая самоиндукции 17
- Система микропроцессорная 303, 307
- отклоняющая в ЭЛТ 62, 69
- счисления 254, 282
- восьмеричная 256
- двоичная 254—256
- двоично-десятичная 256, 257
- десятичная 255—257
- непозиционная 254
- позиционная 254—256
- шестнадцатеричная 256, 257
- Спектр сигнала 173, 174
- Стабилизатор напряжения интегральный 327
- — комбинированный 325
- — компенсационный 325—327
- — параметрический 325, 326
- Стабилитрон газоразрядный 65—66
- полупроводниковый 30, 34, 35
- — параметры основные 35
- — характеристика вольт-амперная (ВАХ) 34, 35
- Стабистор 35
- Стандартизация 6
- Стрелка Пирса 183
- Сумматор 282—285
- Схема Дарлингтона 146
- интегральная большая (БИС) 303, 312
- Колпитца 164
- Майснера 162
- монтажная 7, 9
- принципиальная 7, 8
- структурная 7, 8
- функциональная 7, 8
- эквивалентная ГПН 221
- — транзистора 98, 99
- — усилителя 100—103, 105, 110, 113
- Счетчик 254, 296—298
- импульсов 265, 266
- — групповой 271
- — двоично-десятичный 272, 273
- — реверсивный 272
- — с переносом параллельным 273, 276, 277
- — — последовательным 267, 269, 271, 275
- — — сквозным 267, 269—271
- Таблица состояний (истинности) 132, 244, 251
- Тензорезистор 12—14, 130
- Термистор 12, 14
- Терморезистор 12, 130
- Термостабилизация усилителя 90—92, 131
- Тетрада 257, 258
- Тетрол 58, 60
- Тиратрон 66
- Тиристор 41—43, 226
- Транзистор 30, 36, 178
- биполярный (БТ) 36—41
- — схема включения 37, 38
- — режимы работы 36—37
- — характеристики и параметры 38—40, 88—89
- — интегральный (ИМС) 52—54, 150
- — полевой (ПТ) 43—48
- — параметры 47—48
- — характеристики 44—47, 86, 292
- Триада 256, 257
- Триггеры 206, 231—254
- асинхронные 240, 241—244, 249, 250—251, 254

- интегральные 236, 239—241
- комбинированные 252
- несимметричные 232, 237—239
- симметричные 232—235
- синхронные 240, 244—247, 248—249, 251—252, 253, 254
- Шмитта 219, 228, 229—231, 238
- — характеристика передаточная 228—231
- Тринистор 41, 42, 320, 321
- — характеристика вольтамперная (ВАХ) 42
- Триод (ЭУЛ) 57, 58, 60
- — характеристика 58
- Трубка электронно-лучевая (ЭЛТ) 56, 60—63, 69
- — запоминающая 63,

Умножитель фотоэлектронный (ФЭУ) 66—68

Уравнение Кирхгофа 173

Усилитель балансный 136

- видеомпульсов (ВУС) 106—109, 133
- дифференциальный 137—142, 146—149, 151

- дифференцирующий 156, 157

- звуковой частоты 73, 82

- инвертирующий 84, 153, 156, 157

- интегральный 81, 118—122, 164

- — схема принципиальная 119—122

- инвертирующий 156, 157

- мощность (УМ) 123, 125—131

- — параметры 123

- напряжения низкой частоты (УННЧ) 82, 116

- неинвертирующий 85, 155

Усилитель низкой частоты (УНЧ) 81, 82, 132

- операционный (ОУ) 122, 143—147, 149—157, 164, 169, 170, 212, 217, 218, 224—228, 239, 298

- — параметры и характеристики 145—146

- — схема структурная 143, 144

- с гальваническими связями (УГС) 131—135, 143

- преобразованием сигнала (МДМ) 157—159

- селективный (избирательный) 116, 167

- электронный 69—70, 113

- — входная динамическая емкость 97—98

- — классификация 70, 81

- — коэффициент усиления 71—72, 95—96

- — параметры 71—76

- — характеристика амплитудная 73—74

- — амплитудно-частотная (АЧХ) 71—72, 103—106

- — — выходная динамическая 93—94, 123—124, 128

- — — нагрузочная 86, 88, 89, 93, 96, 97, 125

- — — переходная 74

- — — фазочастотная (ФЧХ) 72—73, 103—106

Устройство арифметико-логическое (АЛУ) 302—306

- арифметическое 282

- запоминающее (ЗУ) 285—291, 302—309

- — буферное (БЗУ) 287

- — внешнее (ВЗУ) 287, 307, 311

- динамическое 290
- на приборах с зарядовой связью (ПЗС) 293, 295
- на цилиндрических магнитных доменах (ЦМД) 293, 295, 296
- оперативное (ОЗУ) 286, 287, 303, 304
- сверхоперативное (СОЗУ) 286
- статическое 290
- комбинационное 254
- периферийное ЭВМ (ввода-вывода) (УВВ) 302, 303, 309
- регенеративное 206, 231

Фильтр активный 26

- верхних частот (ФВЧ) 25—29
- заграждающий (режекторный) (ЗФ) 25, 27, 28
- нижних частот (ФНЧ) 25, 26, 28, 29, 159
- пассивный 26, 28, 29
- полосовой (ПФ) 25, 27, 28, 29
- пьезоэлектрический 27
- сглаживающий 321—325
- электрический 24—29
- характеристики амплитудно-частотные (АЧХ) 25, 29—30

Формирователи антидребезговые 218—220

- импульсов 205, 206

Фотодиод 49, 50, 52

- характеристика вольт-амперная 50

Фоторезистор 12—14, 49, 50, 52

Фототриод 49, 51, 52

Фототранзистор 49—52

Фотоэлемент 66, 67, 69

- характеристики вольт-амперные 67

Фотоэффект внешний 49, 66

- внутренний 49

Функция логическая 191, 199

Цепь дифференцирующая 175, 176

- интегрирующая 176, 177, 205

- разделительная 176, 177

Частота граничная усилителя 104, 106, 114

- квазирезонансная 28, 30, 118, 166

- резонансная 20, 23, 116, 168, 169

- среза (граничная) 25, 72

Шина адреса (ША) 306

- данных 304, 305, 309

Шифратор (кодер) 274, 275

Штрих Шеффера 183

Элементы логические (ЛЭ) 181, 184, 191—205

- — ДТЛ 194—196

- — И²Л (ИИЛ) 200—201

- — на МДП- и КМДП-структурах 202—205

- — ТТЛ 196—198

- — характеристика передаточная 192—193

- — ЭСЛ 198—200

Элементы РЭА 6—9

- — активные 9

- — пассивные 9

- — стандартизация 6

- — требования 6, 9

Эмиссия термоэлектронная 56

- фотоэлектронная 67

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Основные сведения об электронных схемах	5
1.1. Единство электронных схем	5
1.2. Виды технической документации	7
1.3. Пассивные элементы РЭА	9
1.4. Свободные электрические колебания в контуре	17
1.5. Вынужденные колебания в последовательном контуре	19
1.6. Вынужденные колебания в параллельном контуре	22
1.7. Связанные колебательные контуры	23
1.8. Электрические фильтры	24
Глава 2. Полупроводниковые диоды и транзисторы	30
2.1. Полупроводниковые диоды	30
2.2. Биполярные транзисторы	36
2.3. Тиристоры	41
2.4. Полевые транзисторы	43
2.5. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы	48
2.6. Интегральные активные и пассивные элементы	52
Глава 3. Электровакуумные приборы	56
3.1. Электронно-управляемые лампы	56
3.2. Электронно-лучевые трубки	60
3.3. Газоразрядные приборы	63
3.4. Фотоэлектрические приборы	66
Глава 4. Общие сведения об усилителях	69
4.1. Структурная схема электронных усилителей и их классификация	69
4.2. Основные технические показатели и характеристики усилителей	71
4.3. Виды обратных связей в усилителях	76
4.4. Влияние обратной связи на коэффициент усиления	78
4.5. Влияние обратной связи на входное сопротивление	80
Глава 5. Усилители переменного напряжения	81
5.1. Принцип усиления переменного напряжения	81
5.2. Усилительные каскады на полевых транзисторах	86
5.3. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	88
5.4. Динамические характеристики	92
5.5. Динамические параметры	95
5.6. Эквивалентные схемы	98
5.7. Анализ частотных свойств усилителей напряжения	102
5.8. Широкополосные усилители	106
5.9. Коррекция АЧХ усилителей переменного напряжения	109
5.10. Повторители напряжения	113
5.11. Избирательные усилители	116
5.12. Интегральные усилители переменного напряжения	118

Глава 6. Усилители мощности	123
6.1. Режимы работы усилительного каскада	123
6.2. Однотактные усилители мощности	125
6.3. Двухтактные усилители мощности	126
Глава 7. Усилители с гальваническими связями	131
7.1. Общие сведения	131
7.2. Простейшие УГС прямого усиления	133
7.3. Балансные усилители	136
7.4. Дифференциальные усилители	137
7.5. Дифференциальные усилители с генераторами стабильного тока	140
7.6. Структура и основные параметры интегральных операционных усилителей	143
7.7. Схемотехника интегральных операционных усилителей	146
7.8. Применение интегральных операционных усилителей	152
7.9. Усилители постоянного и медленно меняющегося напряжения с преобразованием сигнала	157
Глава 8. Генераторы синусоидального напряжения	160
8.1. Условия самовозбуждения	160
8.2. LC-автогенераторы	162
8.3. RC-автогенераторы	165
8.4. Стабилизация частоты колебаний автогенератора	167
Глава 9. Основные понятия импульсной техники	170
9.1. Виды и параметры импульсных сигналов	170
9.2. Спектральный состав импульсных сигналов	173
9.3. Формирование импульсов RC-цепями	175
9.4. Амплитудные ограничители	178
Глава 10. Логические функции и базовые логические элементы	181
10.1. Основные положения алгебры логики	181
10.2. Электронные ключи	184
10.3. Параметры логических элементов	191
10.4. Базовые логические элементы на биполярных структурах	193
10.5. Базовые логические элементы на МДП- и КМДП-структурах	202
Глава 11. Формирователи и генераторы электрических импульсов	205
11.1. Виды генераторов электрических импульсов и их особенности	205
11.2. Мультивибраторы	207
11.3. Одновибраторы	213
11.4. Антидребезговые формирователи одиночных импульсов и перепадов напряжения	218
11.5. Генераторы линейно изменяющегося напряжения	220
11.6. Компараторы напряжений	226
Глава 12. Триггерные структуры	231
12.1. Общие сведения	231
12.2. Симметричный триггер на биполярных транзисторах с коллекторно-базовыми связями	232
	335

1) 12.3.	Структура и классификация интегральных триггеров	239
2) 12.4.	RS-триггеры на логических элементах	241
12.5.	D-триггеры	247
12.6.	JK-триггеры	249
12.7.	T-триггеры	252
Глава 13. Цифровые и комбинационные электронные устройства		254
13.1.	Двоичная система счисления	254
13.2.	Регистры	258
13.3.	Двоичные счетчики импульсов	265
13.4.	Двоично-десятичные счетчики	272
13.5.	Шифраторы и дешифраторы	274
13.6.	Мультиплексоры и демультиплексоры	279
13.7.	Устройства сдвига и сравнения кодов чисел	280
13.8.	Сумматоры	282
13.9.	Типы запоминающих устройств и их основные характеристики	285
13.10.	Запоминающие элементы на биполярных структурах	287
13.11.	Запоминающие элементы на МДП-структурах	289
13.12.	Запоминающие устройства на функциональных приборах	292
13.13.	Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи	296
Глава 14. Микропроцессоры и микроЭВМ		302
14.1.	Общие сведения о микропроцессорах	302
14.2.	Структура микропроцессора	304
14.3.	Система команд микропроцессора	308
14.4.	Области использования микроЭВМ в народном хозяйстве	310
14.5.	Программируемые калькуляторы как разновидность микроЭВМ	312
Глава 15. Источники стабилизированного напряжения		314
15.1.	Структура источников стабилизированного напряжения	314
15.2.	Однофазные неуправляемые выпрямители	315
15.3.	Однофазные управляемые выпрямители	320
15.4.	Сглаживающие фильтры	321
15.5.	Электронные стабилизаторы постоянного напряжения	325
Литература		329
Предметный указатель		330

Учебное издание

Галкин Виталий Иванович

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Зедующий редакцией *Р. И. Масловский*. Редактор *М. Г. Москален-Младший* редактор *Н. Н. Линькова*. Художественный редактор *Г. Звонарев*. Технические редакторы *И. П. Тихонова*, *М. Н. Кислякова*. Корректоры *Т. К. Хваль*, *Н. Б. Кучмель*

ИБ № 2583

зно в набор 10.02.88. Подписано в печать 19.01.89. АТ 10159. Формат 84×108¹/₃₂. лага тип. № 2. Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 17,64. и. кр.-отт. 18,06. Уч.-изд. л. 18,09. Тираж 21 000 экз. Зак. 1208. Цена 90 к. дательство «Вышэйшая школа» Государственного комитета БССР по делам дательств, полиграфии и книжной торговли. 220048, Минск, проспект Машерова, 11.

нский ордена Трудового Красного Знамени полиграфкомбинат МППО им. Я. Коласа. 220005, Минск, ул. Красная, 23.

Условные

АЛУ	— арифметическо-логическое устройство
АУ	— арифметическое устройство
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
БЗУ	— буферное запоминающее устройство
БИС	— большая интегральная схема
БП	— блок памяти
БТ	— биполярный транзистор
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ВЗУ	— внешнее запоминающее устройство
ВУС	— видеусилитель
ГЛИН	— генератор линейно-изменяющегося напряжения
ГОИ	— генератор опорных импульсов
ГРП	— газоразрядный прибор
ГСН	— генератор синусоидального напряжения
ГСТ	— генератор стабильного тока
ДТЛ	— диодно-транзисторная логика
ДУ	— дифференциальный усилитель
ЗУ	— запоминающее устройство
ЗФ	— заграждающий (режекторный) фильтр
ЗЭ	— запоминающий элемент
И ² Л	— инжекционно-интегральная логика
ИМС	— интегральная микросхема
КМДП	— комплементарная МДП-структура
КОП	— код операций
КПД	— коэффициент полезного действия
КПЕ	— конденсатор переменной емкости
ЛГИ	— линейный газоразрядный индикатор
ЛЭ	— логический элемент
МДП	— структура металл — диэлектрик — полупроводник
МНОП	— структура металл — нитрид кремния — оксид — полупроводник
МОП	— структура металл — оксид — полупроводник
МП	— микропроцессор
МЭТ	— многоэмиттерный транзистор
ОБ	— общая база
ОЗУ	— оперативное запоминающее устройство
ОИ	— общий источник
ОК	— общий коллектор
ООС	— отрицательная обратная связь

сокращения

ОС	— обратная связь
ОУ	— операционный усилитель
ОЭ	— общий эмиттер
ПЗС	— прибор с зарядовой связью
ПЗУ	— постоянное запоминающее устройство
ПОС	— положительная обратная связь
ПТ	— полевой транзистор
ПФ	— полосовой фильтр
СБИС	— сверхбольшая интегральная схема
СВЧ	— сверхвысокая частота
СИД	— светоизлучающий диод
ТКС	— температурный коэффициент емкости
ТКЛ	— температурный коэффициент индуктивности
ТКР	— температурный коэффициент сопротивления
ТОЭ	— теоретические основы электротехники
ТТЛ	— транзисторно-транзисторная логика
УВВ	— устройство ввода-вывода
УВЧ	— усилитель высокой частоты
УГС	— усилитель с гальваническими связями
УЗЧ	— усилитель звуковой частоты
УМ	— усилитель мощности
УН	— усилитель напряжения
УННЧ	— усилитель напряжения низкой частоты
УНЧ	— усилитель низкой частоты
УУ	— устройство управления
ФВЧ	— фильтр верхних частот
ФНЧ	— фильтр нижних частот
ФЧХ	— фазочастотная характеристика
ФЭУ	— фотоэлектронный умножитель
ЦАП	— цифроаналоговый преобразователь
ЦВМ	— цифровая вычислительная машина
ЦМД	— цилиндрический магнитный домен
ШИУ	— широкополосный интегральный усилитель
ЭВМ	— электронная вычислительная машина
ЭВП	— электровакуумный прибор
ЭДП	— электронно-дырочный переход
ЭДС	— электродвижущая сила
ЭЛТ	— электронно-лучевая трубка
ЭСЛ	— эмиттерно-связанная логика
ЭУЛ	— электронно-управляемая лампа
ЯП	— ячейка памяти