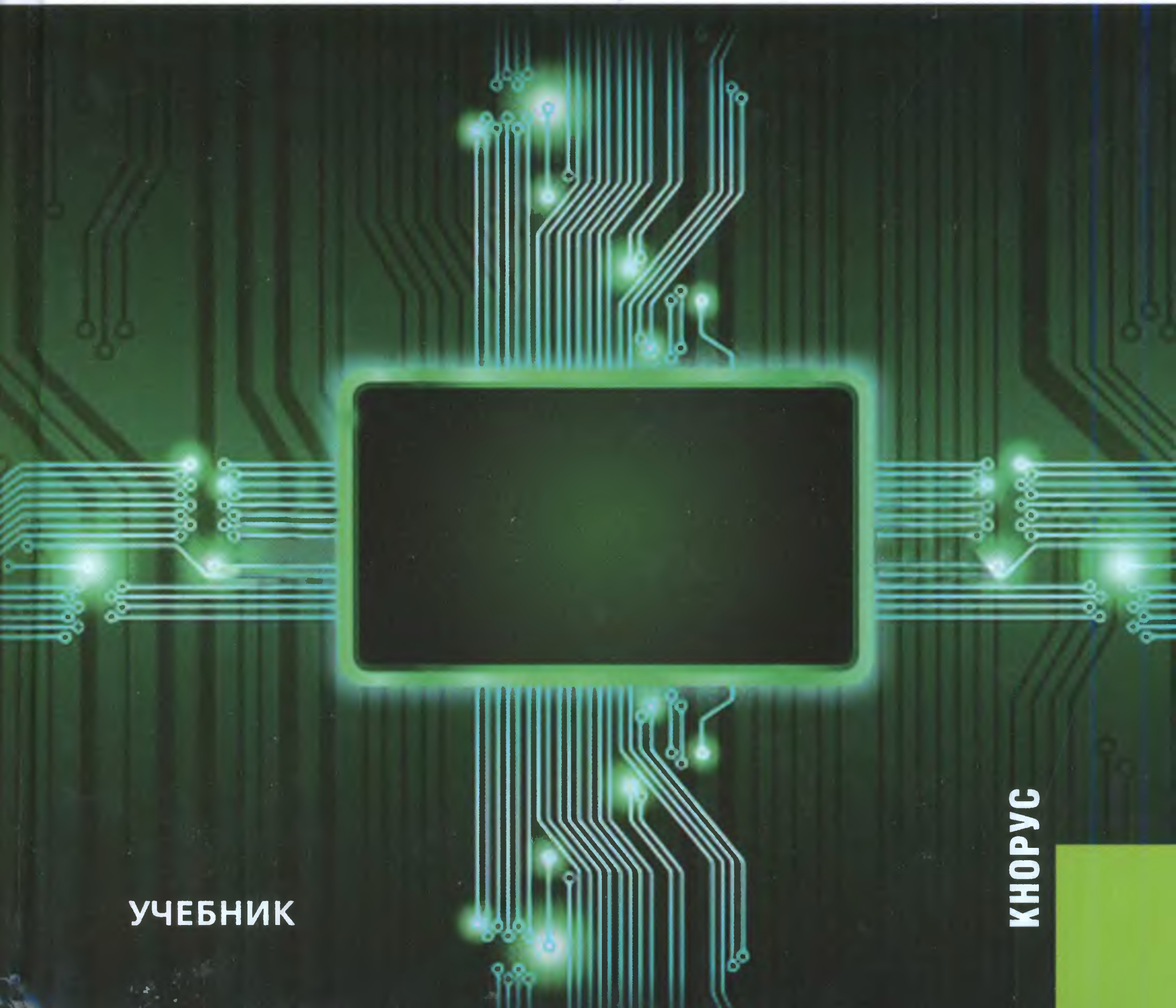
БАКАЛАВРИАТ

ЭЛЕКТРОНИКА
и микропроцессорная техника

В.Г. ГУСЕВ, Ю.М. ГУСЕВ



УЧЕБНИК

КНОРУС

Б А К А Л А В Р И А Т

В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев

ЭЛЕКТРОНИКА И МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

Допущено Министерством образования и науки Российской Федерации в качестве **учебника** для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки бакалавров и магистров «Биомедицинская инженерия» по направлению подготовки дипломированных специалистов «Биомедицинская техника»

Шестое издание, стереотипное

КноРус
МОСКВА
2013

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.85я73
Г96

Рецензенты:
В.Г. Домрачев, д-р техн. наук, проф. (Московский государственный университет леса),
Е.П. Попечителев, д-р техн. наук, проф. (Санкт-Петербургский электротехнический университет)

Гусев В.Г.

Г96 Электроника и микропроцессорная техника : учебник / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. — 6-е изд., стер. — М. : КНОРУС, 2013. — 800 с. — (Бакалавриат).

ISBN 978-5-406-02537-6

В общедоступной форме изложены сведения об элементной базе и схемотехнике аналоговой и цифровой электроники и оптоэлектроники. Описаны компоненты электронных цепей, функции усилителей и аналоговых преобразователей.

Издание включает в себя, в частности, разделы, в которых содержится информация об электронных счетчиках; о регистрах, шифраторах, дешифраторах, преобразователях кодов; запоминающих устройствах; источниках вторичного электропитания, а также зарубежные стандарты.

Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования третьего поколения.

Для студентов бакалавриата, обучающихся по направлениям и специальностям группы 200000 «Приборостроение и оптотехника». Будет полезен студентам других направлений электротехнического профиля.

УДК 621.38(075.8)
ББК 32.85я73

Гусев Владимир Георгиевич
Гусев Юрий Матвеевич

ЭЛЕКТРОНИКА
И МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ ТЕХНИКА

Сертификат соответствия № РОСС RU. АЕ51. Н 15407 от 31.05.2011 г.

Изд. № 5154. Подписано в печать 28.05.2012.
Формат 60×90/16. Гарнитура «Newton». Печать офсетная.
Усл. печ. л. 50,0. Уч.-изд. л. 40,0. Тираж 1000 экз. Заказ № 4430

ООО «КноРус».
129085, Москва, проспект Мира, 105, стр. 1.
Тел.: (495) 741-46-28.
E-mail: office@knorus.ru http://www.knorus.ru

Отпечатано в ОАО «Первая Образцовая типография»,
филиал «УЛЬЯНОВСКИЙ ДОМ ПЕЧАТИ».
432980, г. Ульяновск, ул. Гончарова, 14.

© Гусев В.Г., Гусев Ю.М., 2013
© ООО «КноРус», 2013

ISBN 978-5-406-02537-6

Предисловие к третьему изданию

В основу третьего исправленного и дополненного издания книги легли лекции, читаемые авторами в Уфимском государственном авиационном техническом университете, а также оригинальные результаты их научно-исследовательских работ по созданию устройств автоматики и преобразователей измерительной техники. Основная часть материала прошла многолетнюю апробацию в учебном процессе на различных специальностях и направлениях. Вопросы, рассмотренные в книге в различном объеме и с разной степенью подробности, изучаются везде, где идет речь об автоматизации, электронике, о приборостроении, об устройствах вычислительной техники, связи и биомедицинской техники.

Катаклизмы в этой области знаний, начавшиеся в стране в 1991 г. и идущие до сегодняшнего дня, привели к тому, что уровень общей технической культуры существенно снизился. Перестали функционировать многие научно-исследовательские институты и большинство научных коллективов при кафедрах учебных институтов и университетов. Специалисты в области электроники в значительной степени поменяли место работы и ушли в бизнес и в сферы обслуживания. Вместе с ними из обращения исчезли многочисленные книги, изданные в период расцвета этой области знаний. Поэтому несмотря на рекордный для книг подобного типа тираж в 45 тыс. экземпляров, который полностью разошелся в течение 2—3 месяцев, книга «Электроника» издание второе стала сейчас библиографической редкостью.

Социальные изменения в обществе привели к возрождению вечернего и заочного, а также к появлению дистанционного образований. В учебном процессе на дневных отделениях все больший упор начали делать на самостоятельную работу студентов. Поэтому сейчас, как никогда ранее, стал важен вопрос изложения в ограниченном количестве источников тех сведений, которые важны для профессиональной подготовки специалистов.

При подготовке третьего издания текст был дополнен сведениями о счетчиках и делителях частоты электрических импульсов, шифраторах, дешифраторах и преобразователях кодов. Также введен раздел, посвященный построению современных источни-

ков вторичного питания, рассмотрению используемых в них функциональных узлов и стабилизаторов напряжения. Этот раздел является относительно самостоятельным, что с методической точки зрения нам представляется оправданным.

В государственных образовательных стандартах второго поколения дисциплины электроники и микропроцессорной техники для ряда направлений объединены. Поэтому книга имеет название «Электроника и микропроцессорная техника».

Параграфы 9.1—9.5 написаны Т. В. Мириной, параграфы 10.11—10.12 подготовлены канд. техн. наук А. А. Шуляком.

Техническое оформление выполнено Т.В. Мириной.

Подготовка рукописи стала возможной благодаря поддержке и помощи ректората Уфимского государственного авиационного технического университета, за что авторы благодарят ректорат и всех участвовавших в работе.

Авторы выражают глубокую признательность д-ру техн. наук, проф. В. Г. Домрачеву и д-ру техн. наук, проф. Е. П. Попечителеву за нелегкий труд по рецензированию рукописи.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Значительные изменения во многих областях науки и техники обусловлены развитием электроники. В настоящее время невозможно найти отрасль промышленности, в которой не использовались бы электронные приборы или электронные устройства измерительной техники, автоматики и вычислительной техники. Причем тенденция развития такова, что доля электронных информационных устройств и устройств автоматики непрерывно увеличивается. Это является результатом развития интегральной технологии, внедрение которой позволило наладить массовый выпуск дешевых, высококачественных, не требующих специальной настройки и наладки микроэлектронных функциональных узлов различного назначения. Они представляют собой полупроводниковые пластины малой толщины, на которой на площадях в доли—несколько квадратных миллиметров выполнены десятки тысяч электрически соединенных между собой в соответствии с требуемыми схемами элементов электроники (полевых и биполярных транзисторов, резисторов, конденсаторов и др.). Причем эти элементы, как правило, получают одновременно (по групповой технологии) в едином технологическом цикле, который почти полностью автоматизирован. Поэтому стоимость интегральных схем при массовом производстве мало зависит от количества в них элементов и разброс параметров от образца к образцу сравнительно невелик.

Промышленность выпускает почти все электронные функциональные узлы, необходимые для создания устройств измерительной и вычислительной техники, а также систем автоматики: интегральные электронные усилители электрических сигналов; коммутаторы; логические элементы; перемножители электрических напряжений; триггеры; счетчики импульсов; регистры; сумматоры и т. д. На основе больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем созданы и выпускают микропроцессоры и микропроцессорные комплекты, представляющие собой вычислительную машину или ее основные узлы, изготовленные в одном корпусе или в нескольких малогабаритных корпусах. Функции, выполняемые интегральными схемами микропроцессоров, могут быть заданы подачей на их входы внешних электрических сигна-

лов, осуществляемой по определенной программе. Тем самым данные микросхемы позволяют реализовать большое количество разнообразных операций по обработке цифровых сигналов без каких-либо изменений в технологии их изготовления.

Использование базовых матричных кристаллов и программируемых логических матриц является другим способом расширения функциональных возможностей интегральных схем. В массовом количестве изготовляются единые матрицы нескоммутированных (не соединенных между собой) элементов. Электрические связи между ними выполняют индивидуально на этапе формирования разводки, исходя из требований заказчика. На основе базовой или программируемой логической матрицы одного типа можно создать сотни разнообразных функциональных узлов различного назначения. Причем различие между базовыми матричными кристаллами и логическими программируемыми матрицами заключается в том, что в последних соединения можно не только создавать, но и разрушать.

Созданы также более простые полузаказные интегральные схемы, содержащие наборы элементов. Из них могут быть получены и аналоговые устройства, например усилители электрических сигналов. Это позволяет снизить затраты на проектирование и производство электронных устройств различного назначения и уменьшить сроки их внедрения в серийное производство.

В развитии электроники на протяжении многих лет остается стабильным только одно — это непрерывное изменение элементной и схемотехнической баз.

В связи с широким выбором интегральных схем, параметры которых известны из технических условий, изменились задачи, стоящие перед разработчиками электронной аппаратуры. Если раньше значительная часть времени уходила на расчеты режимов отдельных каскадов, определение их параметров, решение вопросов термостабилизации и т. п., то в настоящее время главное внимание уделяется вопросам выбора схем соединений и взаимного согласования микросхем.

Типовые микроузлы позволяют собрать нужный электронный блок без детального расчета отдельных каскадов. Разработчик электронной аппаратуры, определив, какие преобразования должен претерпеть электрический сигнал, подбирает необходимые интегральные микросхемы, разрабатывает схему их соединений и вводит обратные связи требуемого вида. И только в том случае, когда выпускаемые интегральные микросхемы не позволяют решить какой-то конкретный вопрос, к ним добавляют отдельные узлы на дискретных компонентах, требующие проведения соот-

ветствующих расчетов, или разрабатывают микросхемы частного применения.

Эффективное применение интегральных микросхем, особенно аналогового типа, невозможно без знания принципов их действия и основных параметров, а также теории электронных цепей. Поэтому изучению данной дисциплины обычно уделяется повышенное внимание.

У различных специальностей электротехнического профиля на изучение электроники выделяется разное количество часов. Соответственно в рабочих программах кафедры устанавливают приоритет тех или иных разделов. Настоящая книга в первую очередь сориентирована на использование в учебном процессе специальностей информационного профиля. Вопросы создания силовых электронных цепей в ней практически не рассмотрены. В то же время достаточно подробно изложены сведения о функциональных узлах и компонентах, применяемых в измерительной технике, приборостроении, автоматике, вычислительной технике.

Книга будет полезна для студентов, углубленно изучающих основы электроники, а также для инженерно-технических работников при их переподготовке или изменении профиля работы.

ГЛАВА 1

ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

§ 1.1. РЕЗИСТОРЫ

Резисторы (сопротивления) — это наиболее распространенные компоненты электронной аппаратуры, с помощью которых осуществляется регулирование и распределение электрической энергии между цепями и элементами схем.

В зависимости от назначения резисторы подразделяются на две группы: 1) *общего* назначения (диапазоны номиналов 10 Ом...10 МОм, номинальные мощности рассеивания 0,062...100 Вт); 2) *специального* назначения, которые подразделяются на: а) высокоомные резисторы (от десятков мегаом до сотен тераом, рабочее напряжение 100...400 В); б) высоковольтные (сопротивления до 10^{11} Ом, рабочее напряжение единицы — десятки киловольт); в) высокочастотные (имеют малые собственные емкости и индуктивности); г) прецизионные (повышенная точность — допуск 0,001...1%, стабильность, номиналы от 0,1 Ом до 10 МОм, номинальные мощности рассеивания до 2 Вт).

Переменные резисторы подразделяются на подстроечные и регулировочные.

Подстроечные резисторы рассчитаны на проведение подстройки электрических режимов и имеют небольшую износоустойчивость (до 1000 циклов перемещения подвижной части), а *регулировочные* — для проведения многократных регулировок. Они отличаются большей износоустойчивостью (более 5000 циклов) и в зависимости от характера изменения их сопротивлений при перемещении подвижной части делятся на резисторы с линейной *А* и нелинейной функциональными характеристиками: логарифмической *Б*, обратнологарифмической *В*, характеристиками типа *И*, *Е* (рис. 1.1, *а*, *б*).

Проводящий элемент резистора выполняют в виде пленки, осажденной на поверхность изоляционного основания; проволоки или микропроволоки; объемной конструкции.

В зависимости от материала, использованного для создания проводящего элемента, резисторы подразделяют на проволочные,

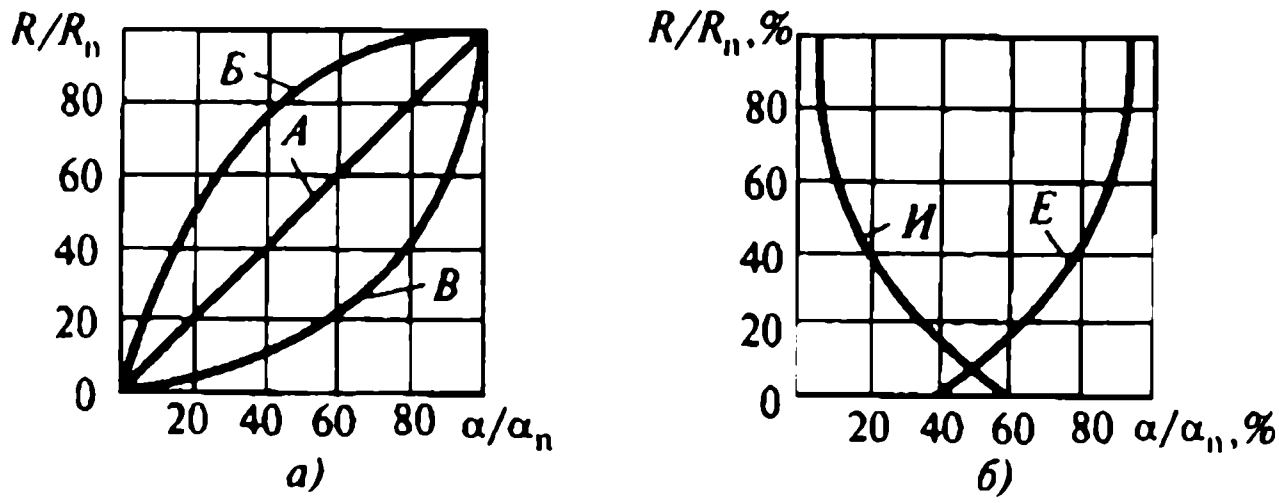


Рис. 1.1. Функциональные характеристики переменных резисторов:

а — линейная (*А*); логарифмическая (*Б*); антилогарифмическая (*В*); *б* — характеристики типа *И*, *Е*; $\alpha_п$ и α — полный и текущий углы поворота подвижной части; $R_п$ и R — полное и текущее значения сопротивления

непроволочные, металлофольговые (проводящий элемент выполнен из фольги, нанесенной на непроводящие основания). У проволочных и металлофольговых резисторов в качестве материала проводящего элемента используют манганин и нихром.

Непроволочные резисторы можно подразделить на следующие группы: а) углеродистые и бороуглеродистые (проводящий элемент — пленка пиролитического углерода или его соединений, осажденная на непроводящее основание); б) металлодиэлектрические, металлопленочные или металлооксидные (проводящий элемент — микрокомпозиционный слой из диэлектрика и металла или пленки из металла, оксида металла или его сплавов); в) композиционные (проводящий элемент — гетерогенная система из нескольких компонентов, один из которых проводящий, например графит или сажа); г) полупроводниковые (проводящий элемент выполнен из полупроводникового материала).

По конструктивному исполнению резисторы изготовляют в нормальном и тропическом (всеклиматическом) вариантах и выполняют неизолированными (касание токоведущих частей не допускается), изолированными (касание токоведущих частей допускается), герметизированными, в том числе и вакуумными (герметично изолированными от окружающей среды).

У любого резистора есть тепловые шумы. Они появляются вследствие тепловых движений носителей зарядов (электронов) внутри твердого тела. Их среднюю мощность определяют из формулы Найквиста

$$P_ш = 4KT\Delta f,$$

где K — постоянная Больцмана, $K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T — абсолютная температура; Δf — полоса частот, в которой измеряется мощность, $\Delta f = f_2 - f_1$.

Действующее значение напряжения шумов связано с их мощностью уравнением

$$P_{ш} = U_{ш}^2 / R,$$

откуда

$$U_{ш}^2 = P_{ш} R = 4KTR\Delta f$$

или

$$U_{ш} = \sqrt{4KTR\Delta f}.$$

При температуре $T = 293$ К это уравнение имеет вид

$$U_{ш} = 0{,}127\sqrt{R\Delta f},$$

где R — в килоомах, Δf — в килогерцах, $U_{ш}$ — в микровольтах.

Напряжение тепловых шумов имеет случайный характер. Кроме того, резистор имеет *токовые* шумы, возникающие при приложении к нему электрического напряжения. Действующее значение напряжения этих шумов в первом приближении находят из уравнения

$$U_{ш} \approx K_1 U \sqrt{R \lg \frac{f_2}{f_1}},$$

где K_1 — постоянный для данного резистора параметр; U — постоянное напряжение на резисторе; f_2 и f_1 — высшая и низшая частоты, в полосе которых определяется шум.

Уровень токовых шумов оценивают отношением действующего значения переменной составляющей напряжения на резисторе, измеренной в полосе частот $\Delta f = f_2 - f_1$, к постоянному напряжению на нем U:

$$D = U_{ш} / U.$$

Основная причина появления этого шума — временное изменение объемной концентрации электронов и изменение контактных сопротивлений между зернами проводника, имеющего зернистую структуру.

Значения шумов у непроволочных резисторов в зависимости от группы, на которые их иногда разделяют, находятся в пределах 1 мкВ/В (группа *А*), 5 мкВ/В (никак не обозначается). У регулируемых резисторов этот показатель значительно выше и достигает значений 50 мкВ/В (у резисторов типа СП). Приведенные цифры обычно задаются для полосы частот от $f_1 = 60$ Гц до $f_2 = 6$ кГц, т. е. для двух декад. У проволочных резисторов значения шумов при тех же f_1 и f_2 порядка 0,1 мкВ/В.

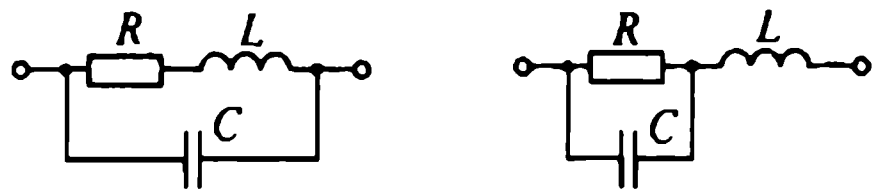
При расчете *суммарного* шума электрической цепи, содержащей несколько резисторов, источники шумов обычно считают некоррелированными и при этом пользуются уравнением

$$U_{\text{ш}\Sigma} = \sqrt{U^2_{\text{ш}T1} + \ldots + U^2_{\text{ш}Tn} + U^2_{\text{ш}H1} + \ldots + U^2_{\text{ш}Hn}},$$

где $U_{\text{ш}T1}$, $U_{\text{ш}Tn}$ — напряжения тепловых шумов n-го резистора ($n = 1, \ldots, n$); $U_{\text{ш}H1}$, $U_{\text{ш}Hn}$ — напряжения токовых шумов n-го резистора ($n = 1, \ldots, n$).

В эквивалентную схему резистора (рис. 1.2) кроме сопротивления R входят конденсатор C и индуктивность L. Это обусловлено тем, что любой реальный резистор, даже выполненный в виде прямолинейного бруска, имеет определенную индуктивность. Емкость появляется между участками резистора, а также между резистором и близлежащими элементами. Индуктивность и емкость имеют распределенный характер. Однако для упрощения это обычно не учитывают и используют одну из эквивалентных схем, показанных на рис. 1.2, *а*, *б*.

Наличие индуктивности и емкости приводит как к появлению реактивной составляющей, так и к некоторому изменению эквивалентного значения активной составляющей. Кроме того, в проволочных резисторах из-за проявлений поверхностного эффекта сопротивление изменяется при повышении частоты. Это существенно проявляется с частоты в несколько мегагерц. Но в точных устройствах поверхностный эффект следует учитывать с частоты в несколько килогерц. Так, сопротивление медного провода диаметром 1 мм при $f = 10$ кГц увеличивается на 0,01%.



а) *б)*

Рис. 1.2. Эквивалентные схемы резистора

Относительная частотная погрешность γ резистора

$$\gamma = \frac{Z - R}{R} 100\%,$$

где Z — полное сопротивление резистора на интересующей частоте f.

На практике, как правило, значения L и C неизвестны. Поэтому для некоторых резисторов в технических условиях приводят значение обобщенной постоянной времени

$$\tau_{max} \approx \left| \tau_L^2 - \tau_C^2 + 2\tau_L \tau_C - \omega^2 \tau_L^2 \tau_C^2 \right|$$

($\tau_L = L/R$, $\tau_C = RC$), которая связана с относительной частотной погрешностью сопротивления приближенным уравнением $\gamma \approx 50\omega^2 \tau_{max}^2$.

Частотные характеристики у непроволочных резисторов значительно лучше, чем у проволочных. Так, у высокоомного проволочного резистора С5-15 $\tau_{max} \approx 1$ мкс, а у резистора типа МЛТ* $\tau_{max} \approx 1{,}3 \cdot 10^{-8}$ с.

При длительной эксплуатации происходит старение резисторов и их сопротивление изменяется. Например, у резисторов типа С2-6 сопротивление может измениться до 20% после 15 000 ч работы. У некоторых типов резисторов после их выдержки в течение нескольких часов при повышенной температуре сопротивление не возвращается к начальному значению.

Номинальное сопротивление резистора должно соответствовать одному из шести рядов: Е6; Е12; Е24; Е48; Е96; Е192.

Значение сопротивления находят умножением или делением на 10^n (где n — целое положительное число или нуль) чисел номинальных величин, входящих в состав ряда. Их количество определяется цифрой, стоящей после буквы Е. Так, например, для ряда Е6 эти числа равны 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8.

Ряд допускаемых отклонений также нормализован. Допуски указываются в процентах в соответствии с рядом ±0,001; ±0,002; ±0,005; ±0,02; ±0,05; ±0,1; ±0,25; ±0,5; ±1,0; ±2,0; ±5,0; ±10; ±20; ±30.

Значение сопротивления некоторых типов резисторов может меняться в зависимости от приложенного напряжения. Причиной этого является зависимость концентрации носителей тока и их

* МЛТ — старое обозначение типа резистора.

подвижности от напряженности электрического поля. Учитывают это явление с помощью коэффициента напряжения

$$K_u = \frac{R_1 - R_2}{R_1} 100\%,$$

где R_1 и R_2 — сопротивления, измеренные при напряжениях, соответствующих 10%-ной и 100%-ной номинальной мощности рассеяния резистора.

Значение K_u может достигать единиц — десятков процентов.

Система условных обозначений предусматривает как полные, так и сокращенные условные обозначения. Полное обозначение обычно используется в технической документации, например Р1-33И-0,25 Вт — 100 кОм ± 2% А·0,467·027 ТУ. Оно состоит из сокращенного обозначения (Р1-33И), обозначений и величин основных параметров и характеристик (0,25 Вт — 100 кОм ±2% А), А — группа по уровню шумов, обозначений документа на поставку (0.467.027 ТУ). Сокращенное условное обозначение состоит из трех элементов: первый — буква или сочетание букв, обозначающих подкласс резистора; Р — постоянные резисторы; РП — переменные резисторы; НР — наборы резисторов; второй — цифра 1 для непроволочных или 2 для проволочных резисторов; третий — цифра, обозначающая регистрационный номер каждого типа. Например, резисторы постоянные непроволочные с номером 26 имеют обозначение Р1-26.

На практике используются резисторы, обозначение которых выполнено в соответствии с ГОСТами и принципами, которые в новых разработках не применяются, например, С2-26, СП5-40, МЛТ, ПКВ, СПО и др.

Маркировка резисторов содержит полное или кодированное обозначение номинальных сопротивлений и их допускаемых отклонений.

Полное обозначение состоит из значения номинального сопротивления и обозначения единицы измерения (Ом — ом, кОм — килоом, МОм — мегаом; ГОм — гигаом; ТОм — тераом). Например, 365 Ом; 100 кОм; 4,7 МОм; 3,3 ГОм; 1 ТОм.

Кодированное обозначение состоит из трех или четырех знаков, включающих две или три цифры и букву. Буква обозначает множитель, на который умножается цифровое обозначение. Буквы R, K, M, G, T соответствуют множителям 1, 10^3, 10^6, 10^9, 10^{12}. Например, 0,1 Ом — R1 (E1); 10 Ом — 10R (10E); 100 Ом — 100R (100E) или K10; 100 кОм — 100 K или M10; 1 МОм — 1M0; 33,2 МОм — 33M2; 100 МОм — 100 M или G10;

590 МОм — 590 M или G59 (Г59); 1 ГОм — 1 G0 (1ГО); 100 ГОм — 100 G (100Г) или T10; 1 ТОм — 1 T0.

Полное обозначение допускаемого отклонения состоит из цифр, а кодированное — из букв, приведенных в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Допустимое отклонение, %	±0,001	±0,002	±0,005	±0,01	±0,02	±0,05	±0,1
Кодированное обозначение	C	L	R	P	U	X	B

Допустимое отклонение, %	±0,25	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20	±30
Кодированное обозначение	C	D	F	G	I	K	M	N

Кодированное обозначение резистора с номинальным сопротивлением 475 Ом с допускаемым отклонением ±2% — K475G.

Основные параметры резисторов

1. Номинальные сопротивления.

2. Допускаемые отклонения сопротивлений от номинальных величин.

3. Номинальные мощности рассеивания (максимальная мощность, которую резистор может рассеивать без изменения своих параметров свыше значений, указанных в технической документации, при непрерывной электрической нагрузке и определенной температуре окружающей среды).

4. Предельное рабочее напряжение (напряжение, которое может быть приложено к резистору без нарушения его работоспособности).

5. Температурный коэффициент сопротивления (характеризует изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1 °C)

$$\text{ТКС} = \frac{\Delta R}{R_1 \Delta t} 100\%,$$

где R_1 — сопротивление резистора при нормальной температуре; Δt — предельная разность между предельной положительной (отрицательной) и нормальной температурами; ΔR — алгебраическая разность между значениями сопротивлений, измеренными при предельной положительной (отрицательной) и нормальной температуре.

6. Уровень собственных шумов D (мкВ/В).

7. Максимальная температура окружающей среды для номинальной мощности рассеивания.

8. Коэффициент напряжения K_u.

9. Влагоустойчивость и термостойкость.

Промышленность выпускает резисторы общего назначения (МЛТ, ОМЛТ, С2-6, С2-11, С2-23, С2-33 и др.), прецизионные (С2-1, С2-13, С2-14, С2-31 и т. д.), высокомегаомные (КВМ, КЛМ, С3-13, С3-14 и т. п.), высоковольтные (КЭВ, С3-9, С3-12, С3-14 и пр.), высокочастотные (С2-10, С2-34, С3-8 и др.).

Номенклатура подстроечных и регулировочных резисторов также достаточно велика (СП5-1, СП5-6, РП-25, РП-80; СП5-21, СП5-30, СП5-54, СП0, СП3-10 и пр.).

В практике кроме линейных иногда используются термозависимые (терморезисторы) и нелинейные (варисторы) резисторы.

Терморезисторы выполняют или из металла, сопротивление которого линейно меняется при изменениях температуры (медь, платина), или на основе полупроводников. Для этой группы основной характеристикой является температурная. В полупроводниковых терморезисторах она достаточно точно описывается уравнением

$$R(T) = R_1(T_0)\, e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)},$$

где $R_1(T_0)$ — номинальное значение сопротивления при температуре T_0 (обычно $T_0 = 293$ К); T — температура; B — коэффициент, постоянный для данного экземпляра терморезистора; e — основание натурального логарифма.

При прохождении электрического тока в терморезисторе выделяется теплота и он нагревается. Это приводит к изменению сопротивления (рис. 1.3, *а*).

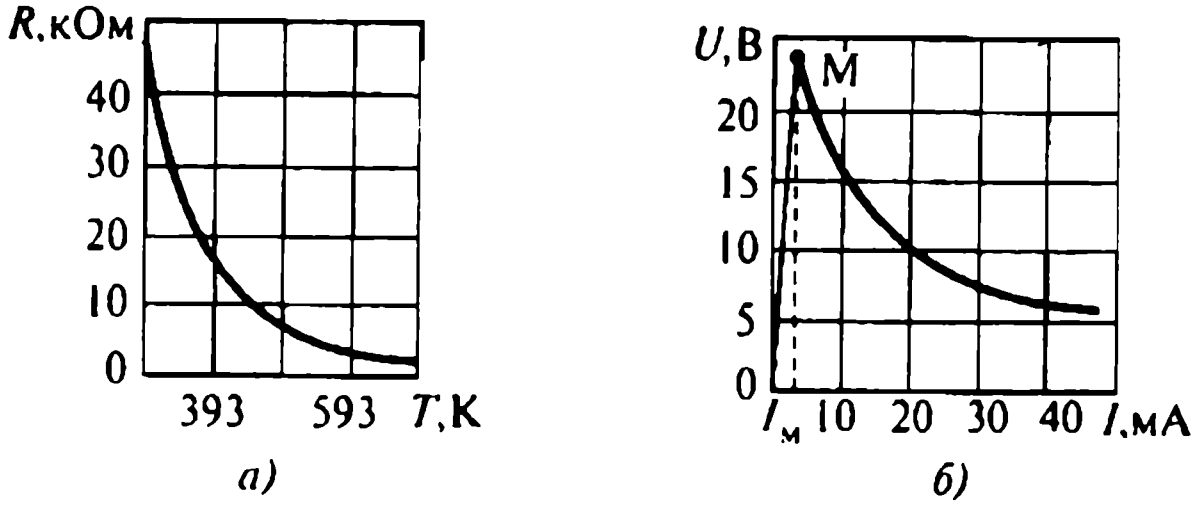


Рис. 1.3. Характеристики терморезистора:
а — температурная; *б* — вольт-амперная

Вследствие нелинейности температурной характеристики вольт-амперная характеристика (зависимость между протекающим током и падением напряжения) будет также нелинейной (рис. 1.3, *б*).

Для каждой точки статической вольт-амперной характеристики (ВАХ) можно записать уравнение энергетического баланса

$$UI = I^2R = U^2/R = b(T - T_0),$$

где b — коэффициент рассеивания, учитывающий распространение теплоты от рабочего тела в окружающую среду за счет конвенции, теплопроводности, излучения; T_0 и T — температура окружающей среды и терморезистора.

Форма ВАХ существенно зависит от температуры окружающей среды T_0 и условий теплообмена, характеризуемого коэффициентом b. При малых токах ВАХ практически линейна (см. рис. 1.3, *б*), а при больших — существенно нелинейна.

В некоторых случаях сопротивление терморезистора меняют за счет его нагрева от специального подогревателя, электрически изолированного от терморезистора. Такие терморезисторы называются *подогревными* или *терморезисторами с косвенным подогревом*.

Основное применение компонентов этого типа — параметрическая термостабилизация электронных цепей, компенсация температурных погрешностей, измерение температуры, регулирование в электрических цепях.

Промышленность выпускает терморезисторы типов СТ1-21, СТ3-21, СТ1-27, СТ3-27, СТ3-31 и др., причем терморезисторы с косвенным подогревом типа СТ1-31 предназначены для использования в качестве бесконтактных управляемых сопротивлений в цепях постоянного и переменного токов. Зависимость их сопротивления от тока подогревателя приведена на рис. 1.4.

Нелинейные резисторы, сопротивление которых зависит от напряженности электрического поля, называют *варисторами*. Как правило, их изготовляют из карбида кремния. Нелинейность появляется из-за явлений, наблюдаемых на поверхностях зерен кристалла, из которого спрессован варистор (автоэлектронная эмиссия из острых углов и граней кристалла; увеличение электропроводимости за счет пробоев оксидных пленок, покрывающих зерна, в сильных электрических полях напряженностью свыше $10^3...10^4$ В/см; микронагрев точек контакта между зернами; наличие p-n-переходов, обусловленных различной электропроводностью отдельных зон, и пр.).

ВАХ варистора приведены на рис. 1.5. Характеристика *2* имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

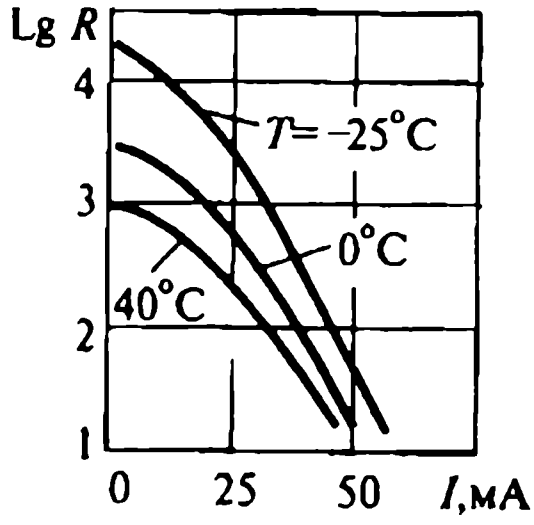


Рис. 1.4. Зависимость сопротивления терморезистора от тока подогрева

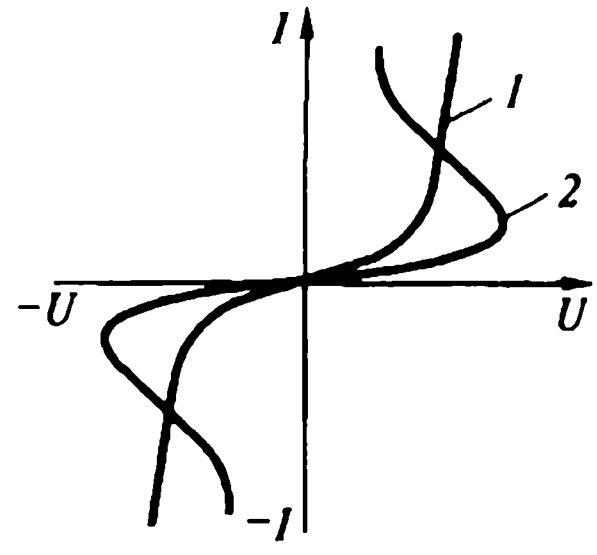


Рис. 1.5. Вольт-амперные характеристики варисторов:

1 — варистор без участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением; *2* — негистор

Варисторы с такими ВАХ называют *негисторами*. Их ВАХ аппроксимируется с помощью уравнения

$$I = \frac{U}{R_0} e^{a\sqrt{U}},$$

где a — постоянная нелинейности; R_0 — начальное статическое сопротивление, измеренное при малой напряженности поля, значение которого зависит от температуры.

В технических условиях на варисторы обычно приводятся номинальное напряжение $U_{ном}$ (напряжение, при превышении которого на 20% не наблюдается заметного разогрева), ток $I_{ном}$, протекающий при $U_{ном}$, коэффициент нелинейности β, равный отношению статического сопротивления $R = U_{ном}/I_{ном}$ к дифференциальному $r_{диф} = \partial U_{ном}/\partial I_{ном}$:

$$\beta = R/r_{диф}.$$

Расчет цепей с терморезисторами и варисторами проводится любым из известных методов расчета нелинейных цепей. Условные обозначения резисторов показаны на рис. 1.6.

Терморезисторы, имеющие положительный температурный коэффициент сопротивления (ТКС), называются *позисторами*. Их обычно изготавливают из полупроводниковых твердых растворов, полученных на основе титана бария. Удельное сопротивление таких материалов в зависимости от состава находится в пределах $10...10^3$ Ом · см и увеличивается на несколько порядков при увеличении температуры выше определенного значения (в области перехода в так называемую параэлектрическую модификацию).

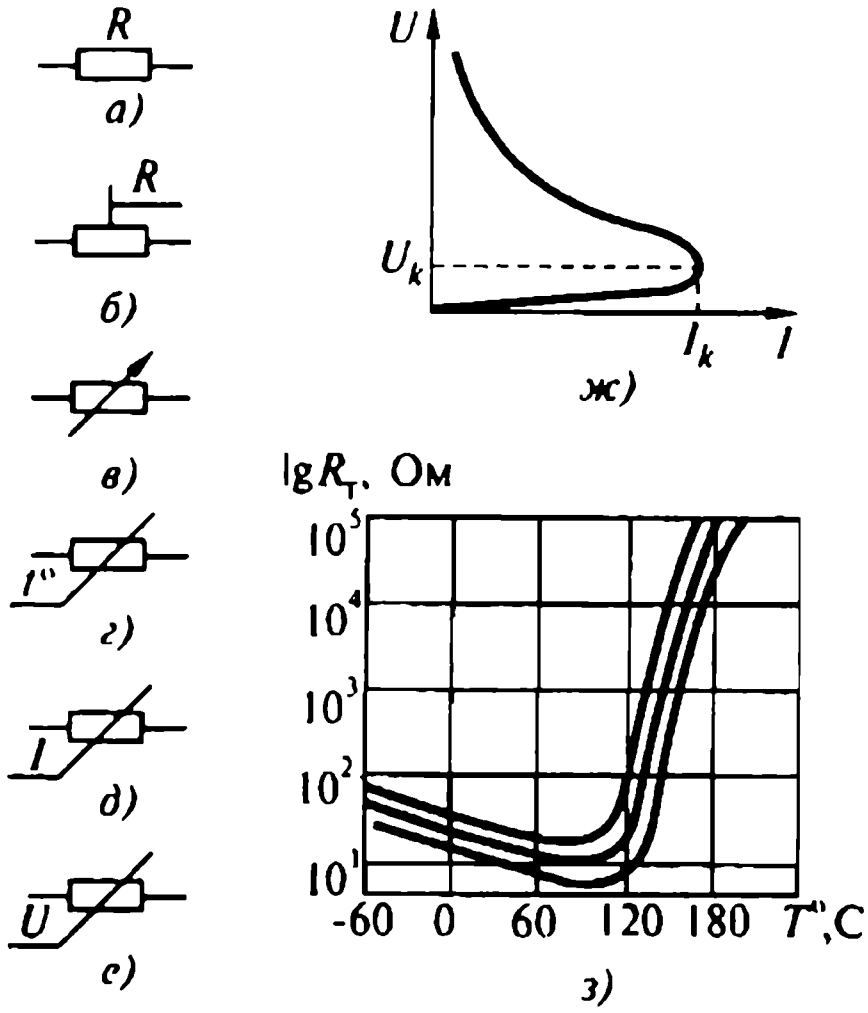


Рис. 1.6. Обозначения резисторов и характеристики позистора:

а — постоянный; *б* — подстроечный; *в* — переменный; *г* — терморезистор; *д* — позистор; *е* — варистор; *ж* — вольт-амперная характеристика позистора; *з* — изменение сопротивления терморезистора ТРП-9 в зависимости от температуры

Вольт-амперная характеристика позистора имеет вид, показанный на рис. 1.6, *ж*. Максимальное значение тока на ней I_k, которое соответствует напряжению U_k, называют *пороговым* или *током опрокидывания*. Электрическая мощность, рассеиваемая в позисторе при токе I_k и напряжении U_k, равная $P_k = U_k I_k$, становится достаточной для его разогрева выше «температуры переключения», при которой сопротивление резко увеличивается. Пока ток через позистор меньше I_k ($I < I_k$) и напряжение на нем меньше U_k ($U < U_k$), сопротивление позистора мало. При достижении током значения I_k он разогревается. Сопротивление его увеличивается, а ток уменьшается. При этом падение напряжения на позисторе будет больше, чем U_k. Установившееся значение тока и падение напряжения можно найти, исходя из баланса рассеиваемой в позисторе электрической мощности P

$$P = U I,$$

и мощности, отдаваемой в окружающую среду. Температурная зависимость сопротивления у одного из типов позистора (ТРП-9) показана на рис. 1.6, *з*. Из нее видно, что пока температура меньше 120 °С, сопротивление позистора изменяется мало. Его значение порядка 10 Ом в зоне температур 0...100 °С. Как только

позистор нагревается свыше 120 °С, его сопротивление существенно увеличивается (на несколько порядков). В итоге ток в электрической цепи резко уменьшается. Температурный коэффициент сопротивления за точкой с температурой 120 °С равен 14...17%/град.

Так как изменение сопротивления связано с температурой позистора, которая не может измениться мгновенно, динамические свойства принято характеризовать временем опрокидывания. Под ним понимают промежуток времени, в течение которого начальный ток уменьшается в два раза. Время опрокидывания, оцениваемое секундами, зависит от значения начального тока и уменьшается при его увеличении.

Позисторы обычно используются для токовой защиты электрических цепей различного назначения, например, для защиты блоков питания. Пока блок питания работает в нормальном режиме, мощность, рассеиваемая в позисторе, меньше, чем P_k. Температура его существенно ниже 120 °С и сопротивление имеет низкую величину (около 10 Ом у ТРП-9). При увеличении нагрузки на блок питания ток первичной обмотки повышается. Если мощность, рассеиваемая на позисторе, превысит значение P_k, то он нагревается. Его сопротивление увеличивается, что приводит к уменьшению тока в первичной обмотке и его ограничению на том уровне, при котором будет обеспечиваться баланс энергий рассеиваемой на позисторе и отдаваемой в окружающую среду.

Основные параметры позисторов

1. Номинальное сопротивление при температуре 25 °С (омы — десятки ом).
2. Допуск на номинальное сопротивление, % (обычно ±30%).
3. Температура переключения (порядка 120 °С).
4. Ток опрокидывания $I_{опр}$, равный при температуре 25 °С пороговому току I_k (280...390 мА у ТРП-9).
5. Предельное значение тока опрокидывания, при котором начинается ограничение тока при любой температуре из рабочего диапазона температур окружающей среды, заданного для конкретного позистора (420...500 мА у ТРП-9).
6. Время опрокидывания (время уменьшения начального тока в 2 раза, у ТРП ≤ 2 с).
7. Максимальное напряжение (у ТРП-9 60 В).
8. Остаточный ток $I_{ост}$ при максимальном напряжении (30 мА у ТРП-9).
9. Кратность изменения сопротивления ($\geq 10^3$).

10. Предельное значение номинального тока $I_{ном}$, при котором гарантируется устойчивая работа (без переключения) во всем диапазоне температур окружающей среды (150...200 мА у ТРП-9).
11. Температурный коэффициент сопротивления (14...17%/°С).
12. Максимальная мощность (1,5 Вт у ТРП-9).
13. Постоянная времени (20 с у ТРП-9).
14. Коэффициент рассеивания (12 мВт/°С у ТРП-9).
15. Теплоемкость (0,24 Дж/°С у ТРП-9).
16. Наработка на отказ (20 000 ч у ТРП-9).

§ 1.2. КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсаторы, как и резисторы, являются одним из наиболее массовых элементов электронных цепей. Электрические характеристики, конструкция и область их применения зависят от типа диэлектрика между его обкладками. По виду диэлектрика конденсаторы постоянной емкости можно подразделить на пять групп: 1) с газообразным диэлектриком (воздушные, газонаполненные, вакуумные); 2) с жидким диэлектриком; 3) с твердым неорганическим диэлектриком (керамические, стеклокерамические, стеклоэмалевые, стеклопленочные, тонкослойные из неорганических пленок, слюдяные); 4) с твердым органическим диэлектриком (бумажные, металлобумажные, фторопластовые, полиэтиленфталатные); 5) с оксидным диэлектриком (электролитические, оксидно-полупроводниковые, оксидно-металлические), выполняемые с использованием алюминия, титана, ниобия, сплавов тантала и ниобия.

У конденсаторов различают номинальное $C_{ном}$ и фактическое $C_ф$ значения емкости. Номинальная емкость указывается на его маркировке в сопроводительной документации; фактическая — это значение емкости, измеренное при данной температуре и определенной частоте.

Допускаемое отклонение емкости обычно задается в процентах:

$$\Delta C_{ном} = \frac{C_ф - C_{ном}}{C_{ном}} 100\%.$$

Изменения значения емкости в зависимости от температуры характеризуются температурным коэффициентом емкости (ТКЕ), который иногда обозначают α_C:

$$\alpha_C = \text{ТКЕ} = \frac{1}{C}\frac{dC}{dT}.$$

Этот коэффициент показывает изменение емкости при изменении на 1 К температуры окружающей среды. В зависимости от материала диэлектрика ТКЕ может быть положительным, нулевым или отрицательным. Его значение, определенное на конкретной частоте, указывается в маркировке конденсатора с помощью букв и цифр или цветного кода. По допускаемому отклонению ТКЕ от нормированного значения конденсаторы подразделяются на два класса: А и Б. У класса А отклонение в 2,0...2,5 раза меньше, чем у класса Б. При необходимости получить определенное значение ТКЕ применяют последовательное, параллельное и смешанное соединения конденсаторов с разными номиналами и разными ТКЕ. При параллельном соединении m конденсаторов ТКЕ полученной результирующей емкости C находят из уравнения

$$\alpha_C = \frac{C_1}{C}\alpha_{C1} + \frac{C_2}{C}\alpha_{C2} + \ldots + \frac{C_m}{C}\alpha_{Cm}.$$

При последовательном соединении — из уравнения

$$\alpha_C = \frac{C}{C_1}\alpha_{C1} + \frac{C}{C_2}\alpha_{C2} + \ldots + \frac{C}{C_m}\alpha_{Cm}.$$

Подбирая номиналы и ТКЕ, а также комбинируя последовательное и параллельное соединения, можно обеспечить нулевой ТКЕ, что применяется при создании измерительных конденсаторов.

Упрощенные эквивалентные схемы конденсаторов содержат емкость $C(\omega)$, сопротивление $R(\omega)$ и индуктивность $L_{эк}$. Используются последовательное и последовательно-параллельное включение этих элементов (рис. 1.7, *а*, *б*). Индуктивность $L_{эк}$ образована элементами конструкции конденсатора. Сопротивление $R(\omega)$ характеризует потери энергии и отражает тот факт, что напряжение и ток реального конденсатора сдвинуты по фазе на угол $\varphi < 90^\circ$ в диапазоне частот, где индуктивностью $L_{эк}$ можно пренебречь.

При использовании эквивалентной схемы (рис. 1.7, *а*) сопротивление конденсатора

$$Z(\omega) = \sqrt{R_s^2 + \left(\omega L_{эк} - \frac{1}{\omega C_s(\omega)}\right)^2},$$

где ω — круговая (угловая) частота.

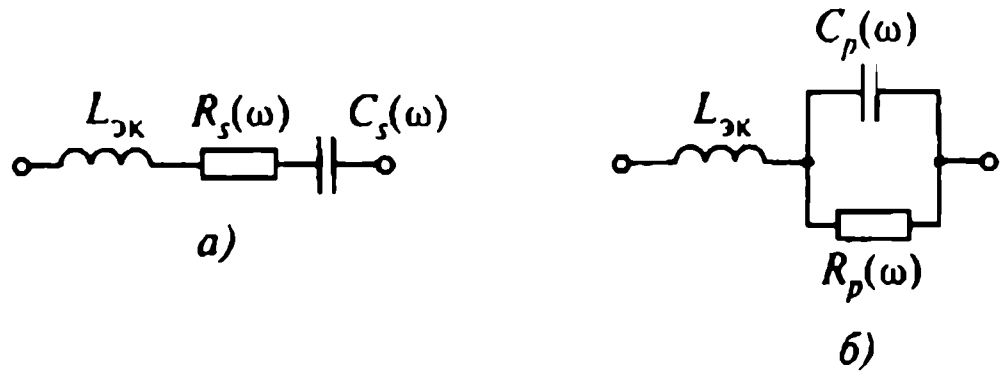


Рис. 1.7. Эквивалентные схемы конденсатора с последовательным (*а*) и последовательно-параллельным (*б*) включением элементов

Из этого уравнения видно, что на частотах, больших f_0, где $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ (ω_0 — резонансная частота, определяемая из уравнения $\omega_0 L_{эк} - \dfrac{1}{\omega_0 C_s(\omega)} = 0$), конденсатор становится индуктивностью. Поэтому в электронных цепях конденсаторы стремятся использовать в той полосе частот, в которой индуктивность $L_{эк}$ не оказывает существенного влияния. Так, у воздушных конденсаторов максимальная частота порядка 2,5...3,6 МГц, слюдяных — 150...200; бумажных — 50...80; керамических дисковых — 200...2000; керамических трубчатых — 5...200 МГц.

Следует обратить внимание на то, что значения конденсатора и сопротивления потерь, измеренные по последовательной и параллельной схемам включения этих элементов, различаются между собой. Это вытекает из правила эквивалентного преобразования последовательного соединения сопротивлений в параллельное. Отличия между значениями тем больше, чем больше тангенс угла потерь tgδ.

Тангенс угла потерь характеризует электромагнитные потери в конденсаторе и определяется как отношение его активной P к реактивной Q мощности: $\mathrm{tg}\delta = P/Q$.

В отличие от емкости тангенс угла потерь не зависит от схемы, по которой проводились измерения: $\mathrm{tg}\delta = \omega C_s R_s = \dfrac{1}{\omega C_p R_p}$.

Значения tgδ зависят от вида диэлектрика и могут меняться с частотой и с течением времени, а также зависеть от температуры и напряженности электрического поля.

При воздействии на конденсатор напряжения в нем возникают электрические и акустические шумы. Электрические шумы вызваны частичными разрядами, мерцаниями емкости и пьезоэлектрическими эффектами (в керамических конденсаторах). Акустические шумы конденсатора обусловлены вибрацией обкладок под действием кулоновских и электродинамических сил.

Частичные разряды — местные разряды внутри изоляции и на поверхности, не вызывающие полного пробоя межэлектродного промежутка. Они имеют вид или коронных разрядов, или частичных пробоев отдельных элементов изоляции, которые могут самовосстанавливаться.

Мерцание емкости — скачкообразное изменение емкости, имеющее случайный характер. Оно обусловлено тем, что у ряда конденсаторов края обкладок состоят из отдельных островков. При приложении внешнего напряжения между ними и сплошной частью обкладки возникают микродуги, соединяющие их вместе и меняющие емкость. Спектр этих шумов широкий. Изменения емкости могут достигать 10^{-4} номинального значения. Этот вид шумов характерен для стеклянных, стеклокерамических и слюдяных конденсаторов.

Пьезоэлектрические шумы возникают, как правило, в результате механических воздействий и имеют характер импульсов.

При создании точных устройств с заряжаемыми и разряжаемыми конденсаторами необходимо учитывать явление адсорбции, приводящее к замедленной поляризации и деполяризации. Сущность его влияния заключается в том, что конденсатор не удается полностью зарядить или разрядить за малый промежуток времени из-за медленных перемещений зарядов в толще диэлектрика. Так, если обкладки заряженного конденсатора замкнуть накоротко на небольшой промежуток времени, а потом разомкнуть, то через некоторый промежуток времени на обкладках появится остаточное напряжение $U_{ост}$ и соответственно остаточный заряд. Отношение напряжения $U_{ост}$, появившегося через промежуток времени t_3 после размыкания, к напряжению $U_{зар}$, до которого заряжен конденсатор в течение времени t_1, после замыкания накоротко в течение времени t_2, называется коэффициентом адсорбции, который выражают в процентах:

$$K_a = \frac{U_{ост}}{U_{зар}} 100\%.$$

Коэффициент K_a зависит от интервалов времени t_1, t_2, t_3 (рис. 1.8, *а*) и обычно уменьшается при увеличении емкости C.

Его значение при $t_1 = 15$ мин, $t_2 = 5$ с, $t_3 = 3$ мин у фторопластовых конденсаторов равно 0,01...0,05, у слюдяных — 2...5; у электролитических — 0,5...6; у керамических — 5...15. Для большинства конденсаторов, кроме электролитических, полярность напряжения не играет роли. *Электролитические конденсаторы* бывают как неполярными (К50-6), так и полярными. Это особый

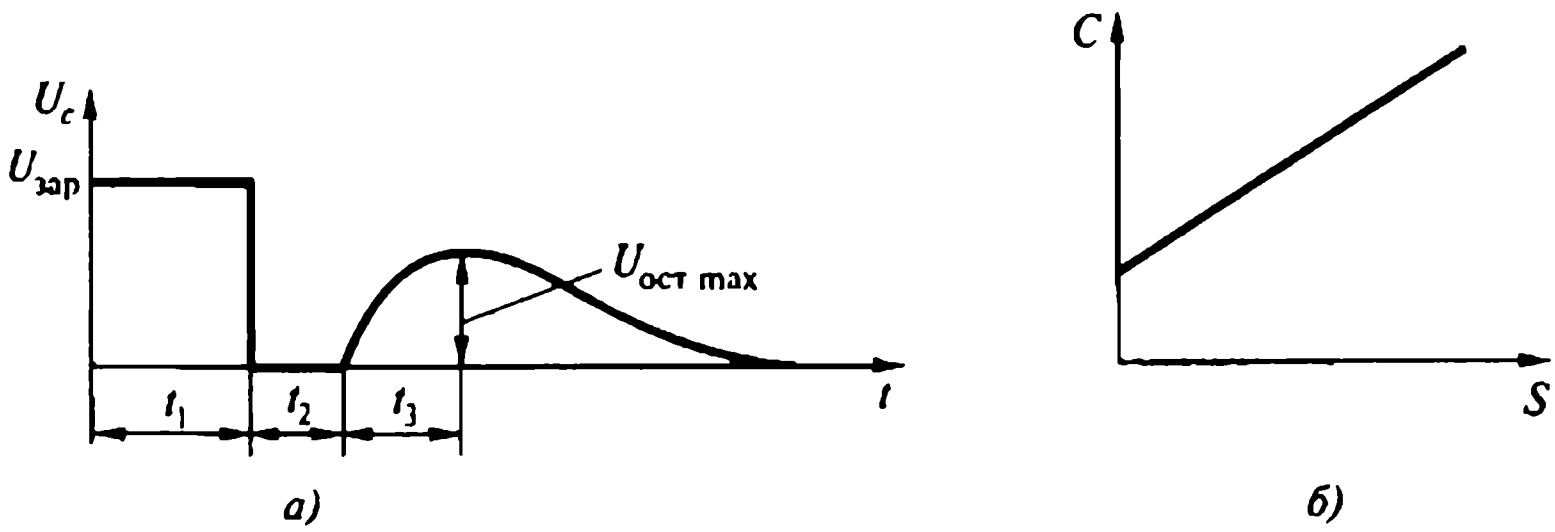


Рис. 1.8. Напряжение на конденсаторе при определении коэффициента K_t (*а*); изменение емкости C в зависимости от площади перекрытия пластин S (*б*); переменный конденсатор (*в*):
1 — статор; *2* — ротор

тип конденсаторов, в котором в качестве диэлектрика используется тонкий слой оксида металла. Он образуется на поверхности этого металла электролитическим путем за счет выделения кислорода у металлической поверхности, к которой при изготовлении приложен положительный потенциал. Толщина этого оксидного слоя зависит от напряжения, прикладываемого к металлу в процессе создания оксидного слоя (процессе формовки).

В связи с тем что слой оксида обладает вентильными свойствами, электролитические конденсаторы полярны. Подключение напряжения к ним должно вестись с учетом указанной на электродах полярности. В противном случае конденсатор выйдет из строя. Малая толщина диэлектрика, большая диэлектрическая проницаемость и возможность создания надежных оксидных слоев на большой площади позволяют изготовлять электролитические конденсаторы большой емкости.

Для электролитических конденсаторов важным параметром является ток утечки $I_{ут}$ (это электрический ток при постоянном напряжении, приложенном к нему):

$$I_{ут} = K\, C_{ном} U_{ном} + m,$$

где K и m — коэффициенты, зависящие от типа и емкости конденсатора: $K = 10^{-4}...2 \cdot 10^{-6}$; $m = 0...10^{-2}$ мА; $C_{ном}$, $U_{ном}$ — номинальные емкость, мкФ, и напряжение, В. Ток $I_{ут}$ определяется через минуту после подачи на конденсатор постоянного напряжения.

Различают полные и сокращенные условные обозначения конденсатора. *Полное* обозначение состоит из четырех элементов, например К10-25-100 пФ±10% М47-НМ-В ТУ. Первый элемент — сокращенное обозначение (К10-25); второй — значения основных параметров и характеристик (100 пФ±10% М47-НМ: 100 пФ — номинальная емкость; ±10% — допускаемое отклонение номинальной емкости, М47 — группа по температурной стабильности (условное обозначение ТКЕ), НМ — с отсутствием мерцания емкости); третий — обозначение климатического исполнения (В — всеклиматическое, Т — тропическое); четвертый — обозначение документа на поставку (ТУ).

Сокращенное обозначение состоит из трех элементов. Первый — буквы, характеризующие подкласс коденсаторов (К — постоянной емкости; КТ — подстроечные; КП — переменной емкости; КС — конденсаторные сборки); второй — цифры, характеризующие тип диэлектрика и назначение конденсатора, т. е. его группу; третий — порядковый номер разработки, например К10-25.

Для обозначения номинальной емкости, допустимого отклонения, группы по температурной стабильности применяют кодированное обозначение. Номинальная емкость характеризуется цифрой и буквой, указывающей на единицу измерений и представляющей собой множитель.

Так, буквы р, n, μ, m, F обозначают множители 10^{-12}, 10^{-9}, 10^{-6}, 10^{-3}, 1 соответственно для значений емкости, выраженной в фарадах (старое обозначение р, n, μ — п, н, м). За обозначением емкости следует буква, характеризующая допустимое отклонение (табл. 1.1), например 100 n*J* (емкость 100 нФ с допускаемым отклонением ±5%). Соответствующие обозначения номиналов имеют такой вид: 0,1 пФ — р10; 10 пФ — 10р; 100 пФ — 100р (n10); 590 пФ — 590р (n59); 1 нФ — 1н0; 100 нФ — 100n (μ10); 1 мкФ — 1μ0; 100 мкФ — 100μ (F10); 1 мФ — 1m0; 100 мФ — 100m (F10); 1 Ф — 1F0; 10 Ф — 10F.

В обозначении ТКЕ буквы означают его знак (М — минус, П — плюс, МП — близкое к нулю), а цифры указывают значение ТКЕ, например П100 (ТКЕ = $+100 \cdot 10^{-6}$ $К^{-1}$), М750 (ТКЕ = $= -750 \cdot 10^{-6}$ $К^{-1}$). Буква Н указывает на то, что ТКЕ не нормируется, а цифры после нее — на возможное изменение емкости в диапазоне допустимых температур, например Н20 (изменение емкости относительно измеренной при 20 °С не более ±20%).

Для обозначения ТКЕ часто используют цветной код. Цвет покрытия корпуса указывает на знак ТКЕ, а цвет кодировочного знака — на его значение, например: синий и серый цвета корпуса — положительный ТКЕ: голубой — близкий к нулю: красный и

зеленый — отрицательный ТКЕ; серый корпус с красным знаком — П60; красный с зеленым знаком — М330; зеленый без знака — М1500 и т.д. (табл. 1.2).

Предусмотрены кодированные обозначения ТКЕ латинскими буквами, например: П100-А; П60-G; П33-N; МПО-С; М33-Н; М47-М; М75-L; М150-Р; М220-R; М330-S; М470-Т; М750-U; М1500-V; М2200-К; Н10-В; Н20-Z; Н30-D;Н50-Х; Н70-Е; Н90-F.

Аналогично резисторам номинальные емкости конденсаторов соответствуют рядам предпочтительных значений, на которые имеются ГОСТы.

Таблица 1.2

Вид конденсатора	Значение ТКЕ на $1\,°C \cdot 10^{-6}$ в интервале температур (класс Б)	Интервал температур для ТКЕ, °С	Условные обозначения ТКЕ		
			буквами и цифрами	цветным кодом	
				цвет покрытия корпуса конденсатора	цвет кодировочного знака
Керамические, стеклокерамические, стеклянные	+(100 ± 40)	От 20 до 70	П100	Синий	Без знака
	+(60 ± 40)		П60	Серый	Красный
	+(33 ± 30)		П33	То же	Без знака
	0 ± 30		МПО	Голубой	Черный
	−(33 ± 30)		М33	То же	Коричневый
	−(47 ± 40)		М47	»	Без знака
	−(75 ± 40)		М75	»	Красный
	−(150 ± 40)		М150	Красный	Оранжевый
	−(220 ±40)		М220	То же	Желтый
	−(330 ± 60)		М330	»	Зеленый
	−(470 ± 90)		М470	»	Синий
	−(750 ±120)		М750	»	То же
	−(700 ± 20)		М700	»	Без знака
	−(1500±250)		М1500	Зеленый	То же
	−(1300±250)		М1300	То же	»
	−(2200±500)		М220	»	Желтый

Основные параметры постоянных конденсаторов

1. Номинальное значение емкости конденсатора.
2. Допускаемое отклонение действительной емкости от номинального значения (в %).
3. Тангенс угла потерь или добротность Q ($Q = 1/\mathrm{tg}\delta$).
4. Ток утечки (в основном для электролитических конденсаторов).

5. Сопротивление изоляции или постоянная времени саморазряда. Сопротивление изоляции определяют из формулы $R_{из} = U_0/I_{ут}$, где U_0 — постоянное напряжение, приложенное к конденсатору, вызвавшее ток $I_{ут}$.

6. Температурный коэффициент емкости.

7. Номинальное напряжение.

Переменные и подстроечные конденсаторы выполняются с механически или электрически изменяемой емкостью.

В конденсаторах с механически изменяемой емкостью одна группа пластин или пластина перемещается относительно других пластин или пластины, составляющих обкладки конденсатора. При этом может меняться или взаимное перекрытие пластин, или расстояние между ними. На практике в основном используют изменение взаимного перекрытия пластин. При этом легко получить линейное (см. рис. 1.8, *б*) или функциональное изменение емкости — в зависимости от перемещения подвижной части. Чаще всего применяют вращательное движение и одну обкладку конденсатора выполняют в виде ротора, а другую — статора (см. рис. 1.8, *в*). Известны также конструкции с линейно перемещающимися пластинами обкладок.

Промышленность выпускает переменные и подстроенные конденсаторы с воздушным, твердыми неорганическими (керамическими, слюдяными) и органическими (полистироловыми, полиэтиленовыми и т. д.) диэлектриками. При введении диэлектриков в зазор между подвижными и неподвижными обкладками конденсатора существенно увеличивается емкость и снижаются габаритные размеры. Однако при этом не удается избежать воздушных зазоров, значения которых не остаются стабильными. Поэтому при каждой новой установке ротора в одно и то же положение значения емкости несколько отличаются от предыдущих. Конденсаторы с твердым диэлектриком чаще всего используют в качестве подстроечных. Воздушные конденсаторы обычно применяют в тех цепях, в которых требуется хорошая повторяемость значений емкости.

Переменные и подстроечные конденсаторы различаются в основном конструктивным выполнением. *Переменные* конденсаторы имеют ручку, с помощью которой вращается подвижная часть. Их конструкция рассчитана на долговременную работу в режиме вращения ротора. У *подстроечных* конденсаторов подвижная часть, как правило, имеет шлиц для ее вращения отверткой и конструкция подвижной части упрощена. Она не рассчитана на долговременную работу в режиме вращения.

Максимальные значения емкости, которые можно получить у переменных конденсаторов, как правило, не превышают значе-

ний 600...5000 пФ, при этом воздушные зазоры между подвижными и неподвижными пластинами порядка 0,1...0,25 мм. Закон изменения емкости зависит от геометрической формы пластин.

Для переменных и подстроечных конденсаторов важны максимальная C_{max} и минимальная C_{min} емкости, коэффициент перекрытия по емкости $K_C = C_{max}/C_{min}$, tgδ и закон изменения емкости.

Кроме линейных конденсаторов некоторое распространение в электронике получили нелинейные конденсаторы, у которых емкость зависит от напряженности электрического поля и соответственно статические значения емкости $C = q/U$ (q — заряд емкости, U — напряжение на ней) и дифференциальные значения $C_{диф} = \mathrm{d}q/\mathrm{d}U$ не равны. Нелинейные конденсаторы, выполненные на основе сегнетоэлектриков (керамических диэлектриков со спонтанной поляризацией), получили название *варикондов*. Нелинейные конденсаторы на основе использования свойств *p-n*-перехода называют *варикапами*. Они рассмотрены в § 2.6.

Для керамических материалов, называемых *сегнетоэлектриками* (титанат бария, стронция, кальция и т. д.), характерны высокие значения относительной диэлектрической проницаемости и ее сильная зависимость от напряженности электрического поля (рис. 1.9) и температуры. Емкость конденсаторов с такими диэлектриками зависит от напряжения, приложенного к ним.

При практическом применении в основном используется зависимость дифференциальной емкости $C_{диф} = \mathrm{d}Q/\mathrm{d}U$ от значения приложенного напряжения. Так, если вариконд включить в цепь резонансного LC контура, то его резонансная частота при малой амплитуде колебаний $f_{рез} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{1/(LC_{диф})}$. Изменяя постоянное напряжение на вариконде с помощью источника, имеющего высокое внутреннее сопротивление (необходимо для того, чтобы источник не шунтировал конденсатор и индуктивность по переменной составляющей), можно управлять резонансной частотой контура (рис. 1.10).

Для нелинейных конденсаторов вводят понятие эффективной емкости

$$C_э = Q/U.$$

Эффективная емкость — это емкость такого линейного конденсатора, заряд которого Q при максимальном напряжении U равен заряду нелинейного конденсатора при том же напряжении.

Кроме того, иногда используют реверсивную емкость *С. Реверсивная* емкость — это усредненное в пределах амплитуды пере-

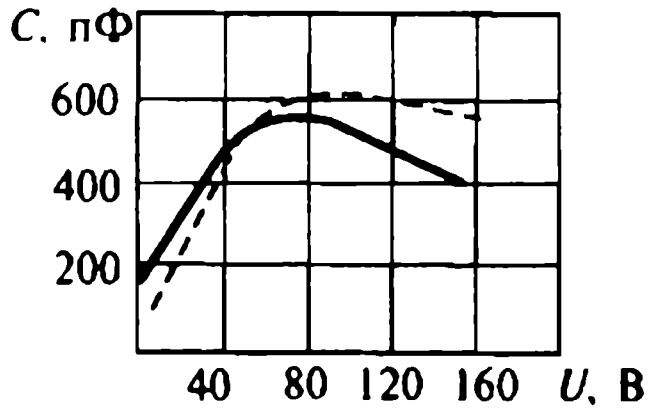


Рис. 1.9. Зависимость емкости варикондов от напряжения

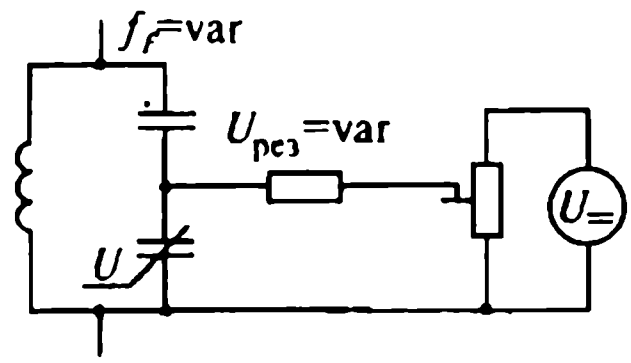


Рис. 1.10. Схема колебательного контура, резонансная частота которого управляется с помощью вариконда

менного напряжения, воздействующего на вариконд, значение дифференциальной емкости

$$C_p = \left.\frac{\Delta Q}{\Delta U}\right|_{U=\text{const}},$$

где U — постоянное напряжение, приложенное к вариконду; ΔQ, ΔU — изменения заряда и напряжения на вариконде под влиянием переменного сигнала.

Характеристики вариконда оценивают с помощью коэффициента нелинейности K:

$$K_1 = C_{max}/C_u \text{ или } K_2 = C_{30}/C_5,$$

где C_{max} — максимальное значение емкости; C_u — значение емкости при напряжении U (обычно $U = 5$ В); C_{30} и C_5 — емкости вариконда при напряжениях 30 и 5 В. Вариконды имеют значения емкостей от 100 пФ до 0,2 мкФ, при этом $K_1 \approx 2...6$; $K_2 \approx 2...2{,}5$ (на частоте 50 Гц). Номинальные напряжения варикондов достигают 250...300 В. В их обозначение входят буквы КН, цифры, соответствующие точке Кюри, и порядковый номер изделия, например КН75-5 — вариконд из материала с температурой точки Кюри 75 °С и порядковым номером 5. Условные обозначения конденсаторов показаны на рис. 1.11, *а*—*ж*.

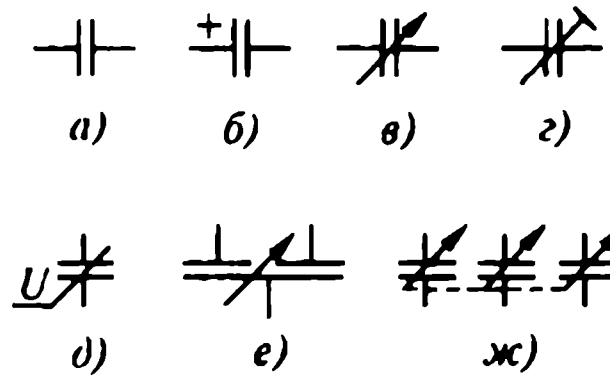


Рис. 1.11. Условные обозначения конденсаторов:
а — постоянной емкости; *б* — электролитический полярный; *в* — переменной емкости; *г* — подстроечный; *д* — вариконд; *е* — дифференциальный; *ж* — многосекционный

§ 1.3. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Катушки индуктивности, за исключением дросселей, предназначенных для использования в цепях питания, не являются комплектующими изделиями, как, например, резисторы и конденсаторы. Они изготовляются на сборочных заводах и имеют те параметры, которые необходимы для конкретных изделий.

Из-за трудностей микроминиатюризации, значительных массогабаритных показателей, плохой повторяемости характеристик и параметров, повышенной трудоемкости изготовления область их применения ограничена. Однако при создании ряда устройств электроники обойтись без них пока нельзя. При этом важным является то, что индуктивные компоненты с использованием существующей изоляции могут успешно работать при температуре до 200...500 °С.

Катушки индуктивности, как правило, имеют цилиндрическую или спиральную форму витков и выполняются как однослойными, так и многослойными. Характер намотки зависит от назначения катушки индуктивности. Так, для уменьшения межвитковых емкостей витки укладывают на каркас с определенным шагом или применяют специальные способы намотки, когда витки укладываются не параллельно, а под некоторым углом друг к другу (универсальная намотка).

Для увеличения значений индуктивности и повышения их добротности широко применяют магнитопроводы с постоянными или регулируемыми параметрами. Наиболее распространенные формы магнитопроводов — броневая и тороидальная (рис. 1.12, *а*, *б*). Регулирование параметров магнитопровода осуществляют с помощью подвижного сердечника *3* (рис. 1.12, *а*), который выполняют из ферромагнитного материала. При его перемещении меняются параметры магнитопровода и индуктивность катушки. В ряде случаев для подстройки катушек индуктивности внутрь их вводят только один подстроечный сердечник из ферромагнетика или диамагнетика. Диамагнетики (латунь, медь) используют только на высоких частотах (десятки — сотни мегагерц). В отличие от ферромагнетика при их введении индуктивность катушки уменьшается.

В катушках индуктивности, работающих на низких частотах (до 1 кГц), в качестве магнитопроводов обычно используют пермаллои. При этом магнитопровод, как правило, тороидальный, собранный из тонких колец ($h = 0{,}002...0{,}1$ мм) или навитый из ленты тех же толщин. На более высоких частотах (до нескольких мегагерц) широко применяют ферриты, причем их марка зависит от диапазона рабочих частот. На частотах свыше нескольких ме-

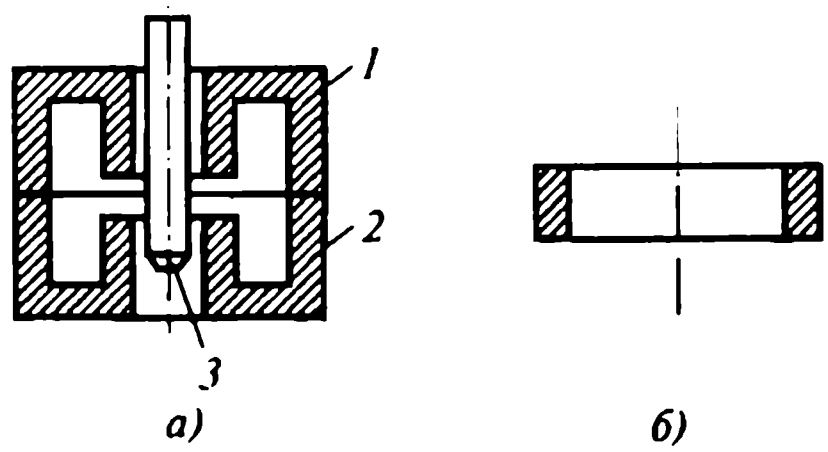


Рис. 1.12. Магнитопроводы катушек индуктивности:
а — броневой; *б* — тороидальный; *1*, *2* — чашки броневого магнитопровода; *3* — подстроечный сердечник

гагерц используют катушки индуктивности, имеющие только подстроечные сердечники или вообще не имеющие их.

Точный расчет значений индуктивности представляет собой сложную полевую задачу.

При ориентировочных расчетах можно использовать приближенные формулы. Для однослойной цилиндрической катушки, намотанной виток к витку или с шагом, индуктивность (микрогенри)

$$L \approx \frac{0{,}001 d W^2}{l/d + 0{,}44},$$

где d, l — диаметр и длина катушки, мм; W — число витков.

Для многослойной катушки (микрогенри)

$$L \approx \frac{0{,}008 d_{ср}^2 W^2}{3d_{ср} + 9l + 10h},$$

где $d_{ср} = \frac{d_{нар} + d_{вн}}{2}$ ($d_{нар}$, $d_{вн}$ — наружный и внутренний диаметры катушки, мм); l, h — длина и высота катушки; W — число витков.

При наличии магнитопровода сначала находят его магнитное сопротивление. Для этого определяют, по какому пути замыкаются магнитные силовые линии, и оценивают магнитные сопротивления отдельных участков. Суммируя их, находят общее магнитное сопротивление магнитной цепи Z_M и затем с помощью формулы $L = W^2/Z_M$ вычисляют значение индуктивности. Так, например, в броневом магнитопроводе (см. рис. 1.12, *а*) магнитные силовые линии замыкаются так, как показано на рис. 1.13, *а* (поток Ф). Магнитопровод условно разделен на участки, магнит-

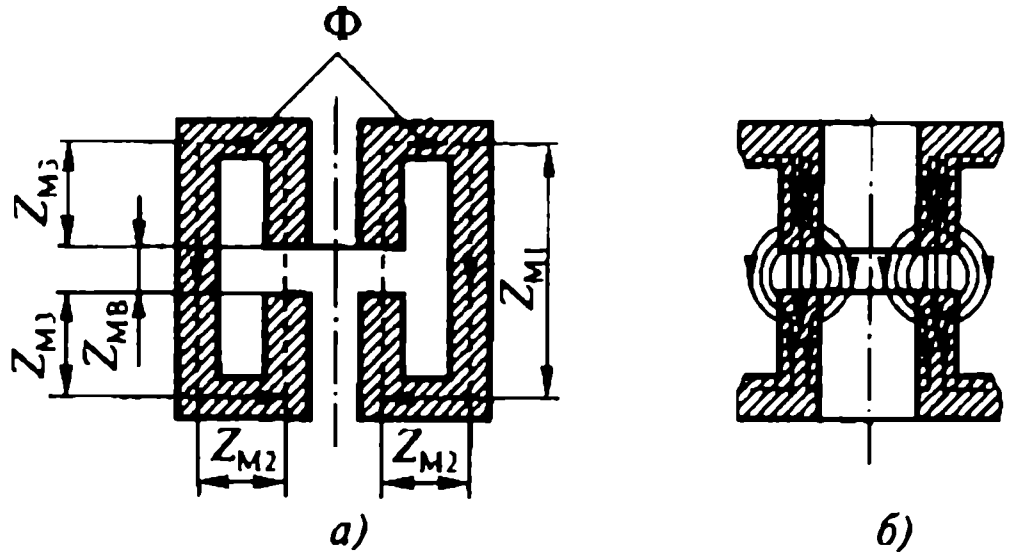


Рис. 1.13. Пример разбивки магнитопровода на участки (*а*); выпучивание магнитного потока около воздушного зазора (*б*)

ные сопротивления которых Z_{M1}, Z_{M2}, Z_{M3}, Z_{MB}, где Z_{M1} — магнитное сопротивление внешней стенки; Z_{M2} — магнитное сопротивление оснований; Z_{M3} — магнитные сопротивления участка внутренней стенки; Z_{MB} — магнитное сопротивление воздушного зазора. Для их нахождения используют формулу

$$Z_{Mn} = \frac{l_{cpn}}{\mu_r \mu_0 S},$$

где $l_{cp\,n}$ — средняя длина магнитной силовой линии на n-м участке; S — площадь поперечного сечения; μ_r — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода на n-м участке; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Среднюю длину магнитной силовой линии обычно находят приближенно для конкретного участка. В ряде случаев и площадь S приходится вычислять приближенно, заменяя изменяющуюся по длине площадь на ее эквивалентное значение. При определении Z_{MB} относительная магнитная проницаемость равна единице: $\mu_r = 1$.

Изложенное дает общее представление о подходе, используемом при расчете катушек индуктивности с ферромагнитными магнитопроводами. На практике иногда приходится учитывать и распределенный характер обмоток, и то, что магнитный поток через воздушный зазор распространяется не совсем так, как показано на рис. 1.13, *а*. Вблизи воздушного зазора наблюдается выпучивание магнитного потока (рис. 1.13, *б*). Учет всех этих факторов представляет собой сложные самостоятельные задачи. Отметим, что при расчете катушек индуктивности сигнальных цепей в качестве относительной магнитной проницаемости целесообразно использовать комплексную магнитную проницаемость

$$\mu_, = \mu' - j\mu'',$$

где μ', μ'' — действительная и мнимая составляющие комплексной проницаемости.

Комплексная магнитная проницаемость определяется экспериментально для данного магнитного материала. Ее действительная часть характеризует индуктивность, а мнимая — потери в материале магнитопровода. Действительно, индуктивное сопротивление катушки индуктивности

$$\underline{Z} = j\omega\underline{L} = j\omega\frac{W^2(\mu' - j\mu'')\mu_0 S}{l} = j\omega\frac{W^2\mu'\mu_0 S}{l} + \frac{\omega W^2\mu''\mu_0 S}{l}$$

или $\underline{Z} = j\omega L' + R'_{пот}$,

где $L' = \dfrac{W^2\mu'\mu_0 S}{l}$; $R'_{пот} = \dfrac{\omega W^2\mu''\mu_0 S}{l}$.

Таким образом, при использовании комплексной проницаемости индуктивность получается комплексной и состоит из включенных последовательно индуктивности L' и активного сопротивления $R'_{пот}$, значение которого зависит от частоты.

Для проведения электрических расчетов используют одну из эквивалентных схем, приведенных на рис. 1.14, *а*, *б*. В них учтены активное сопротивление провода $r_{пр}$, индуктивность L, потери в магнитопроводе $R_{пот}$ и емкость C. С помощью эквивалентной емкости C учитывают наличие межвитковых емкостей, емкости выводов катушки, емкости отдельных витков относительно окружающей его арматуры. Следует отметить, что L и L', $R_{пот}$ и $R'_{пот}$ не равны друг другу. Поэтому эти параметры должны быть привязаны к определенной эквивалентной схеме.

Важнейшим параметром катушки индуктивности является добротность, которая равна отношению мнимой части X ее полного сопротивления к действительной части R:

$$Q = X/R.$$

Значение добротности зависит от частоты. Если ферромагнитный магнитопровод отсутствует ($R_{пот} \to \infty$; $R'_{пот} \to 0$), а емкость C достаточно

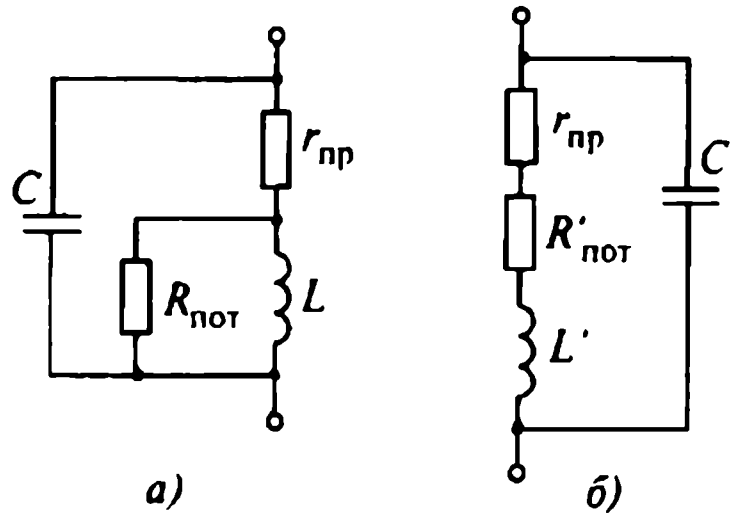


Рис. 1.14. Упрощенные эквивалентные схемы катушек индуктивности:

а — сопротивление потерь включено параллельно с индуктивностью; *б* — сопротивление потерь включено последовательно с индуктивностью

мала, то добротность зависит от соотношения между индуктивностью L и активным сопротивлением провода $r_{пр}$ и увеличивается при повышении частоты. Однако на частотах порядка нескольких мегагерц из-за проявлений поверхностного эффекта активное сопротивление провода увеличивается и добротность снижается.

Для снижения $r_{пр}$ обмотки катушек стремятся наматывать достаточно толстым проводом (излишне большой диаметр может привести даже к увеличению $r_{пр}$ на высоких частотах из-за проявления эффекта близости), применять специальный многожильный провод (литцендрат). Магнитопроводы и сердечники выбирают с малыми потерями на вихревые токи и гистерезис.

Для уменьшения емкости катушки изготовляют секционированными, по возможности разносят витки с максимальной разностью потенциалов, уменьшают объем диэлектрика в электрическом поле катушки (например, используют каркасы со специальными проточками), экраны располагают дальше от обмотки.

Температурные изменения индуктивности катушек без ферромагнитных сердечников сравнительно невелики и зависят от стабильности геометрических размеров. При наличии ферромагнитных сердечников необходимо учитывать температурный коэффициент магнитной проницаемости, который у разных материалов лежит в пределах 0,005...1%/°С.

Одна из разновидностей катушек индуктивности носит название *дросселей*. Их основное назначение — обеспечить большое сопротивление для переменных токов и малое для постоянных или низкочастотных токов.

Различают дроссели низкой и высокой частот. Дроссели низкой частоты используются в выпрямительных устройствах для создания фильтров, сглаживающих пульсации. Их применяют тогда, когда источник питания должен отдавать большой ток (амперы — сотни ампер) и требуется получить малые пульсации постоянного напряжения. Дроссель низкой частоты наматывается аналогично силовым трансформаторам с использованием тех же магнитопроводов (см. § 1.4). Его основное отличие от трансформаторов заключается в том, что в магнитной цепи магнитопровода делается воздушный зазор $h = 0{,}05...0{,}1$ мм. Наличие его предохраняет магнитную цепь от насыщения постоянным током, значения которого достаточно велики, так как дроссель включают в цепь последовательно с сопротивлением нагрузки. Индуктивность и активное сопротивление дросселей низкой частоты рассчитывают исходя из параметров, которые необходимо получить у источника питания. При этом всегда необходимо знать значение постоянного тока нагрузки.

Дроссели низкой частоты выпускаются серийно. Их обозначения: Д1 — Д274 — дроссели унифицированные, низкочастотные;

Д, Др — дроссели фильтров для бытовой радиоаппаратуры. В ряде случаев они имеют две обмотки: основную и компенсационную. Компенсационная обмотка при необходимости может соединяться последовательно с основной согласно или встречно. При согласном соединении (начало компенсационной с концом основной) индуктивность дросселя увеличивается, при встречном (концы или начала соединены вместе) — уменьшается.

Дроссели *высокой* частоты используют в высокочастотных электронных цепях, где пропускают токи только относительно низких частот. Они представляют собой катушки индуктивности, намотанные внавал или с определенным шагом на диэлектрический каркас. При этом стремятся, чтобы их емкость была минимально возможной, а индуктивность — не менее требуемой.

Основные параметры катушек индуктивности

1. Номинальная индуктивность катушки (значение индуктивности, являющееся исходным для отсчета отклонений).
2. Допускаемое отклонение индуктивности катушки (разность между предельным и номинальным значениями индуктивности).
3. Номинальная добротность катушки индуктивности (значение добротности при номинальном значении индуктивности).
4. Эффективная индуктивность (значение индуктивности, определенное с учетом влияния собственной емкости, собственной индуктивности и изменения начальной проницаемости сердечника).
5. Начальная индуктивность (значение индуктивности, определенное на низкой частоте, где отсутствует влияние собственной емкости).
6. Температурный коэффициент индуктивности катушки (TKL) — отношение относительного изменения индуктивности $\Delta L/L$ к интервалу температур ΔT, вызвавшему это изменение:

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

7. Температурная нестабильность индуктивности катушки (относительное изменение индуктивности, вызванное изменением температуры).
8. Температурный коэффициент добротности (ТКД) — отношение относительного изменения добротности $\Delta Q/Q$ к интервалу температур ΔT, вызвавшему это изменение:

$$\mathrm{ТКД} = \frac{\Delta Q}{Q \Delta T}.$$

9. Собственная емкость катушки индуктивности (электрическая емкость), составляющая с ее индуктивностью резонансный контур, измеренная на частоте собственного резонанса.

10. Рабочий диапазон температур (максимальная и минимальная температуры).

Для дросселей, используемых в цепях питания, важны ток подмагничивания I_0, индуктивность L, сопротивление обмотки дросселя постоянному току.

§ 1.4. ТРАНСФОРМАТОРЫ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Трансформаторами называются статические устройства, обеспечивающие преобразования параметров переменных напряжений и токов. Трансформаторы позволяют: изменять уровни и фазу напряжений (токов); согласовывать сопротивления источника сигнала и нагрузки; разделять цепи по постоянному току; изменять форму переменного напряжения (тока).

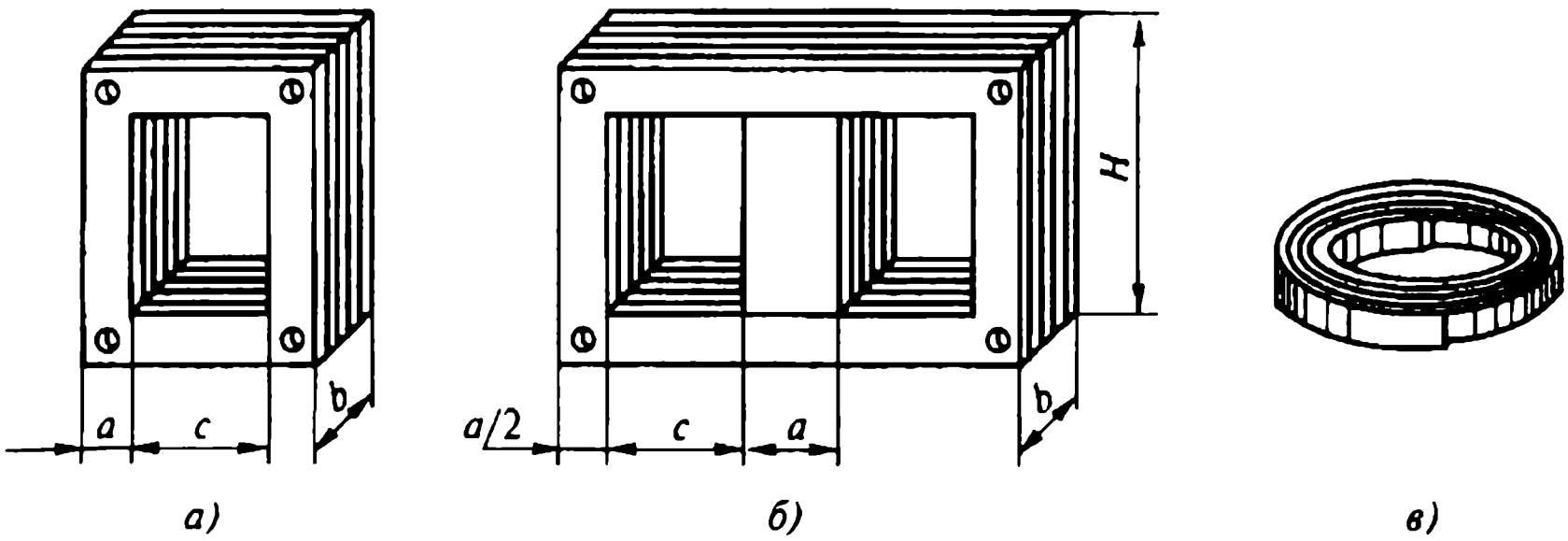
В настоящее время преимущественно применяются электромагнитные трансформаторы, принцип работы которых основан на преобразовании энергии электрического поля в энергию магнитного поля и обратном преобразовании последней. Тем самым осуществляется передача электрической энергии из одной цепи в другую. Такой трансформатор состоит из ферромагнитного магнитопровода и расположенных на нем обмоток. Обмотка, подключаемая к первичной питающей сети (источнику сигнала), называется *первичной*, а обмотки, к которым подключаются цепи нагрузки,— *вторичными*.

Различают трансформаторы питания электронной аппаратуры и сигнальные трансформаторы.

Трансформаторы питания электронной аппаратуры — это трансформаторы малой мощности, предназначенные для преобразования напряжения электрической сети в напряжения, необходимые для питания электронных устройств.

Сигнальные трансформаторы — это трансформаторы малой мощности, предназначенные для точной передачи, преобразования, а иногда и запоминания электрических сигналов. Их подразделяют на входные (обеспечивающие согласование входных сопротивлений электронных узлов и источников сигнала), выходные (обеспечивающие согласование выходных сопротивлений электронных устройств с сопротивлениями нагрузок) и импульсные (обеспечивающие преобразование и формирование импульсных сигналов).

Магнитопроводы трансформаторов электронной аппаратуры имеют различные конфигурации. Широко используются стержневые, броневые и тороидальные конструкции (рис. 1.15).



а) *б)* *в)*

Рис. 1.15. Магнитопроводы трансформаторов:
***а* — стержневой; *б* — броневой; *в* — тороидальный (кольцевой)**

Трансформаторы со *стержневыми* магнитопроводами (рис. 1.15, *а*) имеют неразветвленную магнитную цепь, обладают относительно большим значением потока рассеивания и лучшими условиями охлаждения обмоток, так как они располагаются на разных стержнях. Такие конструкции менее чувствительны к внешним магнитным полям, в связи с тем что ЭДС помехи, наводимые в обеих катушках, противоположны по знаку и частично или полностью уничтожаются. Указанные преимущества делают их предпочтительными при изготовлении трансформаторов большой мощности. Недостатки их — большие потоки рассеивания и большие, чем у броневых трансформаторов, массогабаритные показатели. *Броневые* трансформаторы (рис. 1.15, *б*) имеют разветвленную магнитную цепь. Обмотки располагаются на среднем стержне. Такие трансформаторы относятся к числу наиболее простых и дешевых в производстве. Недостатками их являются относительно высокая чувствительность к наводкам, большая величина потока рассеивания и плохое охлаждение обмоток.

Трансформаторы на *тороидальных сердечниках* (рис. 1.15, *в*) наиболее сложные и дорогие. Основными преимуществами их являются весьма малая чувствительность к внешним магнитным полям и малое значение потока рассеивания. Обмотки в трансформаторах тороидальной конструкции наматывают равномерно по всему тору, что позволяет еще более уменьшить магнитные потоки рассеивания.

Для уменьшения потерь на вихревые токи магнитопроводы изготовляют из тонких пластин трансформаторной стали (шихтованные), покрытых с одной стороны слоем изолирующего лака или оксида. Сборка сердечника из пластин, толщина которых меньше 0,1...0,2 мм, неудобна и плохо поддается автоматизации. В случаях тонкого магнитного материала удобнее и дешевле ока-

зываются «витые сердечники», навиваемые из стальной ленты необходимой толщины. Их часто называют *ленточными*.

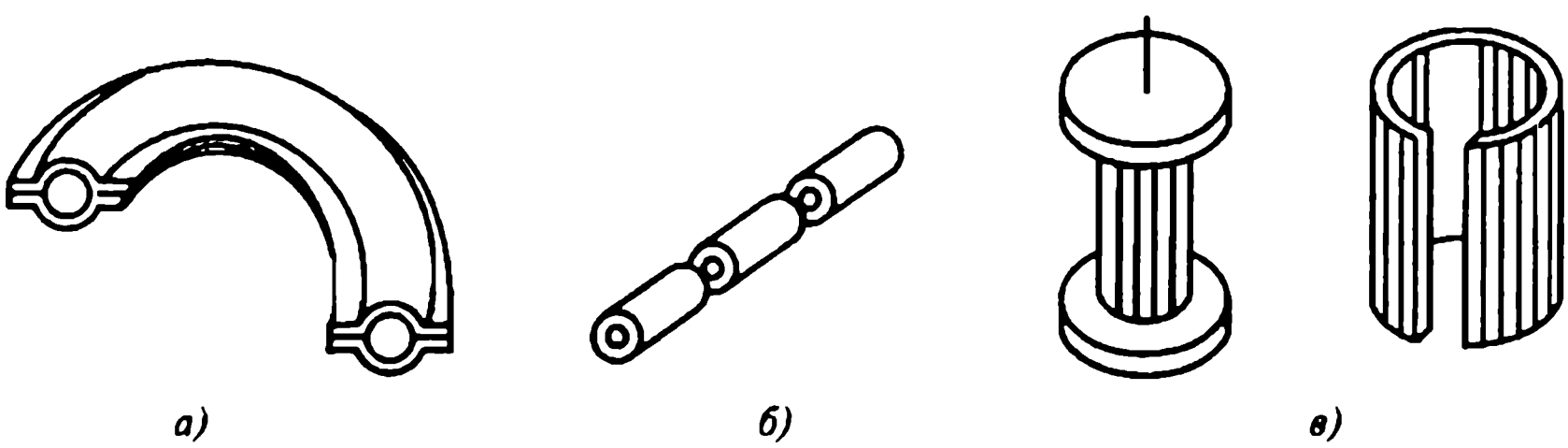
Пластинчатые магнитопроводы собирают из отдельных пластин встык или внахлест. При сборке встык все пластины составляются вместе и собираются одинаково. Магнитопровод состоит из двух частей, которые соединяются вместе. Это облегчает сборку и разборку трансформатора и позволяет получить воздушные зазоры, необходимые для нормальной работы дросселя низкой частоты. При сборке внахлест пластины чередуются так, чтобы у соседних пластин разрезы были с разных сторон. При этом уменьшается магнитное сопротивление магнитопровода, но трудоемкость сборки увеличивается.

Броневые и стержневые ленточные магнитопроводы изготовляют, как правило, из холоднокатаной стали и собирают встык из двух отдельных половин подковообразной формы.

Ленточные магнитопроводы по сравнению с пластинчатыми допускают применение на 20...30% большей магнитной индукции, имеют лучшее заполнение объема магнитопровода обмотками, меньшие электромагнитные потери и повышенный КПД.

Магнитопроводы для трансформаторов изготовляют нескольких типов: броневые ленточные — ШЛ — с наименьшей массой, ШЛМ — со сниженным расходом меди, ШЛО — с увеличенной шириной окна, ШЛП — с наименьшим объемом, ШЛР — наименьшей стоимости; стержневые ленточные — ПЛВ — с наименьшей массой, ПЛМ — с уменьшенным расходом меди, ПЛР — наименьшей стоимости; тороидальные ленточные с наименьшей массой — ОЛ.

Известны также трансформаторы, в которых магнитопроводы выполнены в виде полого кольца, внутри которого располагаются обмотки — обращенный тор (рис. 1.16, *а*), в форме трубки — кабельные (рис. 1.16, *б*), в форме шпули (рис. 1.16, *в*). Конструкции трансформаторов с магнитопроводами кабельного типа и типа «шпуля» показаны на рис. 1.17, *а*, *б*.



а) *б)* *в)*

Рис. 1.16. Магнитопроводы типов:
а — обращенный тор; *б* — кабельные; *в* — шпули

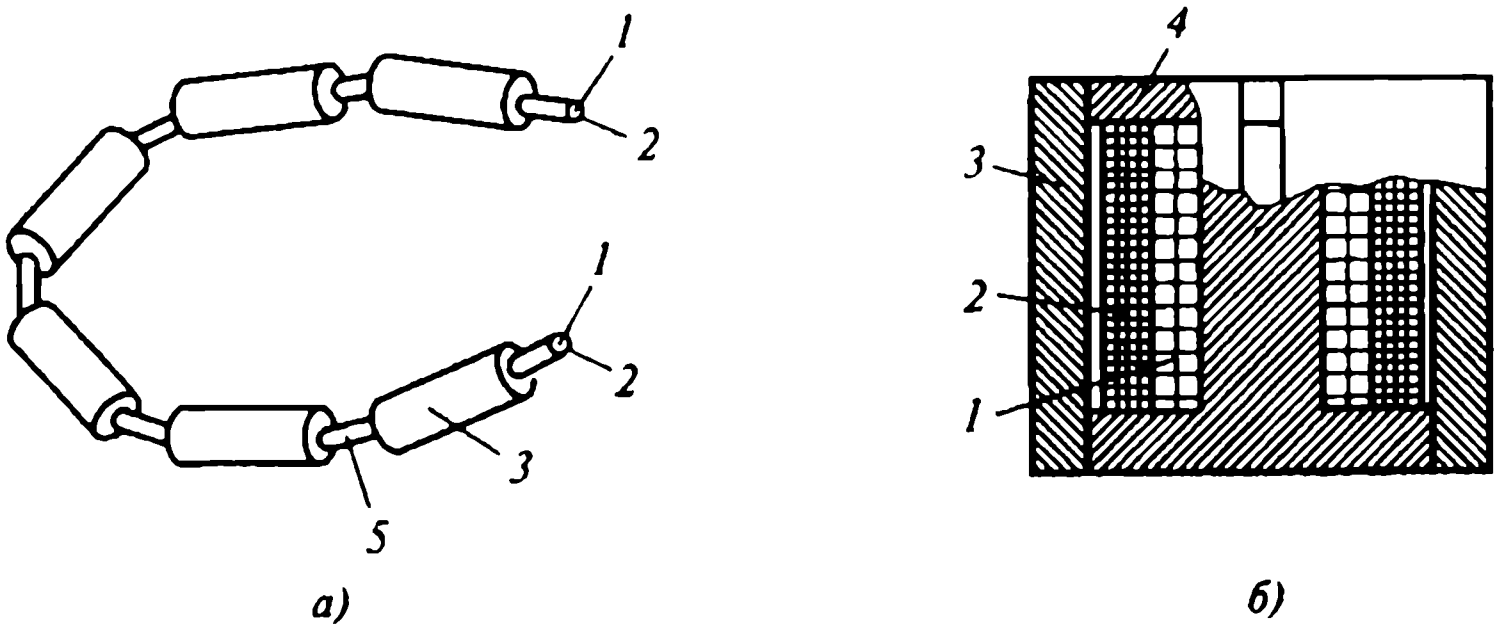


Рис. 1.17. Конструкция трансформаторов:
а — с кабельным магнитопроводом; *б* — типа шпули; *1*, *2* — обмотки; *3*, *4* — магнитопровод; *5* — трубка из диэлектрика

Свойства трансформатора определяются магнитными свойствами материала магнитопровода, который должен иметь минимальное магнитное сопротивление для основного потока. На рис. 1.18, *а*, *б* изображена типичная зависимость магнитной индукции B от напряженности H магнитного поля, соответствующая изменению H от $-H_m$ до $+H_m$. Изображенная гистерезисная петля называется предельной. Она получается, если амплитуда H_m достаточно велика. Основная кривая намагничивания, показанная на рисунке пунктирной линией, является важной характеристикой магнитного материала и представляет собой геометрическое место вершин частных симметричных петель гистерезиса, соответствующих различным величинам H_m. При наличии в функциях $H(t)$ или $B(t)$ постоянной составляющей соответствующая петля гистерезиса несимметрична. Материал магнитопроводов характеризуется следующими основными параметрами: индукцией

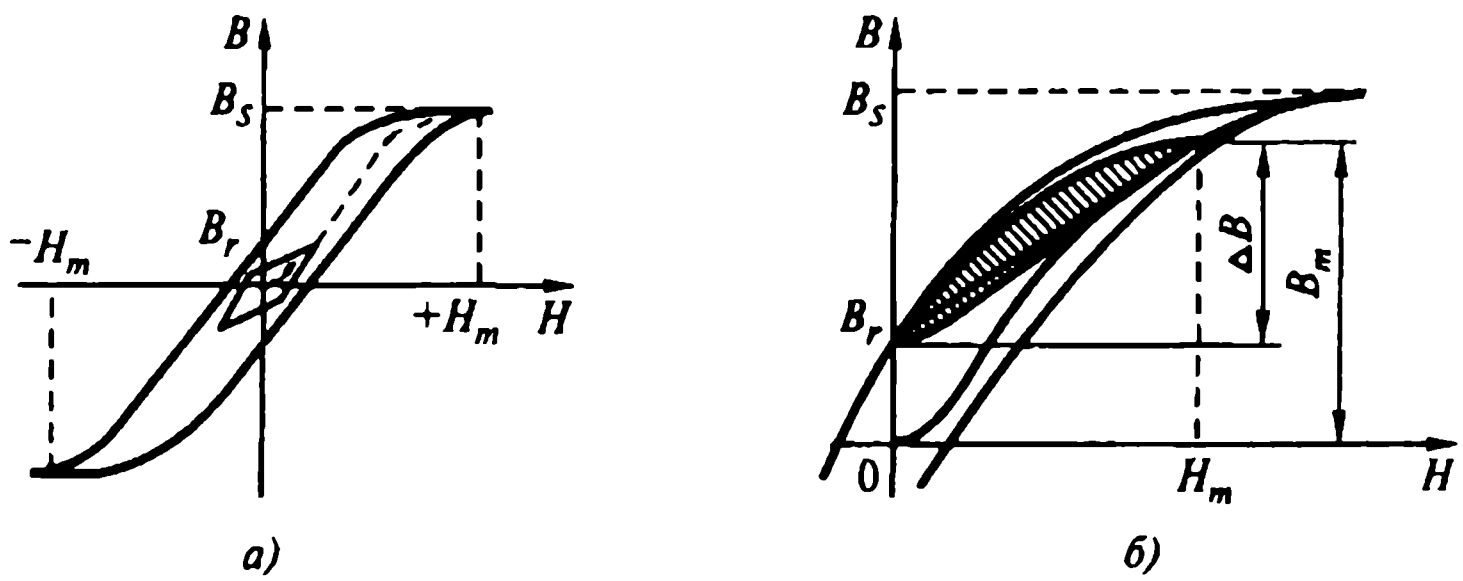


Рис. 1.18. Кривые перемагничивания магнитопровода ИТ

насыщения B_s, остаточной индукцией B_r, магнитной проницаемостью $\mu = B/H$ и площадью петли гистерезиса. Применяются материалы, имеющие большие значения магнитной проницаемости μ и индукции насыщения B_s, а также малую площадь петли гистерезиса, определяющей величину тепловых потерь в магнитопроводе.

Выбор материала (электротехнические стали, пермаллои, ферриты) зависит от назначения и свойств трансформатора. Для низкочастотных силовых трансформаторов используют холоднокатаные текстурированные ленточные стали, например 3411, 3421 и др. Они имеют пониженные удельные потери, высокую индукцию насыщения, высокую магнитную проницаемость в средних и сильных полях.

Для сигнальных трансформаторов широко применяются пермаллои 50НП, 79НМ, 80НХС и т. д., причем сплавы 79НМ и 80НХС ввиду малой индукции насыщения ($B_s \approx 0{,}7$ Тл) не рекомендуют использовать в цепях, где имеет место подмагничивание постоянным током. Ферриты используются обычно в трансформаторах, работающих на повышенных частотах (выше нескольких десятков килогерц). Их применение ограничено из-за низкой индукции насыщения (0,4...0,5 Тл) и сильной температурой зависимости параметров. В основном используются марганец-цинковые ферриты марок 6000 НМ, 4000 НМ, 2000 НМ, 1500 НМ3, 1000 НМ3, 700 НМ (первые цифры указывают номинальные значения магнитной проницаемости μ магнитного материала).

Расчет трансформатора в общем случае представляет задачу, в которой число неизвестных больше числа связывающих их уравнений. Ввиду этого приходится задаваться некоторыми исходными электромагнитными и конструктивными величинами на основе опыта ранее спроектированных трансформаторов. В настоящее время для многих условий разработаны унифицированные трансформаторы. Поэтому необходимо определить возможность применения этих трансформаторов для заданных условий и требований. Если это не удается, то исходя из условий работы должна быть определена конструкция трансформатора, выбран материал сердечника, определены числа витков обмоток, диаметры их проводов и другие параметры неунифицированного трансформатора. При этом, как правило, должны быть учтены требования к определенным технико-экономическим показателям, которые зависят от назначения трансформатора. При проектировании трансформаторов для летательных аппаратов они должны иметь минимальные удельные массу и объем. Требованию наименьшей стоимости должны отвечать трансформаторы стационарной аппаратуры, выпускаемой большими сериями, и т. д.

Инженерный расчет трансформатора состоит из четырех этапов: 1) выбор типа трансформатора и его принципиальной конструкции; 2) выбор и расчет магнитопровода с определением его основных размеров; 3) электрический, конструктивный расчеты; 4) поверочный расчет.

В проектировании трансформатора любого назначения существенным является выбор магнитопровода, эта операция сводится к решению следующих двух задач: выбор типа, конструкции, материала магнитопровода; выбор (расчет) типоразмера магнитопровода.

Для маломощных трансформаторов источников питания электронной аппаратуры типоразмер магнитопровода определяется по так называемой электромагнитной мощности P (на одну фазу): $P = C_p P_{\text{габ}}$, где C_p — коэффициент, учитывающий отношение между электромагнитной и вторичной мощностями (выбирают из специальных таблиц); $P_{\text{габ}}$ — габаритная мощность.

Габаритная мощность $P_{\text{габ}}$ равна полусумме мощностей всех обмоток $\sum_{i=1}^{n} P_i$, включая первичную:

$$P_{\text{габ}} = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_i}{2}.$$

Мощность первичной обмотки зависит от значения намагничивающего тока и схемы выпрямления. Для наиболее распространенных схем выпрямления ее можно считать равной для схем:

$$\text{однополупериодной } P_1 = \frac{\sum_{i=2}^{n} P_i}{1{,}2};$$

$$\text{двухпериодной } P_1 = \frac{\sum_{i=2}^{n} P_i}{1{,}41};$$

$$\text{мостовой } P_1 = \sum_{i=2}^{n} P_i.$$

По значению электромагнитной или габаритной мощности из специальных таблиц, имеющихся в литературе по расчету трансформаторов, находят размеры магнитопровода. При этом также

учитывают заданные заранее допустимую температуру перегрева обмоток (70 °С для бортовой аппаратуры, 55 °С для наземной, 45 °С при повышенном сроке службы и сниженной стоимости) и допустимую нестабильность напряжений, которая зависит от типа аппаратуры.

После выбора размеров магнитопровода проводят электрический расчет. Для этого определяют электродвижущую силу e, индуцируемую в одном витке:

$$e = 4{,}44 B f S_c K_c,$$

где B — выбранная магнитная индукция в магнитопроводе; f — частота; S_c — площадь сечения магнитопровода, $S_c = ab$ (см. рис. 1.15); K_c — коэффициент заполнения площади сечения магнитопровода сталью, $K_c = 0{,}8...0{,}95$.

Затем находят числа витков W в обмотках: $W_i = U_i/e$ (U_i — напряжение на i-й обмотке). Определяют диаметры или сечения проводов обмоток, подсчитывают числа витков в слое, количество слоев, размеры катушки.

При определении сечения проводов $S_{пр}$ исходят из допустимой плотности тока J, значения которой зависят от конструкции трансформатора и его мощности: $S_{пр} = I_i/J$.

Значения J также приведены в таблицах для определенных размеров магнитопровода. При их отсутствии можно брать $J = 2$ А/мм^2, что гарантирует обмотки от перегрева даже при плохом охлаждении.

После электрического и конструктивного проводят поверочный расчет: уточнение токов, падения напряжения на обмотках, значения магнитной индукции, определение температуры перегрева. Если требуемые параметры обеспечить не удается, то выбирают следующий больший типоразмер магнитопровода и повторяют расчет.

Сигнальные трансформаторы, обеспечивающие точную передачу аналоговых информационных сигналов, проектируют так, чтобы вносимые ими частотные и нелинейные искажения не превышали заданных при коэффициентах трансформации, требуемых для согласования сопротивлений источников сигнала и нагрузок. Частотные искажения сигнала наблюдаются как в области низких, так и в области высоких частот. В области низких частот они обусловлены малым значением сопротивления взаимоиндуктивности M (рис. 1.19, *а*), в результате чего определенная часть электрического тока, созданного входным сигналом, ответвляется в нее. В области высоких частот частотные искажения обусловлены наличием у обмоток индуктивностей рассеивания L_s, электромагнитными потерями в магнитопроводе $R_{пот}$, а также наличием у обмоток и

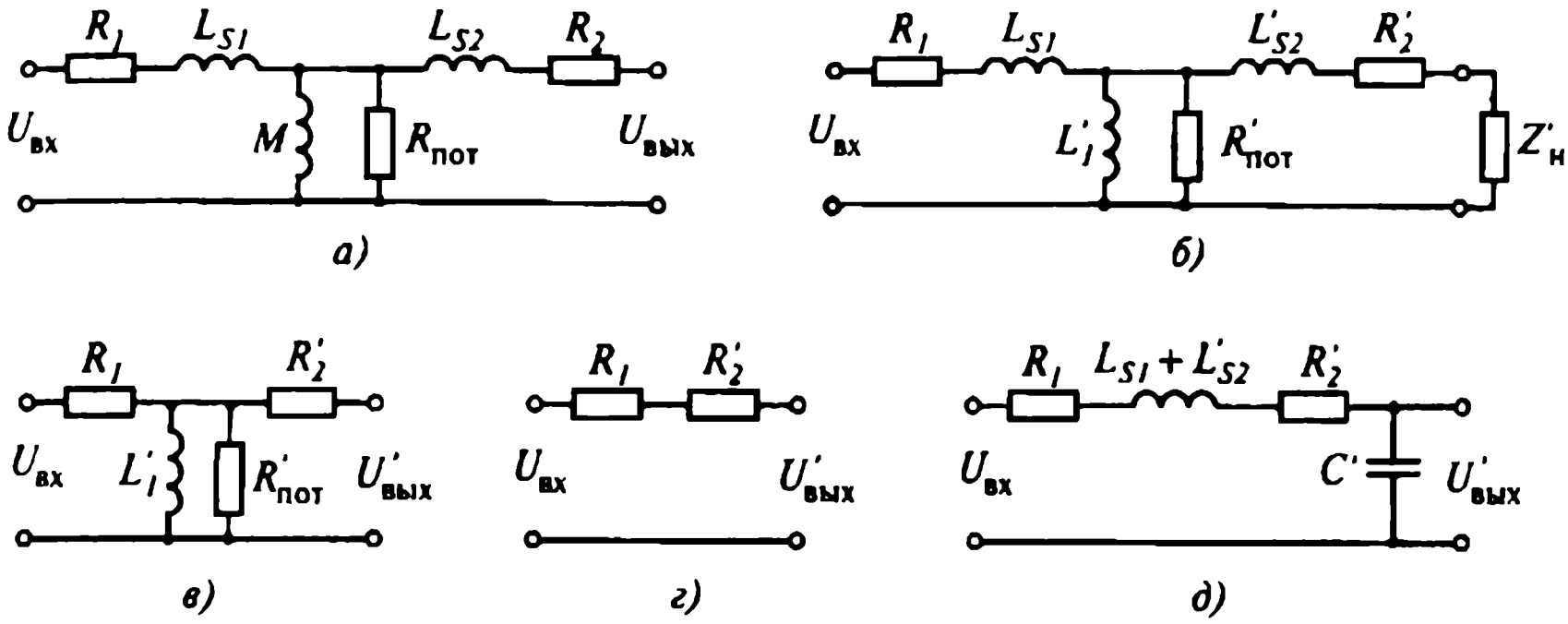


Рис. 1.19. Эквивалентные схемы:

а — трансформатора; *б* — приведенного трансформатора; *в* — для областей низких частот; *г* — средних; *д* — высоких частот; R_1, R_2 — активные сопротивления провода обмоток; L_{s1}, L_{s2} — индуктивности рассеяния обмоток; M — взаимоиндуктивность; $R_{пот}$ — сопротивление, отражающее наличие потерь в магнитопроводе; C' — приведенная собственная емкость трансформатора

между обмотками паразитных емкостей C. Учесть емкости достаточно сложно из-за того, что они имеют распределенный характер и существенно меняются в зависимости от технологии изготовления обмоток. Но с их наличием приходится считаться. На эквивалентной схеме приведенного трансформатора для области высоких частот (рис. 1.19, *д*) часто вводят приведенную собственную емкость C' (иногда емкость подключают параллельно взаимоиндуктивности или подключают к входным и выходным зажимам).

Для упрощения часто используют эквивалентные схемы трансформатора для областей низких (рис. 1.19, *в*), средних (рис. 1.19, *г*), высоких (рис. 1.19, *д*) частот и эквивалентную схему, приведенную к первичной обмотке (рис. 1.19, *б*).

Нелинейные искажения обусловлены тем, что взаимоиндуктивность M и сопротивление потерь $R_{пот}$ зависят от значения магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора: $M = f(B)$, $R_{пот} = f(B)$. В результате этого соотношение между сопротивлениями эквивалентной схемы меняется в зависимости от уровня входного сигнала, а соответственно изменяется коэффициент трансформации трансформатора. Это приводит к искажениям формы выходного сигнала, которые называются *нелинейными искажениями.*

Математическая модель двухобмоточного трансформатора в общем случае имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{вх} \\ \dot{U}_{вых} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0 & j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0 \\ j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0 & \underline{Z}_2^0 + j\omega W_2^2 \underline{\Lambda}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}, \qquad (1.1)$$

где $\underline{Z}_1^0 = R_1 + j\omega L_{s1}$; $\underline{Z}_2^0 = R_2 + j\omega L_{s2}$; $W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0 = M$; $W_1^2 \underline{\Lambda}_0 = L_1'$, $\underline{\Lambda}_0$ — магнитная проводимость магнитопровода для магнитного потока, пронизывающего все обмотки, $\underline{\Lambda}_0 = 1/\underline{Z}_м$; $\underline{Z}_м$ — магнитное сопротивление магнитопровода (находят аналогично тому, как рассмотрено в § 1.3 для катушек индуктивности); W — число витков обмоток; M — комплексная взаимоиндуктивность, в которой учтено наличие потерь в магнитопроводе ($R_{пот}$) L_1' — комплексная индуктивность намагничивания приведенного трансформатора, в которой учтено наличие потерь в магнитопроводе ($R_{пот}$).

Если вторичная обмотка трансформатора работает на холостом ходу ($Z_н \to \infty$), то ток $I_2 = 0$ и, преобразовав (1.1), можно записать

$$W(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0}{\underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0}. \qquad (1.2)$$

Из (1.2) видно, что в общем случае даже на холостом ходу коэффициент передачи трансформатора $W(j\omega)$ отличается от коэффициента трансформации $n = W_2/W_1$, и только если выполняется условие $\left|\underline{Z}_1^0\right| << \left|j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0\right|$, коэффициенты передачи и трансформации равны. При этом следует помнить, что в (1.1) не учтены емкости обмоток, наличие которых может привести к дополнительным погрешностям преобразования сигналов.

Если ток вторичной обмотки отличается от нуля $I_2 \neq 0$, то уравнение (1.1) имеет вид:

$$\dot{U}_{вых} = \left(\underline{Z}_2^0 + \underline{Z}_1^0 \underline{\alpha} \frac{W_2^2}{W_1^2} \right) \dot{I}_2 + \dot{U}_{вх} \frac{j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0}{\underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0}, \qquad (1.3)$$

где $\underline{\alpha} = \dfrac{j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0}{\underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0}$.

Учтя, что $\dot{U}_{вых} = -\dot{I}_2 \underline{Z}_н$, получим

$$\dot{I}_2 = -\dot{U}_{вх} \frac{j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0}{(\underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0)(\underline{Z}_н + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1^0 \underline{\alpha} W_2^2 / W_1^2)},$$

откуда

$$W(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{j\omega W_1 W_2 \underline{\Lambda}_0}{(\underline{Z}_1^0 + j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0)} \frac{\underline{Z}_н}{(\underline{Z}_н + \underline{Z}_2^0 + \underline{Z}_1^0 \underline{\alpha} W_2^2 / W_1^2)}. \qquad (1.4)$$

Из (1.4) видно, что подключение сопротивления нагрузки не приводит к появлению погрешностей преобразования только тогда, когда выполняются условия $|\underline{Z}_н| >> |(\underline{Z}_2^0 + \underline{Z}_1^0 \underline{\alpha} W_2^2 / W_1^2)|$. Так как значение сопротивления $\underline{Z}_2^0$ увеличивается с повышением частоты из-за увеличения члена $j\omega W L_{s2}$, а также растет сопротивление $\underline{Z}_1^0$, то даже в случае линейной частотно-независимой магнитной цепи коэффициент передачи уменьшается.

Это позволяет утверждать, что в диапазоне низких частот основную роль в появлении погрешностей играет соотношение между активным сопротивлением первичной обмотки и индуктивностью намагничивания (приведенный трансформатор на холостом ходу; рис. 1.19, *в*). При наличии нагрузки погрешность вносит также активное сопротивление вторичной обмотки.

В диапазоне средних частот, где сопротивление индуктивности намагничивания ($j\omega L_1' = j\omega W_1^2 \underline{\Lambda}_0$) достаточно велико, а сопротивление индуктивностей рассеивания еще мало, погрешность преобразования обусловлена активными сопротивлениями обмоток R_1 и R_2 (рис. 1.19, *г*).

В диапазоне высоких частот погрешность растет из-за увеличивающегося влияния индуктивностей рассеивания обмоток и паразитных емкостей, оцениваемых эквивалентной емкостью C' (рис. 1.19, *д*).

Типоразмер сердечника для указанных трансформаторов выбирают по двум показателям: конструктивной постоянной нижних частот B, определяющей частотную характеристику трансформатора в области низких частот, и конструктивной постоянной индукции D, определяющей максимальную амплитуду переменной составляющей магнитной индукции B_m, а следовательно, и величину нелинейных искажений сигнала. С их помощью учитывают требования получения определенной постоянной времени первичной обмотки $\tau = L_1 / R_1 \approx L_1' / R_1$, от которой зависят искажения в области низких частот и возможности реализации подводимой к трансформатору мощности. Эта мощность ограничена максимально допустимым значением магнитной индукции B_m в магнитопроводе.

Величины B и D связаны как с электрическими, так и с конструктивными данными трансформатора, что и позволяет составить таблицу необходимых типоразмеров сердечников. Так, в частном случае у трансформатора, входящего в состав каскада, работающего в режиме A, необходимые величины B и D находят с помощью формул

$$B = \frac{(1+C)L_1'}{\mu r_1}, \quad D = \frac{1+C\eta_{тр}}{B_m f}\sqrt{\frac{P_2}{C\eta_{тр}(1-\eta_{тр})}},$$

где C — коэффициент, учитывающий число параллельных жил провода обмотки ($C = 0...2{,}0$); μ — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода; B_m — амплитуда переменной составляющей индукции при максимальном сигнале на низшей рабочей частоте; P_2 и $\eta_{тр}$ — мощность, отдаваемая в нагрузку, и КПД трансформатора.

С помощью специальных таблиц определяют типоразмер магнитопровода, выбирая его так, чтобы постоянные B и D были больше значений, найденных в результате расчета.

Числа витков обмоток выбирают исходя из условия получения требуемой индуктивности L_1' и обеспечения значения магнитной индукции, меньшего допустимого. При этом используют формулы

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1' l_c}{\mu\mu_0 S_c}}; \quad B = \frac{U_1}{2\pi f W_1 S_c} \le B_{доп},$$

где l_c и S_c — средняя длина магнитной силовой линии и площадь сечения магнитопровода; f — наименьшая частота.

Диаметр провода обмоток d (мм) определяют исходя из значений их активных сопротивлений R_i:

$$d \approx 0{,}15\sqrt{\frac{W_i l_{мi}}{R_i}},$$

где $l_м$ — средняя длина витка обмотки i из медного провода.

Если трансформатор работает на достаточно высокой частоте (выше сотен килогерц), то активное сопротивление провода обмотки увеличивается из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. Для уменьшения влияния частоты на активное сопротивление обмоток их наматывают несколькими скрученными и соединенными вместе проводами (литцендратом). При этом существенно увеличивается результирующая поверхность, по которой протекает электрический ток на повышенных частотах, и уменьшается изменение активного сопротивления обмоток с частотой (на высоких частотах ток протекает по поверхности, почти не проникая внутрь проводников).

Для уменьшения собственной емкости используют конструктивные приемы, с помощью которых сводят к минимальным

значениям емкость между внутренним слоем обмотки и магнитопроводом и емкости между слоями и обмотками. В частности, применяют секционирование обмоток, специальные типы намоток, электростатические экраны, рациональное заземление и соединение концов, диэлектрики с малой величиной диэлектрической проницаемости.

Импульсными трансформаторами (ИТ) называются специальные типы сигнальных трансформаторов, которые предназначены для трансформации или формирования импульсов напряжения (тока) различной формы. Основным требованием, предъявляемым к ИТ, является требование малых или определенных искажений формы трансформируемого импульса. На рис. 1.20 показаны типичные искажения формы прямоугольного импульса, который передан через импульсный трансформатор.

Увеличение длительности t_Φ фронта импульса (быстрого нарастания сигнала) обусловлено действием индуктивности рассеяния L_{s1} и собственной емкости C трансформатора.

Относительный спад $\lambda = \Delta U_2 / U_{2m}$ вершины импульса объясняется конечным значением индуктивности намагничивания L_1.

Важной особенностью работы ИТ является то, что обычно трансформируемые импульсы являются однополярными и поэтому магнитопровод перемагничивают по частному несимметричному гистерезисному циклу, который приведен на рис. 1.18, *б*. В этом случае он характеризуется импульсной магнитной проницаемостью $\mu_и = \Delta B / H_m$. Из рис. 1.18, *б* видно, что величина $\mu_и$ может быть существенно меньше величины $\mu_н = B_m / H_m$ вследствие того, что $\Delta B < B_m$. Для увеличения импульсной магнитной проницаемости $\mu_и$, определяющей величину индуктивности импульсного намагничивания $L_и$, необходимо использовать в ИТ сердечники с малой величиной остаточной магнитной индукции B_r и большой величиной индукции насыщения B_s. При расчете ИТ необходимо также учитывать размагничивающее действие вихревых токов. Учет этого эффекта достигается заменой $\mu_и$ на кажущуюся магнитную проницаемость $\mu_к < \mu_и$. Меньшей величине $\mu_к$ соответствует и меньшая величина кажущейся индуктивности намагничивания $L_к$. Величины $\mu_к$ и $L_к$ могут быть не только экспериментально

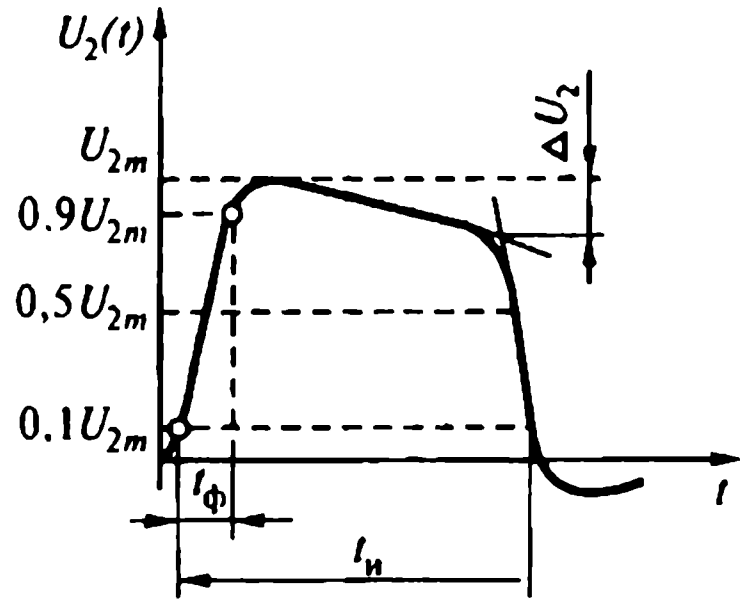


Рис. 1.20. Прямоугольный импульс, переданный через импульсный трансформатор

измерены, но и вычислены с достаточной для практики точностью. Для уменьшения размагничивающих вихревых токов в магнитопроводе необходимо уменьшать толщину пластин, которую следует выбирать в соответствии с выражением

$$\delta_c \approx a\sqrt{\frac{\rho_c t_и}{\mu_и}},$$

где δ_c — толщина пластины; ρ_c — удельное сопротивление материала магнитопровода; $t_и$ — длительность импульса; a — коэффициент пропорциональности.

Из приведенной формулы видно, что при коротких импульсах необходимая толщина пластин магнитопровода может быть весьма малой (0,05 мм и меньше). В настоящее время для трансформации импульсов длительностью $t_и < 10^{-6}$ с при высоких частотах их следования в ИТ используют сердечники из феррита — материала с весьма большим удельным сопротивлением и, следовательно, с пренебрежимо малыми потерями на вихревые токи. Необходимо отметить, что вихревые токи уменьшают величину индуктивности намагничивания и увеличивают тепловые потери в сердечнике.

Задачей проектирования ИТ является выбор и определение материала, типоразмера магнитопровода, числа витков, конструктивных габаритов обмоток, исходя из условий получения допустимых искажений импульсов и высоких значений технико-экономических показателей. Материал, габариты магнитопровода и число витков должны обеспечивать одновременное выполнение следующих условий:

$$1)\ L_к \geq \frac{t_и R_1 R_2}{(R_1 + R_2)\lambda},\quad 2)\ \Delta B \leq (B_s - B_r),$$

где $L_к = \dfrac{\mu_0 \mu_к W_1^2 S_c K_c}{l_c}$, $R_1 = r_1 + R_г$, $R_2 = (r_2 + R_н)n^2$, $n = W_1/W_2$

(r_1, r_2, $R_г$, $R_н$ — активные сопротивления первой и второй обмоток, источника сигнала и нагрузки; K_c — коэффициент заполнения сталью площади сечения магнитопровода S_c, имеющего среднюю длину магнитной силовой линии l_c).

Первое условие определяет допустимый спад вершины импульса, а второе обеспечивает отсутствие насыщения сердечника.

После окончания конструктивного расчета ИТ вычисляют величины L_s и собственной емкости, определяющие искажение импульса в области малых времен, т. е., в частности, величину $t_ф$.

Основные конструктивные особенности ИТ обусловлены стремлением максимально уменьшить искажения импульса.

Так как величины $L_к$ и L_s пропорциональны квадрату числа витков, но величина индуктивности L_s (в отличие от величины $L_к$) не зависит от магнитной проницаемости $\mu_к$, то в ИТ стремятся использовать материалы с возможно большей величиной $\mu_к$. Большая величина $\mu_к$ позволяет получить необходимую величину $L_к$ при меньшем числе витков и выполнить обмотки однослойными, равномерно распределенными по магнитопроводу.

Для уменьшения величины собственной емкости ИТ необходимо начала (концы) однослойных обмоток приближать друг к другу и отдалять высоковольтные обмотки от магнитопровода. Желательно также оставлять магнитопровод незаземленным.

Обычно в ИТ малой мощности используют тороидальные магнитопроводы с очень малым магнитным полем рассеяния. В вычислительной технике широко используются импульсные трансформаторы на магнитопроводах с прямоугольной петлей гистерезиса.

Для многих условий разработаны и спроектированы импульсные трансформаторы малой мощности, которые нормализованы и серийно выпускаются промышленностью.

Полное условное обозначение унифицированных трансформаторов состоит из букв русского алфавита, указывающих на его тип, и последующих цифр, характеризующих основные параметры. Применяют следующие буквенные обозначения: ТА — трансформатор питания анодных цепей; ТН — трансформатор питания накальных цепей; ТАН — трансформатор питания анодно-накальных цепей; ТПП — трансформатор питания устройств на полупроводниковых приборах; ТС — трансформатор питания бытовой аппаратуры; ТТ — трансформатор питания тороидальный; ТВТ — трансформатор входной для транзисторных устройств; ТОТ — трансформатор выходной для транзисторных устройств; ТМ — трансформатор согласующий маломощный; ТИ — трансформатор импульсный; ТИМ — трансформатор импульсный маломощный. Так, например, маломощный трансформатор питания электронной аппаратуры, который может подключаться к напряжениям 127 и 220 В с частотой питающей сети 50 Гц, имеет обозначение ТА 15-127/220-50.

Основные параметры трансформаторов питания

1. Номинальное напряжение первичной обмотки U_1.
2. Номинальный ток первичной обмотки I_1.
3. Напряжение вторичной обмотки U_2.
4. Ток вторичной обмотки I_2. ▸

5. Напряжение холостого хода U_0 (напряжение на разомкнутой вторичной обмотке).

6. Номинальная мощность (сумма мощностей вторичных обмоток).

7. Коэффициент трансформации.

8. Частота питания.

Для низкочастотных выходных трансформаторов также важны: 1) полоса частот (ограничивается нижней $f_н$ и верхней $f_в$ частотами рабочего диапазона); 2) сопротивление нагрузки (обычно задается на средней частоте); 3) номинальная выходная мощность; 4) коэффициент полезного действия. У сигнальных трансформаторов параметры задаются в зависимости от их назначения. Условное обозначение трансформаторов показано на рис. 1.21, *а*, *б*.

В отдельных случаях применяют безобмоточные трансформаторы, в которых используется пьезоэффект. Такие трансформаторы выгодно применять при получении большого коэффициента трансформации $n = 10...100$ и малой мощности передаваемого сигнала.

Пьезоэффектом называют свойства некоторых материалов изменять свои геометрические размеры под воздействием электрического поля или образовывать на гранях связанные разноименные заряды при их растяжении или сжатии. Пьезоэффект наблюдается в таких материалах, как кварц, сегнетова соль, турмалин, титанит бария, пьезокерамика и др.

Пьезотрансформаторы состоят из пьезоэлемента с нанесенными на них электродами и корпуса с контактами. Простейший пьезотрансформатор содержит пьезокерамическую пластину прямоугольной формы, на которую методом вжигания нанесены электроды из серебра (рис. 1.22). К одной паре электродов подключается входное напряжение, создающее электрическое поле в диэлектрике. В результате в пьезоэлементе возникают колебания и определенные участки его деформируются. На деформируемых

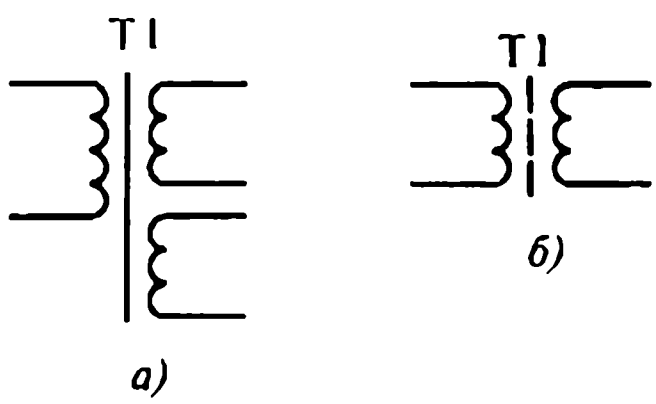


Рис. 1.21. Условные обозначения трансформаторов с магнитопроводами из стали (*а*) и ферродиэлектрика (*б*)

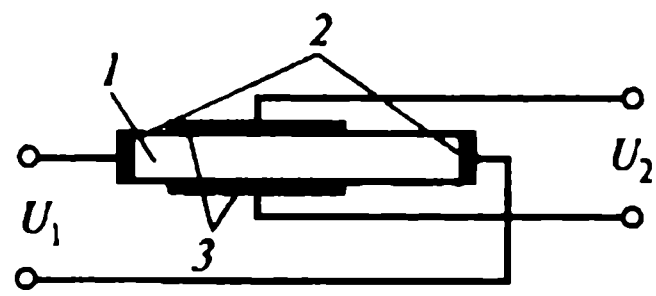


Рис. 1.22. Конструкция пьезотрансформатора:
1 — пластина из сегнетодиэлектрика;
2, *3* — электроды

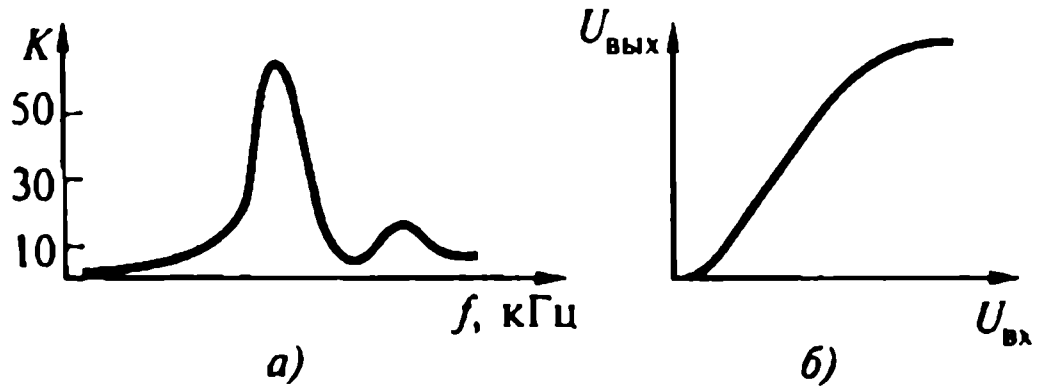


Рис. 1.23. Характеристики пьезотрансформатора:
а — частотная; *б* — амплитудная

участках появляется ЭДС, которая может быть снята с помощью правильно расположенных электродов. Выбором параметров пьезоэлемента, геометрии и расположения электродов можно получить коэффициент трансформации в несколько сотен и более. Такие трансформаторы не обладают широкополосностью и хорошо работают только на определенных резонансных частотах (рис. 1.23, *а*). При закреплении пьезоэлемента в корпусе крепежные узлы располагают в местах минимальной амплитуды механических колебаний. Амплитудная характеристика пьезотрансформатора имеет существенную нелинейность (рис. 1.23, *б*), поэтому он не может быть эффективно использован для точного преобразования сигнала.

Однако в цепях, где не требуется особая точность, а важен лишь высокий коэффициент трансформации при малой отдаваемой мощности (до 5 Вт), они могут успешно конкурировать с трансформаторами электромагнитного типа.

Существует граничная напряженность электрического поля, превышение которой приводит к перегреву пьезоэлемента, что снижает надежность пьезотрансформатора. Поэтому допустимую напряженность следует выбирать в зависимости от материала и допустимого перегрева пьезотрансформатора.

ГЛАВА 2

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ

§ 2.1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

К полупроводникам относятся материалы, которые при комнатной температуре имеют удельное электрическое сопротивление от 10^{-5} до 10^{10} Ом·см (в полупроводниковой технике принято измерять сопротивление 1 $см^3$ материала). Количество полупроводников превышает количество металлов и диэлектриков. Наиболее часто используются кремний, арсенид галлия, селен, германий, теллур, разные оксиды, сульфиды, нитриды и карбиды.

Основные положения теории электропроводности. Атом состоит из ядра, окруженного облаком электронов, которые находятся в движении на некотором расстоянии от ядра в пределах слоев (оболочек), определяемых их энергией. Чем дальше от ядра находится вращающийся электрон, тем выше его энергетический уровень. Свободные атомы имеют дискретный энергетический спектр. При переходе электрона с одного разрешенного уровня на другой, более отдаленный, происходит поглощение энергии, а при обратном переходе — ее выделение. Поглощение и выделение энергии может происходить только строго определенными порциями — квантами. На каждом энергетическом уровне может находиться не более двух электронов. Расстояние между энергетическими уровнями уменьшается с увеличением энергии. «Потолком» энергетического спектра является уровень ионизации, на котором электрон приобретает энергию, позволяющую ему стать свободным и покинуть атом.

Если рассматривать структуру атомов различных элементов, то можно выделить оболочки, полностью заполненные электронами (внутренние) и незаполненные (внешние). Последние слабее связаны с ядром, легче вступают во взаимодействие с другими атомами. Поэтому электроны, расположенные на внешней недостроенной оболочке, называют *валентными*.

При образовании молекул между отдельными атомами действуют различные типы связей. Для полупроводников наиболее распространенными являются *ковалентные* связи, образующиеся

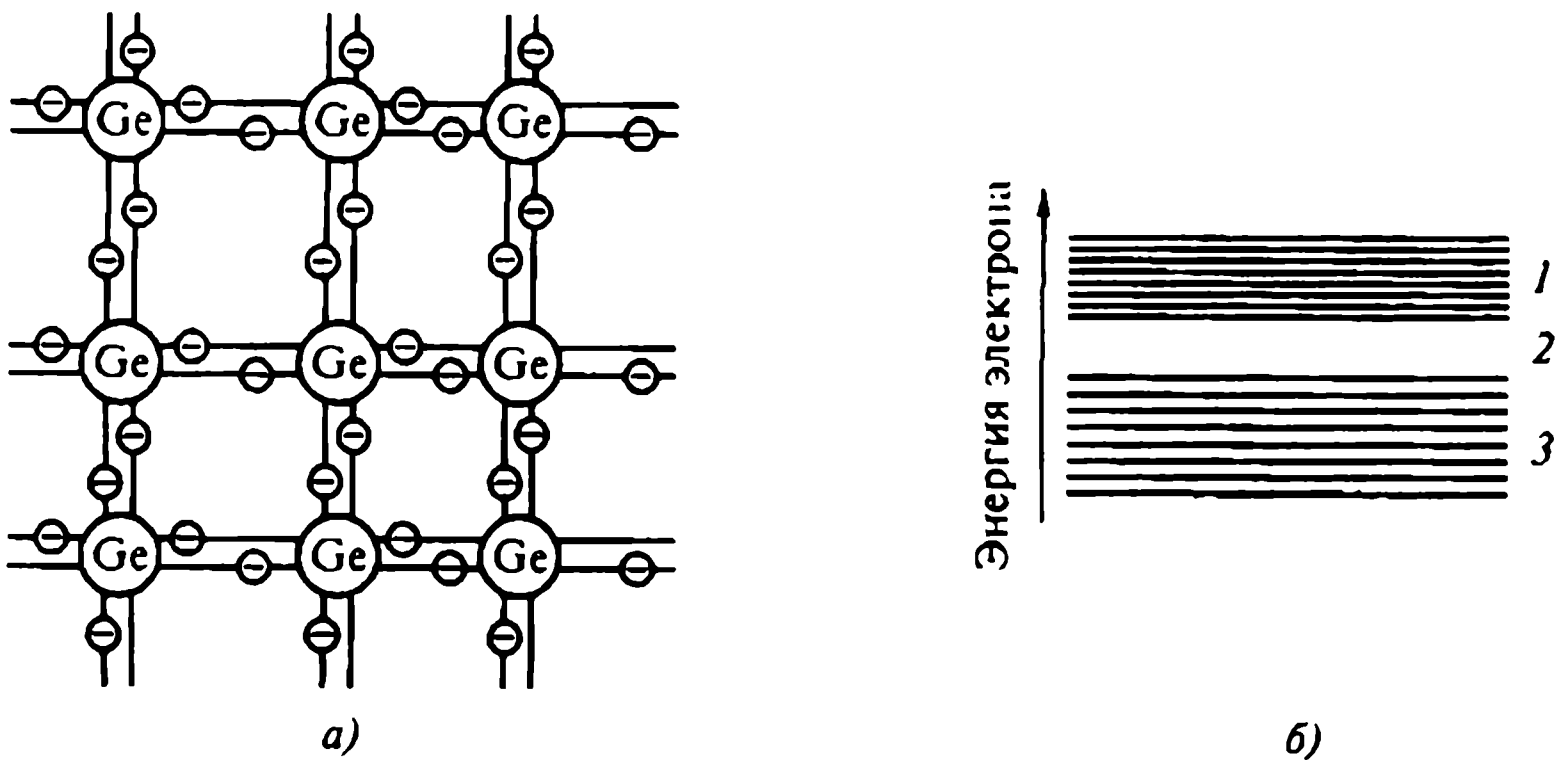
за счет обобществления валентных электронов соседних атомов. Например, в германии, атом которого имеет четыре валентных электрона, в молекулах возникают ковалентные связи между четырьмя соседними атомами (рис. 2.1, *а*).

Если атомы находятся в связанном состоянии, то на валентные электроны действуют поля электронов и ядер соседних атомов, в результате чего каждый отдельный разрешенный энергетический уровень атома расщепляется на ряд новых энергетических уровней, энергии которых близки друг к другу. На каждом из этих уровней могут также находиться только два электрона. Совокупность уровней, на каждом из которых могут находиться электроны, называют *разрешенной* зоной (*1*; *3* на рис. 2.1, *б*). Промежутки между разрешенными зонами носят название *запрещенных* зон (*2* на рис. 2.1, *б*). Нижние энергетические уровни атомов обычно не образуют зон, так как внутренние электронные оболочки в твердом теле слабо взаимодействуют с соседними атомами, будучи как бы «экранированы» внешними оболочками. В энергетическом спектре твердого тела можно выделить три вида зон: разрешенные (полностью заполненные) зоны, запрещенные зоны и зоны проводимости.

Разрешенная зона характеризуется тем, что все ее уровни при температуре 0 К заполнены электронами. Верхнюю заполненную зону называют *валентной.*

Запрещенная зона характеризуется тем, что в ее пределах нет энергетических уровней, на которых могли бы находиться электроны.

Зона *проводимости* характеризуется тем, что электроны, находящиеся в ней, обладают энергиями, позволяющими им осво-



а) *б)*

Рис. 2.1. Структура связей атома германия в кристаллической решетке (*а*) и условные обозначения запрещенных (*2*) и разрешенных (*1*, *3*) зон (*б*)

бождаться от связи с атомами и передвигаться внутри твердого тела, например, под воздействием электрического поля.

Разделение веществ на металлы, полупроводники и диэлектрики выполняют исходя из зонной структуры тела при температуре абсолютного нуля.

У металлов валентная зона и зона проводимости взаимно перекрываются, поэтому при 0 К металл обладает электропроводностью.

У полупроводников и диэлектриков зона проводимости при 0 К пуста и электропроводность отсутствует. Различия между ними чисто количественные — в ширине запрещенной зоны ΔЭ, которая у наиболее распространенных полупроводников составляет 0,1...3 эВ (у полупроводников, на основе которых в будущем надеются создать высокотемпературные приборы, ΔЭ = 3...6 эВ, у диэлектриков свыше 6 эВ).

В полупроводниках при некотором значении температуры, отличном от нуля, часть электронов будет иметь энергию, достаточную для перехода в зону проводимости. Эти электроны становятся *свободными*, а полупроводник — *электропроводным*.

Уход электрона из валентной зоны приводит к образованию в ней незаполненного энергетического уровня. Вакантное энергетическое состояние носит название *дырки*. Валентные электроны соседних атомов в присутствии электрического поля могут переходить на эти свободные уровни, создавая дырки в другом месте. Такое перемещение электронов можно рассматривать как движение положительно заряженных фиктивных зарядов — дырок.

Электропроводность, обусловленную движением свободных электронов, называют *электронной*, а электропроводность, обусловленную движением дырок,— *дырочной*.

У абсолютно чистого и однородного полупроводника при температуре, отличной от 0 К, свободные электроны и дырки образуются попарно, т. е. число электронов равно числу дырок. Электропроводность такого полупроводника (собственного), обусловленная парными носителями теплового происхождения, называется *собственной*.

Процесс образования пары электрон — дырка называют *генерацией пары*. При этом генерация пары может быть следствием не только воздействия тепловой энергии (тепловая генерация), но и кинетической энергии движущихся частиц (ударная генерация), энергии электрического поля, энергии светового облучения (световая генерация) и т. д.

Образовавшиеся в результате разрыва валентной связи электрон и дырка совершают хаотическое движение в объеме полупроводника до тех пор, пока электрон не будет «захвачен» дыркой, а

энергетический уровень дырки не будет «занят» электроном из зоны проводимости. При этом разорванные валентные связи восстанавливаются, а носители заряда — электрон и дырка — исчезают. Этот процесс восстановления разорванных валентных связей называют *рекомбинацией.*

Промежуток времени, прошедший с момента генерации частицы, являющейся носителем заряда, до ее рекомбинации, называют *временем жизни*, а расстояние, пройденное частицей за время жизни,— *диффузионной длиной.* Так как время жизни каждого из носителей заряда различно, для однозначной характеристики полупроводника под временем жизни чаще всего понимают среднее (среднестатистическое) время жизни носителей заряда, а под диффузионной длиной — *среднее расстояние*, которое проходит носитель заряда за среднее время жизни. Диффузионная длина и время жизни электронов и дырок связаны между собой соотношениями

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}, \tag{2.1}$$

где L_n, L_p — диффузионная длина электронов и дырок; τ_n, τ_p — время жизни электронов и дырок; D_n, D_p — коэффициенты диффузии электронов и дырок (плотности потоков носителей заряда при единичном градиенте их концентраций).

Среднее время жизни носителей заряда численно определяется как промежуток времени, в течение которого концентрация носителей заряда, введенных тем или иным способом в полупроводник, уменьшается в e раз ($e \approx 2{,}7$).

Если в полупроводнике создать электрическое поле напряженностью E, то хаотическое движение носителей заряда упорядочится, т. е. дырки и электроны начнут двигаться во взаимно противоположных направлениях, причем дырки — в направлении, совпадающем с направлением электрического поля. Возникнут два встречно направленных потока носителей заряда, создающих токи, плотности которых равны

$$J_{n\,др} = q\, n\, \mu_n\, E, \quad J_{p\,др} = q\, p\, \mu_p\, E, \tag{2.2}$$

где q — заряд носителя заряда (электрона); n, p — число электронов и дырок в единице объема вещества; μ_n, μ_p — подвижность носителей заряда.

Подвижность носителей заряда есть физическая величина, характеризуемая их средней направленной скоростью в электриче-

ском поле с напряженностью 1 В/см: $\mu = v/E$, где v — средняя скорость носителя.

Так как носители заряда противоположного знака движутся в противоположном направлении, результирующая плотность тока в полупроводнике

$$J_{др} = J_{n\,др} + J_{p\,др} = (q\,n\,\mu_n + q\,p\,\mu_p)E. \qquad (2.3)$$

Движение носителей заряда в полупроводнике, вызванное наличием электрического поля и градиента потенциала, называют *дрейфом*, а созданный этими зарядами ток — *дрейфовым током*.

Движение под влиянием градиента концентрации называют *диффузией*.

Удельную проводимость полупроводника σ можно найти как отношение удельной плотности тока к напряженности электрического поля:

$$\sigma = 1/\rho = J/E = q\,n\,\mu_n + q\,p\,\mu_p,$$

где ρ — удельное сопротивление полупроводника.

Примесная электропроводность. Электрические свойства полупроводников зависят от содержания в них атомов примесей, а также от различных дефектов кристаллической решетки: пустых узлов решетки, атомов или ионов, находящихся между узлами решетки, и т. д. Примеси бывают акцепторные и донорные.

Акцепторные примеси. Атомы акцепторных примесей способны принимать извне один или несколько электронов, превращаясь в отрицательный ион.

Если, например, в германий ввести трехвалентный атом индия, то образуется ковалентная связь между индием и четырьмя соседними атомами германия и получается устойчивая восьмиэлектронная оболочка за счет дополнительного электрона, отобранного у одного из атомов Ge. Этот электрон, будучи «связанным», превращает атом индия в неподвижный отрицательный ион (рис. 2.2, *а*). На месте ушедшего электрона образуется дырка, которая добавляется к собственным дыркам, порожденным нагревом (термогенерацией). При этом в полупроводнике концентрация дырок превысит концентрацию свободных электронов собственной электропроводности ($p > n$). Следовательно, в полупроводнике будет преобладать дырочная электропроводность. Такой полупроводник называют *полупроводником p-типа*.

При приложении к этому полупроводнику напряжения будет преобладать дырочная составляющая тока, т. е. $J_n < J_p$.

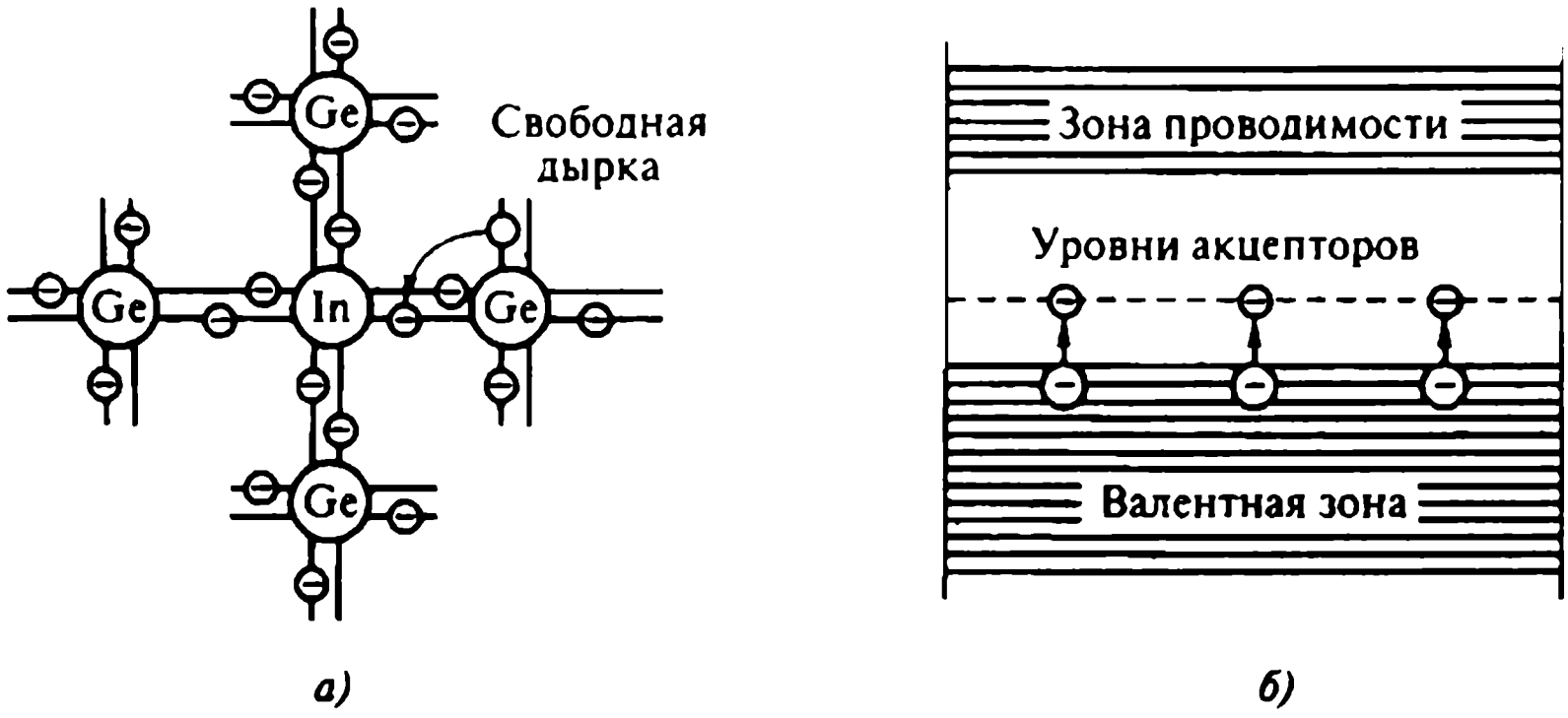
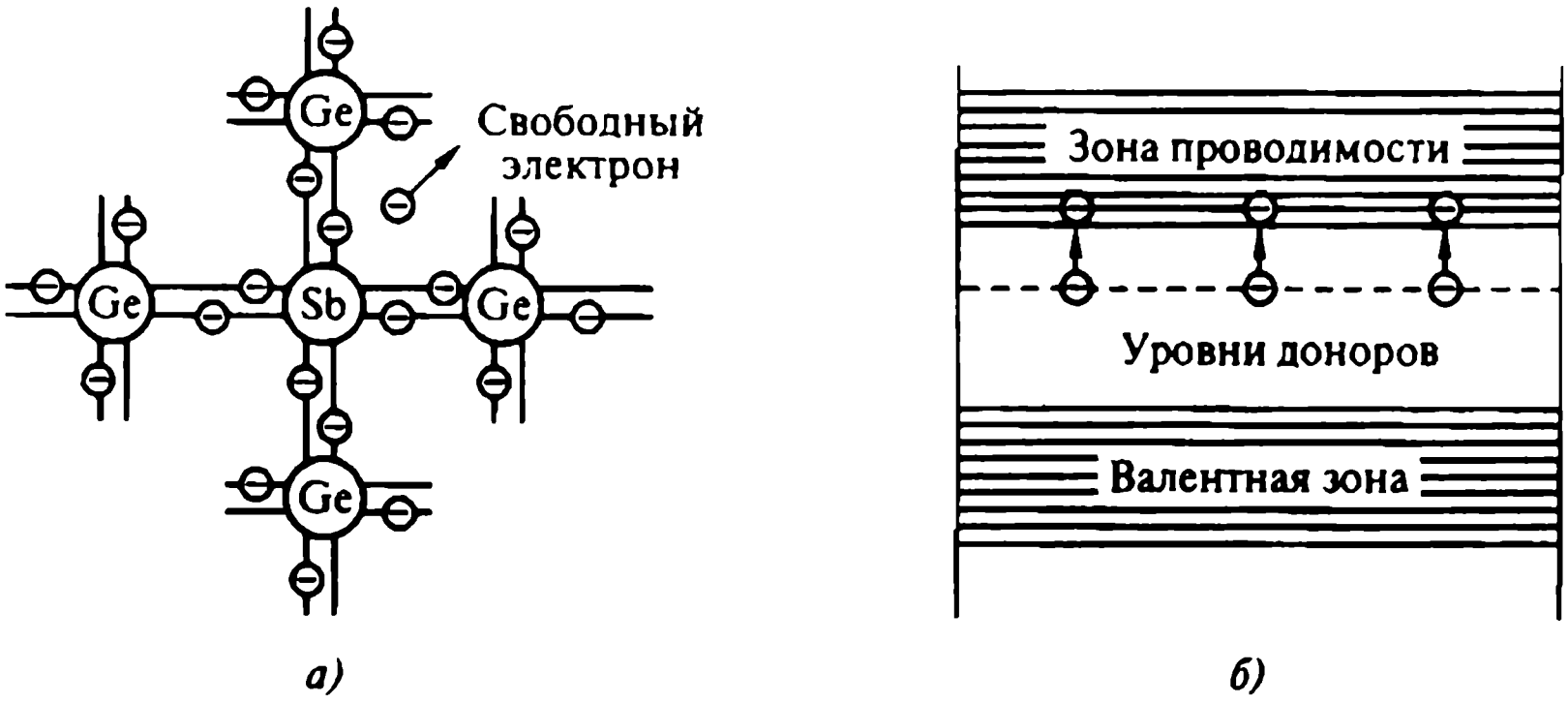


Рис. 2.2. Структура (*а*) и зонная диаграмма (*б*) полупроводника с акцепторными примесями

Если содержание примесей мало, что чаще всего имеет место, то их атомы можно рассматривать как изолированные. Их энергетические уровни не расщепляются на зоны. На зонной диаграмме (рис. 2.2, *б*) примесные уровни изображены штрихами. Валентные уровни акцепторной примеси расположены в нижней части запрещенной зоны, поэтому при небольшой дополнительной энергии (0,01...0,05 эВ) электроны из валентной зоны могут переходить на этот уровень, образуя дырки. При низкой температуре вероятность перехода электронов через запрещенную зону во много раз меньше вероятности их перехода из валентной зоны на уровень акцепторной примеси.

Если концентрация примесей в полупроводнике достаточно велика, то уровни акцепторной примеси расщепляются, образуя зону, которая может слиться с валентной зоной. Такой полупроводник называют *вырожденным.* Концентрация носителей заряда собственной электропроводности в нем значительно меньше, чем в невырожденном, поэтому его качественной особенностью является малая зависимость характеристики полупроводника от температуры окружающей среды. При этом доля тепловых носителей заряда собственной электропроводности по сравнению с примесными будет невелика.

Донорные примеси. Атомы донорных примесей имеют валентные электроны, слабо связанные со своим ядром (рис. 2.3, *а*). Эти электроны, не участвуя в межатомных связях, могут легко перейти в зону проводимости материала, в который была введена примесь. При этом в решетке остается положительно заряженный ион, а электрон добавится к свободным электронам собственной электропроводности. Донорный уровень находится в



а) *б)*

Рис. 2.3. Структура (*а*) и зонная диаграмма (*б*) полупроводника с донорными примесями

верхней части запрещенной зоны (рис. 2.3, *б*). Переход электрона с донорного уровня в зону проводимости происходит тогда, когда он получает небольшую дополнительную энергию. В этом случае концентрация свободных электронов в полупроводнике превышает концентрацию дырок и полупроводник обладает электронной электропроводностью. Такие полупроводники называют *полупроводниками n-типа*. Если, например, в германий ввести атом пятивалентной сурьмы, то четыре его валентных электрона вступят в ковалентную связь с четырьмя электронами германия и окажутся в связанном состоянии (рис. 2.3, *а*). Оставшийся электрон сурьмы становится свободным. При этом концентрация свободных электронов выше концентрации дырок, т. е. преобладает электронная электропроводность. При увеличении концентрации примесей уровни доноров расщепляются, образуя зону, которая может слиться с зоной проводимости. Полупроводник становится вырожденным.

Носители зарядов, концентрация которых преобладает в полупроводнике, называют *основными*, а носители зарядов, концентрация которых в полупроводнике меньше, чем концентрация основных,— *неосновными*.

В примесном полупроводнике при низких температурах преобладает примесная электропроводность. Однако по мере повышения температуры собственная электропроводность непрерывно возрастает, в то время как примесная имеет предел, соответствующий ионизации всех атомов примеси. Поэтому при достаточно высоких температурах электропроводность всегда собственная.

§ 2.2. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Параметры полупроводниковых приборов зависят от электропроводности материалов и, следовательно, от закономерностей протекания токов в отдельных частях приборов.

Уровень Ферми, температурный потенциал. При рассмотрении принципа работы различных полупроводниковых приборов важную роль играет понятие электрохимического потенциала, или уровня Ферми.

Уровень Ферми для металлов — это такой энергетический уровень, вероятность нахождения на котором заряженной частицы равна 0,5 при любой температуре тела. Численно уровень Ферми равен максимальной энергии электронов металла при температуре абсолютного нуля.

В общем случае уровень Ферми характеризует работу, затрачиваемую на перенос заряженных частиц, обладающих массой и находящихся в среде, имеющей градиент электрического потенциала и какое-то количество этих частиц. Поэтому для полупроводников это энергия, значение которой зависит от концентрации носителей заряда в данном теле. Зная уровень Ферми, можно вычислить концентрации носителей заряда, и наоборот.

Концентрация электронов в зоне проводимости

$$n = N_c \, e^{-(E_c - E_F)/(kT)}, \qquad (2.4)$$

где E_F — энергия уровня Ферми; $N_c = 2(2\pi m_n^{\cdot} kT/h^2)^{3/2}$ — эффективная плотность состояний в зоне проводимости; h — постоянная Планка; $m_n^{\cdot}$ — эффективная масса электрона; E_c — энергия нижней границы зоны проводимости; k — постоянная Больцмана.

Концентрация дырок в валентной зоне

$$p = N_v \, e^{-(E_F - E_v)/(kT)}, \qquad (2.5)$$

где $N_v = 2(2\pi m_p^{\cdot} kT/h^2)$ — эффективная плотность состояний в валентной зоне; E_v — энергия верхней границы валентной зоны; $m_p^{\cdot}$ — эффективная масса дырки.

Из этих выражений следует, что

$$np = N_c N_v \, e^{-(E_c - E_v)/(kT)} = N_c N_v \, e^{-\Delta E/(kT)},$$

где $\Delta E = E_c - E_v$ — ширина запрещенной зоны.

Так как при определенной температуре все члены, входящие в последнее уравнение, постоянны (при $T = \text{const}$, $N_c = \text{const}$, $N_v = \text{const}$, $\Delta E = \text{const}$), то

$$np = \text{const}. \tag{2.6}$$

Таким образом, следует важный вывод: *для проводника, находящегося в равновесном состоянии и имеющего определенную температуру, произведение концентраций носителей зарядов есть величина постоянная и не зависящая от концентрации и распределения примесей.*

Понятие эффективной массы дырки, введенное в связи с тем, что характеры движения электронов и дырок отличаются в результате различного воздействия на них электрических полей, позволяет рассматривать поведение дырки, движущейся в валентной зоне, так же, как поведение электрона в зоне проводимости. Разница состоит только в различии эффективных масс обоих типов носителей. Следует отметить, что масса электрона в кристалле в общем случае не совпадает с его массой в вакууме. Поэтому понятие эффективной массы введено и для электрона.

Если полупроводник имеет собственную электропроводность теплового происхождения, когда дырки с концентрацией p_i и электроны с концентрацией n_i образуются парами и $n_i = p_i$, то уровень Ферми при условии $m_n^* = m_p^*$ лежит почти в середине запрещенной зоны.

Решив уравнения (2.4) и (2.5) для концентраций носителей зарядов в равновесном полупроводнике с примесной электропроводностью с учетом того, что в диапазоне интересующих нас температур ионизирована только часть примесных атома, получим следующие выражения для энергий уровня Ферми:

$$E_{F_n} \approx \frac{1}{2}(E_c + E_v) + kT \ln \frac{n}{n_i} = \frac{1}{2}(E_c + E_v) + kT \ln \frac{N_д}{N_c};$$

$$E_{F_p} \approx \frac{1}{2}(E_c + E_v) - kT \ln \frac{p}{p_i} = \frac{1}{2}(E_c + E_v) - kT \ln \frac{N_a}{N_v},$$

где E_{F_n}, E_{F_p} — уровни Ферми в полупроводниках n- и p-типов; N_a, $N_д$ — концентрации акцепторных и донорных примесей.

Если значения энергий уровня Ферми разделить на заряд электрона q, все приведенные выражения останутся справедливыми, только в них вместо энергий будут стоять значения соответствующих потенциалов Ферми:

$$\varphi_{F_n} \approx \varphi_E + \varphi_T \ln \frac{N_д}{n_i} \approx \varphi_c + \varphi_T \ln \frac{N_д}{N_c};$$
$$\varphi_{F_p} \approx \varphi_E - \varphi_T \ln \frac{N_a}{p_i} \approx \varphi_v - \varphi_T \ln \frac{N_a}{N_v}, \quad (2.7)$$

где $\varphi_T = kT/q$ — температурный потенциал; $\varphi_E = \frac{1}{2}\left(\frac{E_c + E_v}{q}\right)$ — электрический потенциал (потенциал середины запрещенной зоны); $\varphi_c = E_c/q$ — потенциал нижней границы зоны проводимости; $\varphi_v = E_v/q$ — потенциал верхней границы валентной зоны.

Концентрация носителей зарядов. Так как число свободных носителей заряда в полупроводнике постоянно при данной температуре и числа электронов и дырок при собственной электропроводности равны между собой, для любого полупроводника, находящегося в равновесном состоянии, можно записать: $n_i p_i = n_i^2 = p_i^2 = np = \text{const}$.

В полупроводниках с примесной электропроводностью концентрация электронов донорной примеси $N_д$ значительно превышает собственную концентрацию n_i, в довольно широком интервале температур. Поэтому можно считать, что концентрация электронов полностью определяется концентрацией донорной примеси $n \approx N_д$. Тогда концентрация дырок, являющихся неосновными носителями заряда, в полупроводнике n-типа $p_n = n_i^2 / n \approx n_i^2 / N_д$. Так как $np = n_i^2 = N_v^2 e^{-\Delta E/(kT)}$ и $n \approx N_д = \text{const}$, при увеличении температуры концентрация неосновных носителей заряда увеличивается по экспоненциальному закону. Аналогичное выражение имеет место и для полупроводника p-типа.

Из приведенных уравнений следует, что *увеличение количества электронов при данной температуре всегда вызывает пропорциональное уменьшение количества дырок, и наоборот.*

Так как при данной температуре количество электронов и дырок постоянно, то рекомбинация одной пары вызовет генерацию электрона и дырки в другом месте. Рекомбинация и генерация дырок и электронов в полупроводнике происходят непрерывно.

В зависимости от характера процессов различают несколько видов рекомбинаций: межзонная, через рекомбинационные центры, поверхностная.

При *межзонной* рекомбинации электроны из зоны проводимости непосредственно переходят в валентную зону (рис. 2.4, *а*, *б*). При этом выделяется энергия, равная ширине запрещенной зо-

ны: $\Delta E = \varphi_3 q$. Эта энергия выделяется или в виде фотона (излучательная рекомбинация), или в виде фонона (безызлучательная рекомбинация). Характер излучения зависит от строения зон полупроводника. Если экстремумы зон совпадают (рис. 2.4, *а*) (в реальном полупроводнике ширина запрещенной зоны меняется в зависимости от геометрической координаты) и при переходе электрона значение его импульса $p = m_n v$ остается постоянным, то энергия ΔE выделяется в виде *фотона*. При несовпадении экстремумов (рис. 2.4, *б*) обычно имеет место безызлучательная рекомбинация с выделением *фонона*.

В большинстве полупроводников, используемых в настоящее время, рекомбинация осуществляется через рекомбинационные центры, которые называют *рекомбинационными ловушками* или просто ловушками. Ловушки — это атомы примесей или дефекты кристаллической структуры, энергетические уровни которых находятся в запрещенной зоне, как правило, достаточно далеко как от валентной зоны, так и от зоны проводимости. Электрон из зоны проводимости может перейти на энергетический уровень ловушки (переход *1*), затем либо вернуться назад (переход *2*), либо перейти в валентную зону (переход *3*) (рис. 2.4, *в*). В последнем случае произойдет восстановление валентной связи. Рекомбинация носит своеобразный ступенчатый характер, и энергия ΔE выделяется двумя порциями. Аналогичным двухступенчатым путем может происходить и генерация зарядов.

Поверхностная рекомбинация обусловлена тем, что на поверхности кристалла в результате ее окисления, адсорбции атомов примесей, наличия дефектов кристаллической решетки, вызванных механической обработкой, появляются поверхностные состояния, энергетические уровни которых лежат в запрещенной зоне.

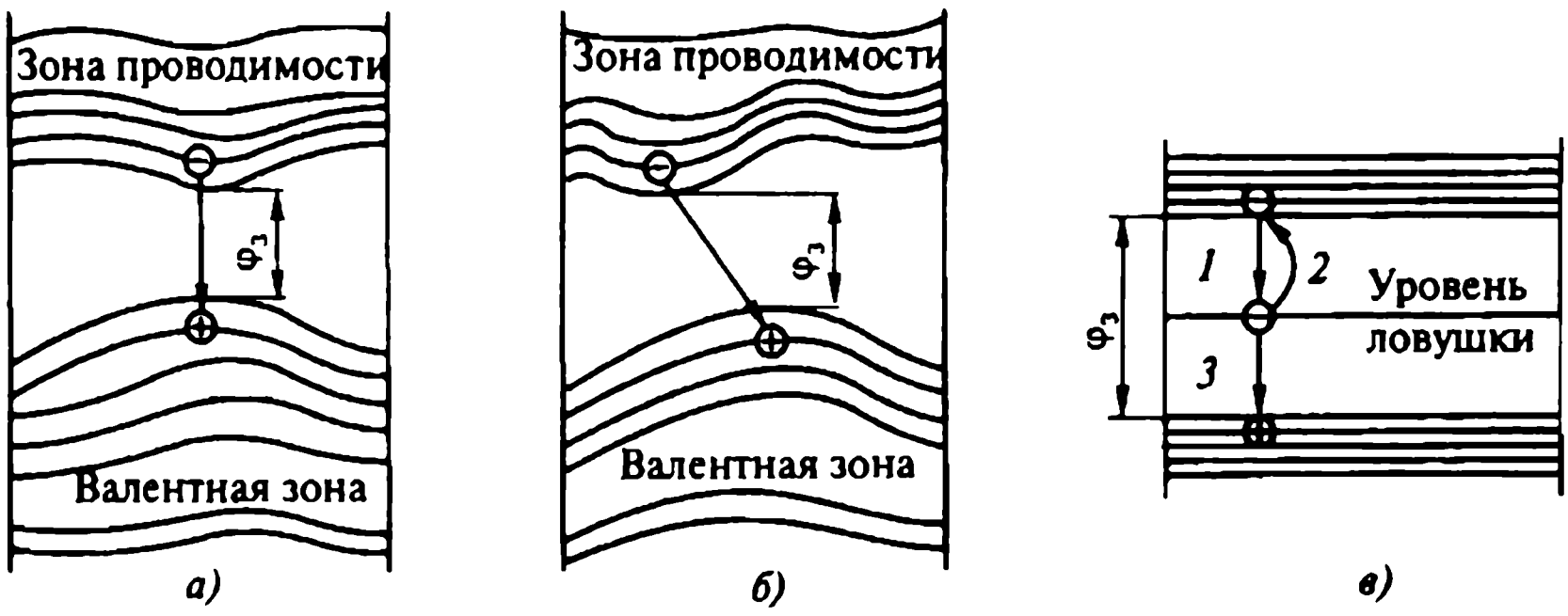


Рис. 2.4. Процесс рекомбинации носителей заряда:
а — межзонная рекомбинация при совпадении экстремумов; *б* — межзонная рекомбинация при несовпадении экстремумов; *в* — рекомбинация через ловушки

Уравнения непрерывности. Пусть носители заряда в полупроводнике в равновесном состоянии имеют концентрации, которые принято называть равновесными n_0 и p_0. Если в ограниченный участок объема полупроводника ввести дополнительные электроны и дырки, то концентрация носителей заряда в первый момент будет отличаться от равновесной

$$n = n_0 + \Delta n(0); \quad p = p_0 + \Delta p(0), \tag{2.8}$$

где Δn и Δp — избыточные концентрации электронов и дырок.

Тогда в полупроводнике возникнет электрическое поле E, под влиянием которого избыточные заряды будут покидать тот объем, в который они были введены*. Изменение их концентрации определяется из уравнения непрерывности, которое для данного случая имеет вид

$$\frac{\partial n}{\partial t} = n\mu_n \frac{\partial E}{\partial x}; \quad \frac{\partial p}{\partial t} = -p\mu_p \frac{\partial E}{\partial x}. \tag{2.9}$$

Здесь $\partial E / \partial x$ — изменение напряженности электрического поля E по геометрической координате x; μ_n и μ_p — подвижность электронов и дырок.

Решение уравнений (2.9) позволяет определить разность избыточных концентраций Δp и Δn в любой момент времени:

$$\Delta p - \Delta n = [\Delta p(0) - \Delta n(0)]e^{-t/\tau_\varepsilon}, \tag{2.10}$$

где $\tau_\varepsilon = \dfrac{\varepsilon\varepsilon_0}{q(n_0\mu_n + p_0\mu_p)}$ — время диэлектрической релаксации; ε — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; ε_0 — диэлектрическая постоянная воздуха.

Как видно из (2.10), переходный процесс имеет апериодический характер и заканчивается в течение времени $(3...5)\tau_\varepsilon$.

Таким образом, если в полупроводник введено разное количество электронов и дырок, то разность концентраций носителей заряда противоположного знака стремится к нулю, уменьшаясь

---

* В общем случае движение избыточных зарядов происходит в трехмерном пространстве по довольно сложным законам. Математическое описание этих процессов приводит к неразрешимым системам дифференциальных уравнений в частных производных. Здесь рассмотрен упрощенный одномерный вариант описания, имеющий решение.

по экспоненциальному закону. Время диэлектрической релаксации не более $\tau_\varepsilon \approx 10^{-12}$ с. Поэтому процесс уравновешивания зарядов одного знака зарядами другого происходит за очень короткий промежуток времени. Это дает возможность сделать важный теоретический вывод: *в однородном полупроводнике независимо от характера и скорости образования носителей заряда в условиях как равновесной, так и неравновесной концентрации не могут иметь место существенные объемные заряды в течение времени, большего* $(3...5)\tau_\varepsilon$, *за исключением участков малой протяженности.*

Этот вывод называют условием *электронейтральности* или *квазиэлектронейтральности* полупроводника. Ограничение относительно участков малой протяженности касается участков *p-n*-переходов и поверхностных слоев, которые при рассмотрении полупроводника в целом также можно считать электронейтральным. Условие электронейтральности для полупроводника, в котором имеются электроны и дырки с концентрациями n и p и ионы акцепторной и донорной с концентрациями $N_д^+$, $N_а^-$, математически записывают в виде

$$n + N_а^- = p + N_д^+. \qquad (2.11)$$

Различают два механизма обеспечения условия электронейтральности: 1) если в полупроводник с электропроводностью определенного типа, например p, ввести некоторое количество дырок, концентрация которых $\Delta p(0)$, то они уходят из начального объема, изменяя свою концентрацию в соответствии с выражением $\Delta p = \Delta p(0)e^{-t/\tau_\varepsilon}$; 2) если в полупроводник n-типа ввести дополнительные дырки, концентрация которых $\Delta p(0)$, то электроны из объема полупроводника под действием электрического поля приходят в область объема, куда были введены дырки, компенсируя заряд последних. В итоге в этом объеме через время $t = (3...5)\tau_\varepsilon$ окажется дополнительный заряд электронов Δn, равный заряду введенных дырок $\Delta p(0)$: $\Delta n = \Delta p(0)(1 - e^{-t/\tau_\varepsilon})$.

Таким образом, *если возмущение было вызвано основными носителями заряда, то рассасывание их произойдет за малый промежуток времени. Если возмущение вызвано неосновными для данного полупроводника носителями заряда, то в течение короткого времени в полупроводнике появится дополнительный заряд основных носителей, компенсирующий заряд неосновных носителей.*

Если возмущение, в результате которого появилась дополнительная концентрация носителей заряда в полупроводнике, закончилось, то эти заряды в результате рекомбинации рассасыва-

ются, причем их концентрация убывает до равновесной по экспоненциальному закону

$$\Delta p = \Delta n = \Delta n(t_1)e^{-t/\tau} = \Delta p(t_1)e^{-t/\tau},$$

где $\Delta n(t_1) = \Delta p(t_1)$ — концентрация носителей заряда в момент прекращения возмущения и окончания процесса нейтрализации; τ — время жизни носителей заряда.

Время жизни носителей заряда $\tau > \tau_\varepsilon$, поэтому рассасывание заряда происходит значительно дольше, чем его нейтрализация.

В общем случае в полупроводнике имеются градиент концентрации примесей, создающих электропроводность определенного типа, и градиент электрического поля. Поэтому движение носителей заряда обусловлено двумя процессами: диффузией (под влиянием градиента концентраций) и дрейфом. Плотность токов дрейфа можно оценить воспользовавшись выражениями (2.2). Плотность диффузионных токов для одномерного случая определяется как

$$J_{p\,\text{диф}} = -q D_p \frac{dp}{dx}; \quad J_{n\,\text{диф}} = +q D_n \frac{dn}{dx},$$

где dp/dx и dn/dx — градиенты концентрации носителей зарядов; D_p и D_n — коэффициенты диффузии для дырок и электронов

$$D_p = \mu_p kT/q = \varphi_T \mu_p; \quad D_n = \mu_n kT/q = \varphi_T \mu_n.$$

Знак минус показывает, что электроны движутся в сторону меньших концентраций, а так как дырки несут положительный заряд, то плотность тока $J_{p\,\text{диф}}$ должна быть положительна при $dp/dx < 0$.

Плотность суммарного диффузионного тока

$$J_{\text{диф}} = J_{p\,\text{диф}} + J_{n\,\text{диф}} = q\left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx}\right). \qquad (2.12)$$

Плотность тока, протекающего в полупроводнике, складывается из диффузионной плотности тока и дрейфовой составляющей тока:

$$J = J_{\text{диф}} + J_{\text{др}} = q D_n \frac{dn}{dx} - q D_p \frac{dp}{dx} + q p \mu_p E + q n \mu_n E. \qquad (2.13)$$

Из уравнения (2.13) видно, что для определения плотности тока в полупроводнике необходимо знать концентрации носителей заряда и напряженность поля E.

С учетом механизма перераспределения носителей заряда можно записать уравнения непрерывности. В общем случае для дырок и электронов эти уравнения записываются в виде

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{dx^2} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} - p\mu_p \frac{\partial E}{\partial x};$$

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{dx^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + n\mu_n \frac{\partial E}{\partial x}, \qquad (2.14)$$

где τ_p, τ_n — времена жизни носителей заряда.

Из этих уравнений следует вывод: *изменение концентраций носителей заряда в полупроводнике с течением времени происходит из-за их рекомбинации* (первые члены правых частей), *перемещений вследствие диффузии* (вторые члены) и *дрейфа* (третьи и четвертые члены).

§ 2.3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПЕРЕХОДЫ

Электрический переход в полупроводнике — это граничный слой между двумя областями, физические характеристики которых существенно различаются.

Переходы между двумя областями полупроводника с различным типом электропроводности называют *электронно-дырочными* или *p-n-переходами.*

Переходы между двумя областями с одним типом электропроводности (*n*- или *p*-типом), отличающиеся концентрацией примесей и соответственно значением удельной проводимости, называют *электронно-электронными* (n^+-n'-переход) или *дырочно-дырочными* (p^+-p'-переход), причем знак «+» в обозначении одного из слоев показывает, что концентрация носителей заряда одного типа в этом слое значительно выше, чем во втором, и поэтому слой имеет меньшее удельное электрическое сопротивление.

Переходы между двумя полупроводниковыми материалами, имеющими различную ширину запрещенной зоны, называют *гетеропереходами.* Если одна из областей, образующих переход, является металлом, то такой переход называют переходом *металл—полупроводник.*

Электрические переходы нельзя создать путем механического контакта двух областей с разными физическими свойствами, хотя при рассмотрении физических процессов такая абстракция обычно используется. Это объясняется тем, что поверхности кристаллов обычно загрязнены оксидами и атомами других веществ. Существенную роль играет воздушный зазор, устранить который при механическом контакте практически невозможно.

Для уяснения процессов, в результате которых между областями с различными физическими свойствами возникают слои со свойствами, отличающимися от свойств каждой из областей, участвующих в контакте, рассмотрим процессы, происходящие при технологическом соединении разнородных материалов.

Контакт металл—полупроводник. Пусть уровень Ферми в металле $\varphi_{F_м}$, который всегда расположен в зоне проводимости, лежит выше уровня Ферми полупроводника *p*-типа φ_{F_p} (рис. 2.5, *а*, *б*).

Так как энергия электронов металла больше энергии носителей заряда полупроводника, часть электронов перейдет из металла в полупроводник. Переход будет продолжаться до тех пор, пока уровни Ферми вблизи контакта не выравняются (в равновесной системе уровень Ферми должен быть единым). В полупроводнике вблизи контакта окажется избыточный заряд электронов Δn, которые начнут рекомбинировать с дырками. Концентрация последних вблизи контакта уменьшится, так как произведение концентраций носителей заряда в равновесном состоянии при данной температуре — величина постоянная. Уменьшение концентрации дырок приведет к нарушению электронейтральности на этом участке. Отрицательно заряженные ионы акцепторной примеси будут не скомпенсированы зарядами дырок и, следовательно, в полупроводнике вблизи места контакта обра-

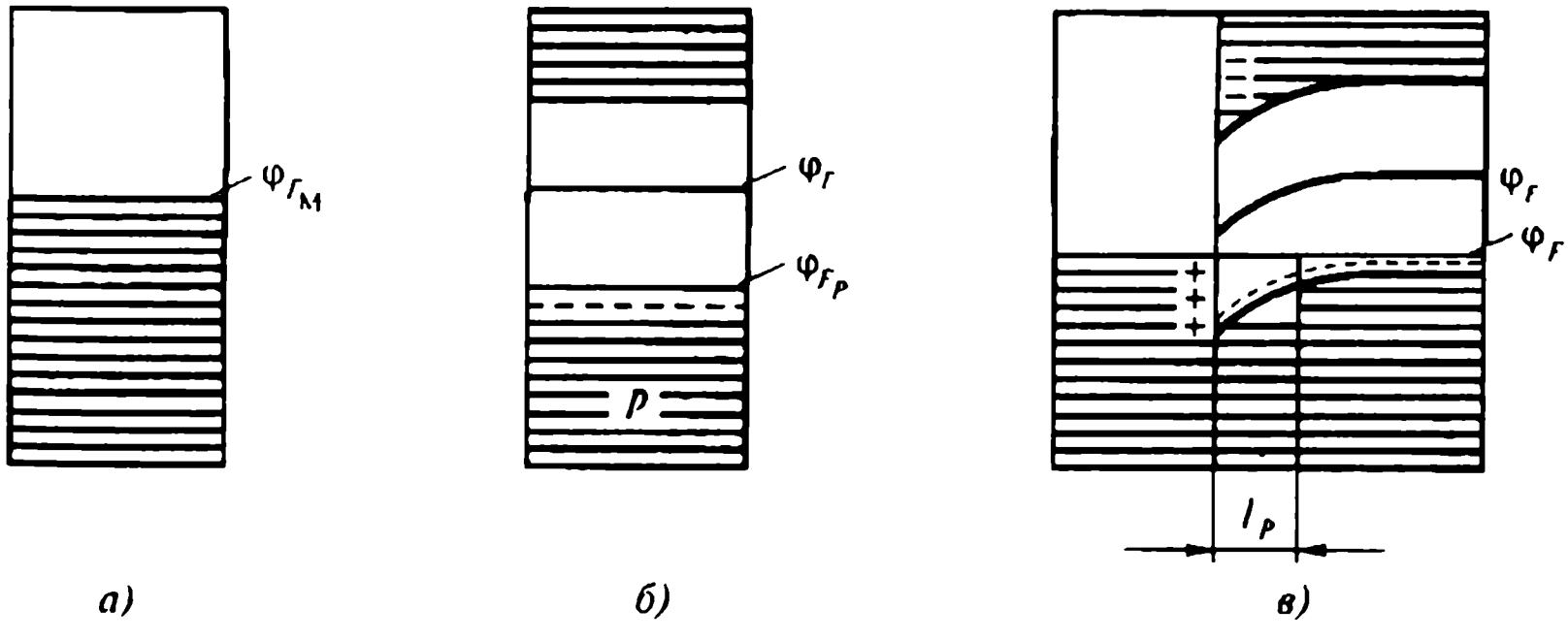


Рис. 2.5. Энергетическая зонная диаграмма контакта металл—полупроводник *p*-типа:

а — металл; *б* — полупроводник *p*-типа; *в* — контакт металл—полупроводник

зуется слой неподвижных отрицательно заряженных ионов акцепторной примеси. С уходом электронов из металла тонкий слой, прилегающий к месту контакта, зарядится положительно. В результате у границ контакта возникнут объемные заряды и появится контактная разность потенциалов. Образовавшееся электрическое поле будет препятствовать дальнейшему движению электронов из металла в полупроводник и способствовать переходу электронов из полупроводника *p*-типа (неосновные носители заряда) в металл.

В равновесной системе наблюдается динамическое равновесие встречно движущихся основных и неосновных носителей заряда. Результирующий ток через переход равен нулю. Так как концентрация основных носителей заряда (дырок) в приконтактном слое полупроводника понижена по сравнению с их концентрацией в его объеме, этот слой имеет повышенное удельное сопротивление, которое будет определять сопротивление всей системы. Уменьшение или увеличение концентрации носителей заряда характеризуется изменением положения уровня Ферми относительно соответствующих зон. При уменьшении концентрации дырок и увеличении концентрации электронов энергетическое расстояние между потолком валентной зоны и уровнем Ферми увеличивается, а между дном зоны проводимости и уровнем Ферми уменьшается. Поэтому на узком приконтактном участке, толщина которого характеризуется так называемой *дебаевской длиной* $l_p \approx 10^{-4}...10^{-6}$ см, энергетические уровни искривлены (рис. 2.5, *в*).

Если к системе подключить внешнее напряжение, причем плюс — к полупроводнику, а минус — к металлу, то возникнет дополнительное электрическое поле, снижающее внутреннее электрическое поле в переходе. Сопротивление приконтактного высокоомного слоя уменьшается, и через переход потечет ток, обусловленный переходом электронов из металла в полупроводник. Увеличение приложенного напряжения приводит к увеличению тока. При смене полярности приложенного напряжения («+» — к металлу, «—» — к полупроводнику) внешнее электрическое поле суммируется с внутренним и приконтактный слой еще сильнее обедняется дырками. Сопротивление перехода увеличивается. Так как электрическое поле не препятствует движению электронов полупроводника *p*-типа, последние будут проходить через переход, вызывая ток в цепи. Этот ток мал в связи с низкой концентрацией неосновных носителей заряда.

Таким образом, переход между металлом и полупроводником обладает вентильными свойствами. Его называют *барьером Шоттки.*

Аналогичные процессы имеют место при контакте металла с полупроводником *n*-типа, у которого уровень Ферми выше, чем у

металла (рис. 2.6, *а, б*). Электроны из полупроводника переходят в металл, искривляя вверх энергетические уровни и обедняя поверхностный слой основными носителями заряда. Это приводит к нарушению электронейтральности на данном участке и образованию областей, состоящих из нескомпенсированных положительно заряженных ионов донорной примеси. Возникают контактная разность потенциалов и переход, обладающий *вентильными свойствами.*

В зависимости от положения уровня Ферми в металле при контакте его с полупроводником в последнем может образоваться слой (инверсный), имеющий даже противоположный тип электропроводности. Действительно, если взять металл, у которого уровень Ферми ниже середины запрещенной зоны φ_E, и полупроводник *n*-типа и соединить их вместе, то энергетические уровни изогнутся так сильно, что вблизи валентной зоны уровень Ферми будет находиться на расстоянии, меньшем 0,5 $\varphi_з$ (рис. 2.6, *в*).

Такое расположение уровня Ферми относительно потолка валентной зоны характеризует электропроводность *p*-типа. Следовательно, в полупроводнике *n*-типа образуется слой с электропроводностью *p*-типа, причем электропроводность одного типа плавно переходит в электропроводность другого. Это объясняется тем, что электронов в зоне проводимости полупроводника недостаточно для получения равновесной системы (выравнивания уровней Ферми). Часть их из валентной зоны переходит в металл, в результате чего и появляются дырки.

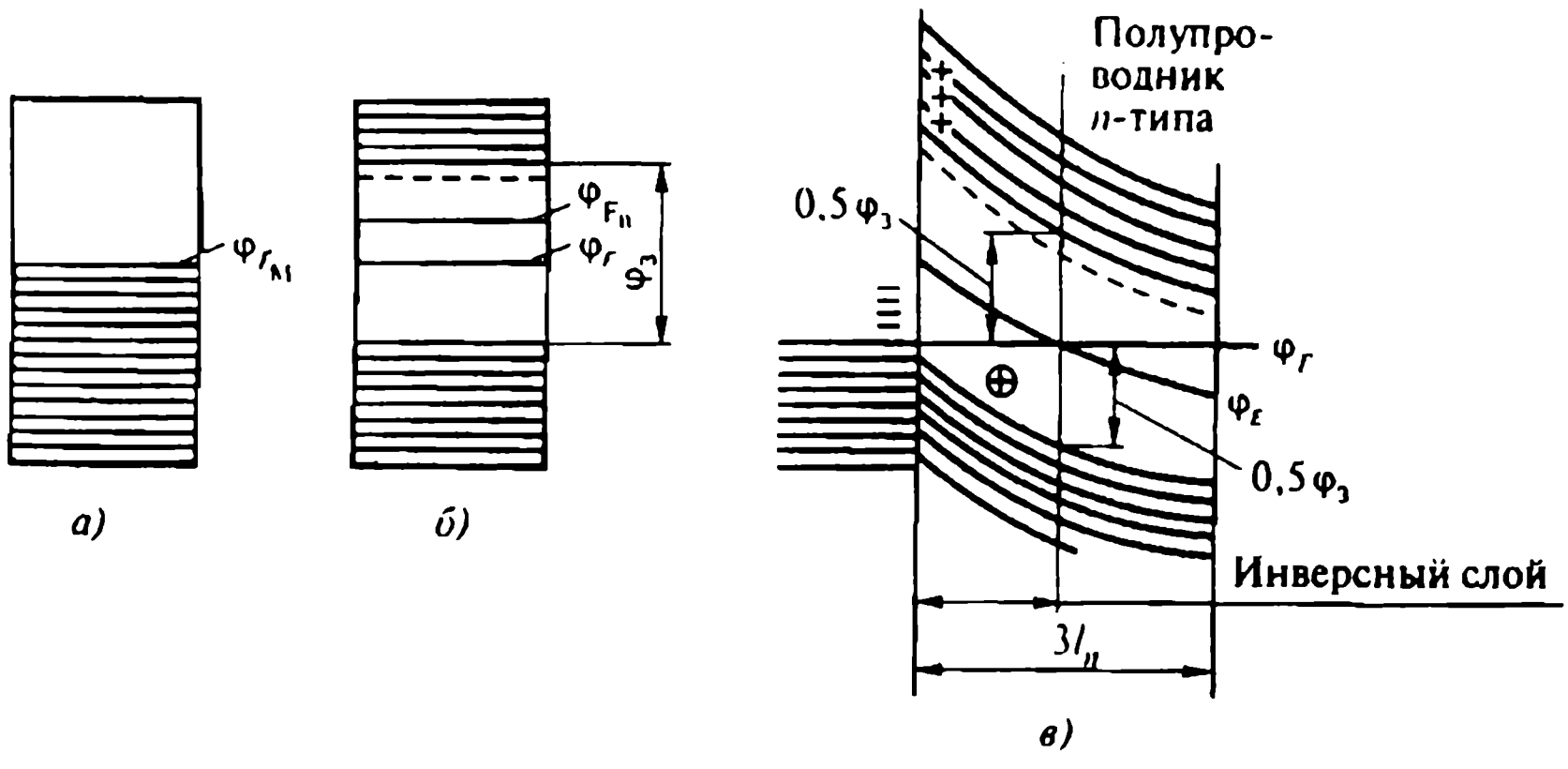


Рис. 2.6. Зонная диаграмма контакта металл—полупроводник, при котором возникает инверсный слой:

а — металл; *б* — полупроводник *n*-типа; *в* — контакт металл—полупроводник

Определенный интерес представляет случай контакта металл—полупроводник, когда уровень Ферми металла ниже соответствующего уровня полупроводника *p*-типа, т. е. $\varphi_{F_м} < \varphi_{F_p}$, и выше уровня Ферми полупроводника *n*-типа, т. е. $\varphi_{F_м} > \varphi_{F_n}$.

При этом граничные слои не обеднены, а обогащены основными носителями и удельное сопротивление граничных слоев окажется значительно меньше, чем соответствующее сопротивление вдали от границы. Такие переходы являются *основой омического контакта.*

Действительно, при соединении металла с полупроводником *p*-типа, у которых $\varphi_{F_м} < \varphi_{F_p}$, электроны полупроводника перейдут в металл. В результате этого приповерхностный слой окажется обогащенным основными носителями заряда — дырками. Удельное сопротивление приконтактной области станет меньше, чем в объеме полупроводника. Аналогично, приконтактный слой полупроводника *n*-типа при $\varphi_{F_м} > \varphi_{F_n}$ обогащен электронами за счет их перехода из металла, где уровень Ферми выше. Ввиду малого значения сопротивлений зон, прилегающих к контакту, они не оказывают существенного влияния на общее сопротивление системы. Подключение напряжения прямой или обратной полярности изменяет лишь степень обогащения приконтактных областей основными носителями заряда, практически не меняя общего сопротивления системы. На основе таких переходов металл—полупроводник выполняются выводы от областей полупроводника.

Контакт двух полупроводников *p*- и *n*-типов. Рассмотрим переход между двумя областями полупроводника, имеющими различный тип электропроводности. Концентрации основных носителей заряда в этих областях могут быть равны или существенно различаться.

Электронно-дырочный переход, у которого $p_p \approx n_n$, называют *симметричным.* Если концентрации основных носителей заряда в областях различны ($n_n >> p_p$ или $p_p >> n_n$) и отличаются в 100...1000 раз, то такие *p-n*-переходы называют *несимметричными.* Несимметричные *p-n*-переходы распространены шире, чем симметричные, поэтому в дальнейшем будем рассматривать только их.

В зависимости от характера распределения примесей, обеспечивающих требуемый тип электропроводности в областях, различают два типа переходов: *резкий* (ступенчатый) и *плавный.* В резком переходе концентрации примесей на границе раздела областей изменяются на расстоянии, соизмеримом с диффузионной длиной; в плавном — на расстоянии, значительно большем диффузионной длины.

Резкость границы играет существенную роль, так как в плавном *p-n*-переходе трудно получить те вентильные свойства, которые необходимы для работы диодов и транзисторов.

Свойства несимметричного *p-n*-перехода. Пусть концентрация дырок в области полупроводника с электропроводностью *p*-типа, т. е. в области *p*, намного выше концентрации электронов в области *n*, т. е. слой *p* более низкоомный.

Так как концентрация дырок в области *p* выше, чем в области *n*, часть дырок в результате диффузии перейдет в *n*-область, где вблизи границы окажутся избыточные дырки, которые будут рекомбинировать с электронами. Соответственно в этой зоне уменьшится концентрация свободных электронов и образуются области нескомпенсированных положительных ионов донорных примесей. В *p*-области уход дырок из граничного слоя способствует образованию областей с нескомпенсированными отрицательными зарядами акцепторных примесей (рис. 2.7, *а*), созданными ионами.

Подобным же образом происходит диффузионное перемещение электронов из *n*-слоя в *p*-слой. Однако в связи с малой концентрацией электронов по сравнению с концентрацией дырок перемещением основных носителей заряда высокоомной области в первом приближении пренебрегают. Перемещение происходит до тех пор, пока уровни Ферми обоих слоев не уравняются.

Область образовавшихся неподвижных пространственных зарядов (ионов) и есть область *p-n*-перехода. В ней имеют место пониженная концентрация основных носителей заряда и, следовательно, повышенное сопротивление, которое определяет электрическое сопротивление всей системы.

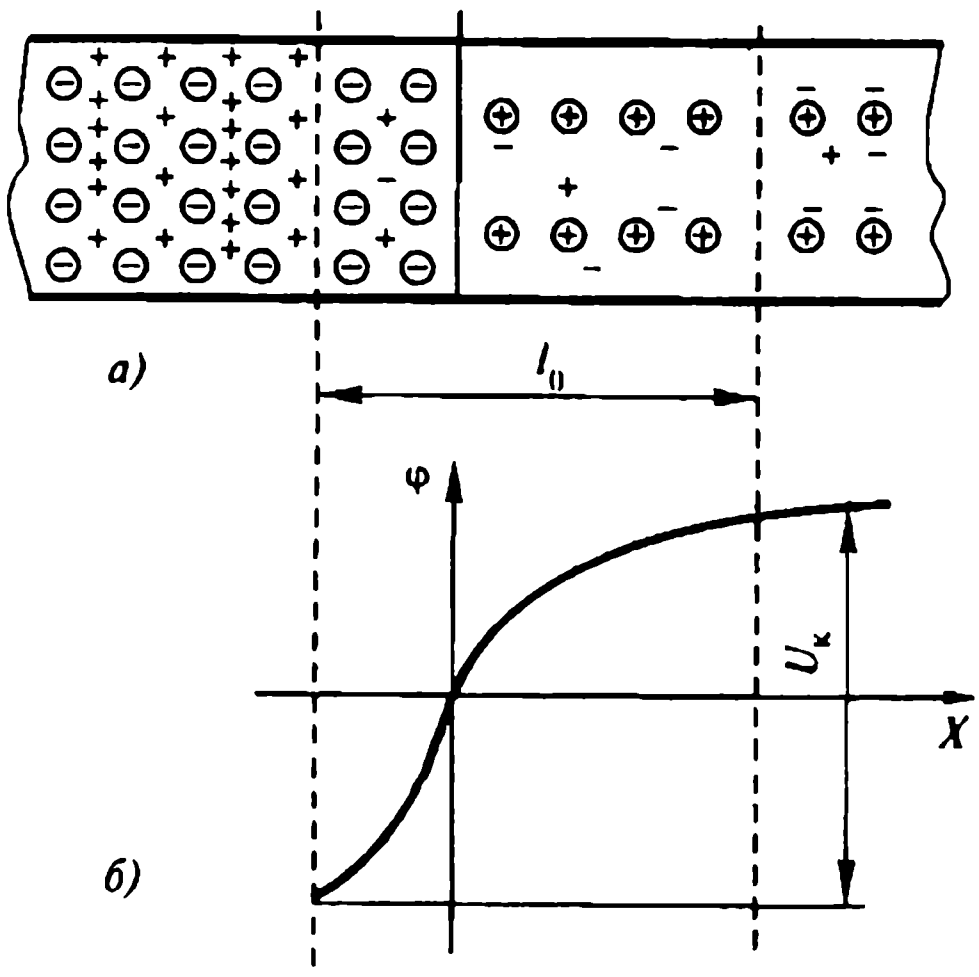


Рис. 2.7. Несимметричный *p-n*-переход:
а — структура *p-n*-перехода (⊕, ⊖ в кружочках — ионы, «+», «–» — дырки и электроны); *б* — распределение потенциала

В зонах, прилегающих к месту контакта двух разнородных областей, нарушается условие электронейтральности. В *p*-области остается нескомпенсированный заряд отрицательно заряженных акцепторных примесей, а в *n*-области — положительно заряженных доноров (рис. 2.7, *а, б*). Но за пределами *p-n*-перехода все заряды взаимно компенсируют друг друга и полупроводник остается электрически нейтральным.

Электрическое поле, возникающее между разноименными ионами, препятствует перемещению основных носителей заряда. Поэтому поток дырок из области *p* в область *n* и электронов в обратном направлении уменьшается с ростом напряженности электрического поля. Однако это поле не препятствует движению через переход неосновных носителей, имеющихся в *p*- и *n*-областях. Эти носители заряда собственной электропроводности, имеющие энергию теплового происхождения, генерируются в объеме полупроводника и, диффундируя к электрическому переходу, захватываются электрическим полем. Они перебрасываются в область с противоположной электропроводностью.

Переход неосновных носителей приводит к уменьшению объемного заряда и электрического поля в переходе. Как следствие, имеет место дополнительный диффузионный переход основных носителей, в результате чего электрическое поле принимает исходное значение. При равенстве потоков основных и неосновных носителей заряда и соответственно токов наступает *динамическое равновесие.*

Таким образом, через *p-n-переход в равновесном состоянии* (без приложения внешнего потенциала) *движутся два встречно направленных потока зарядов, находящихся в динамическом равновесии и взаимно компенсирующих друг друга.* Суммарная плотность тока, определяемая выражением (2.13), будет равна нулю.

Ионы в *p-n*-переходе создают разность потенциалов $U_к$, которую называют *потенциальным барьером* или *контактной разностью потенциалов.* Производная от нее, взятая по геометрической координате, дает значения напряженности электрического поля в переходе $E = \partial U_к / \partial x$.

Значение контактной разности потенциалов определяется положениями уровней Ферми в областях *n* и *p*: $U_к = \varphi_{F_n} - \varphi_{F_p}$; в первом приближении для рассмотренного полупроводника ее находят из выражения

$$U_к = \varphi_T \ln(n_{n_0} p_{p_0} / n_i^2),$$

где n_{n_0} и p_{p_0} — концентрация основных носителей заряда в равновесном состоянии в областях *n* и *p*.

Учитывая, что в равновесном полупроводнике при данной температуре $n_i^2 = n_{p_0} p_{p_0} = p_{n_0} n_{n_0}$, выражение для контактной разности потенциалов можно записать в виде

$$U_к = \varphi_T \ln(n_{n_0} / n_{p_0}) \approx \varphi_T \ln(N_а N_д / n_i^2). \qquad (2.15)$$

Так, если у германия $N_а = 10^7$ см$^{-3}$; $N_д = 10^{15}$ см$^{-3}$; $T = 300$ К; $n_i = 255 \cdot 10^{13}$ см^3, то $U_к \approx 0{,}3$ В. Значение контактной разности потенциалов у германиевых полупроводниковых приборов при комнатной температуре не превышает 0,4 В; в кремниевых приборах $U_к$ может достигать 0,7...0,8 В.

Ширину несимметричного ступенчатого перехода можно определить из выражения

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_к (N_а + N_д)}{q N_д N_а}} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_к}{q N_д}},$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; ε_0 — диэлектрическая постоянная воздуха.

Переход, смещенный в прямом направлении. Если к переходу приложить напряжение U плюсом к p-области, а минусом — к n-области, то это напряжение почти полностью будет падать на p-n-переходе, сопротивление которого во много раз выше сопротивлений областей p и n. В p-n-переходе появится дополнительное внешнее электрическое поле, уменьшающее его внутреннее поле. Потенциальный барьер уменьшится и станет равным $U_1 = U_к - U$. Соответственно уменьшится ширина p-n-перехода $l \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (U_к - U)}{q N_д}}$ (рис. 2.8, *а*, *б*) и его сопротивление.

В цепи потечет электрический ток. Однако до тех пор, пока $|U_к| > |U|$, обедненный носителями заряда p-n-переход имеет высокое сопротивление и ток имеет малое значение. Этот ток вызван дополнительным диффузионным движением носителей заряда, перемещение которых стало возможным в связи с уменьшением потенциального барьера.

При $|U_к| = |U|$ толщина p-n-перехода стремится к нулю и при дальнейшем увеличении напряжения U переход как область, обедненная носителями заряда, исчезает вообще. В результате компенсации внешним напряжением потенциального барьера электроны и дырки, являющиеся основными носителями заряда в p- и n-областях, начинают свободно диффундировать в области с противоположным типом электропроводности. Следовательно,

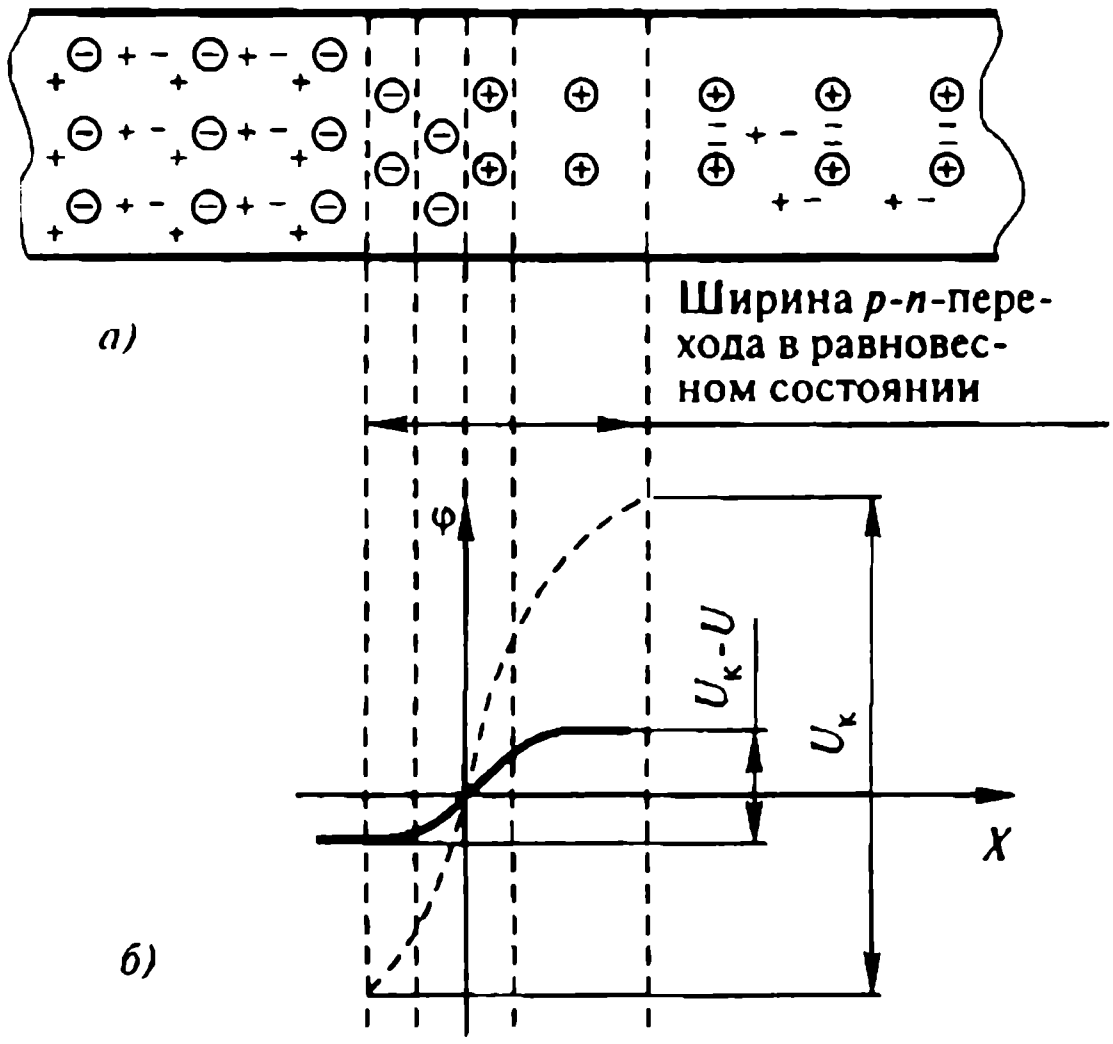


Рис. 2.8. Структура *p-n*-перехода, смещенного в прямом направлении (*а*); распределение потенциалов в *p-n*-переходе (*б*)

существовавший в равновесном состоянии баланс токов диффузии и дрейфа нарушается, и вследствие снижения потенциального барьера диффузия основных носителей заряда увеличивается. Через переход потечет ток, который называется прямым.

Введение («нагнетание») носителей заряда через электронно-дырочный переход в область полупроводника, где они являются неосновными носителями за счет снижения потенциального барьера, называется *инжекцией.*

Если *p-n*-переход является несимметричным и концентрация дырок в *p*-области во много раз выше концентрации электронов в *n*-области, диффузионный поток дырок будет во много раз превышать соответствующий поток электронов и последним можно пренебречь. В этом случае имеет место односторонняя инжекция носителей заряда.

В несимметричном *p-n*-переходе концентрации основных носителей различаются на несколько порядков (10^3...10^4). Поэтому концентрация инжектируемых неосновных носителей гораздо больше в высокоомном слое, чем в низкоомном, т. е. инжекция имеет односторонний характер. Неосновные носители заряда инжектируются в основном из низкоомного слоя в высокоомный.

Инжектирующий слой с относительно малым удельным сопротивлением называют *эмиттером*, слой, в который инжектируются не основные для него носители,— *базой.*

В результате инжекции в *p*- и *n*-областях на границах перехода окажутся дополнительные носители заряда, не основные для данной области. Вблизи *p*-*n*-перехода концентрации дырок в области *n* и электронов в области *p* отличаются от равновесной:

$$p_n = p_{n_0} e^{U/\varphi_T}; \quad n_p = n_{p_0} e^{U/\varphi_T}. \qquad (2.16)$$

Из (2.16) следует, что концентрация неосновных носителей заряда на границе *p*-*n*-перехода увеличивается по экспоненциальному закону в зависимости от приложенного напряжения.

Дополнительные неосновные носители заряда в течение времени $(3...5)\tau_\varepsilon$ компенсируются основными носителями заряда, которые приходят из объема полупроводника. В результате на границе *p*-*n*-перехода появляется заряд, созданный основными носителями заряда, и выполняется условие $\Delta n_n \approx \Delta p_n$; $\Delta p_p \approx \Delta n_p$.

Электронейтральность полупроводника восстанавливается. Такое перераспределение основных носителей заряда приводит к появлению электрического тока во внешней цепи, так как по ней поступают носители заряда взамен ушедших к *p*-*n*-переходу и исчезнувших в результате рекомбинации.

Неосновные носители заряда, оказавшиеся вследствие инжекции на границе *p*-*n*-перехода, перемещаются внутрь области с противоположным типом электропроводности. Причиной этого является диффузия и дрейф. Если напряженность электрического поля в полупроводнике невелика, основной причиной движения является градиент концентрации. Под его влиянием неосновные носители заряда (в рассматриваемом случае — дырки) движутся внутрь полупроводника, а основные (электроны) — в сторону инжектирующей поверхности, где идет интенсивная рекомбинация.

При диффузии неосновных носителей заряда внутрь полупроводника концентрация их непрерывно убывает из-за рекомбинаций. Если размеры *p*- и *n*-областей превышают диффузионные длины L_p, L_n (массивный полупроводник), то концентрации неосновных носителей заряда при удалении от перехода определяются из выражений

$$p(x) = p_{n_0} + \Delta p_n e^{-x/L_p}; \quad n(x) = n_{p_0} + \Delta n_p e^{-x/L_n}, \qquad (2.17)$$

здесь x — расстояние от точки, где избыточная концентрация равна Δp_n или Δn_p.

Таким образом, если в массивном полупроводнике в какой-то точке концентрация неосновных носителей заряда равна Δp, то

на расстоянии x в глубине полупроводника она уменьшается в $e^{-x/L}$ раз.

На расстоянии $x \approx (3 \pm 5)L$ концентрация неосновных носителей заряда стремится к p_{n_0} и n_{p_0}. Следовательно, вблизи p-n-перехода ток в системе обусловлен в основном диффузионным движением инжектированных носителей заряда. Вдали от p-n-перехода, где диффузионная составляющая тока стремится к нулю, последний имеет дрейфовый характер, и основные носители заряда движутся в электрическом поле, созданном внешним напряжением на участке p- и n-областей, имеющих омическое сопротивление. Если толщины W областей n и p достаточно малы, так что выполняется условие $W_p < L_p$ и $W_n < L_n$, можно считать, что концентрация неосновных носителей заряда внутри полупроводника изменяется по закону, близкому к линейному:

$$p(x) = p_{n_0} + \Delta p_n (1 - x / W_n); \quad n(x) = n_{p_0} + \Delta n_p (1 - x / W_n). \quad (2.18)$$

В установившемся режиме избыточные неосновные носители заряда, накопленные в области с противоположным типом электропроводности, несут заряд Q, значение которого пропорционально их концентрации, а следовательно, току через систему и постоянной времени жизни неосновных носителей заряда τ: $Q = I\tau$. Поэтому любое изменение тока сопровождается изменением заряда, накопленного с обеих сторон p-n-перехода. При односторонней инжекции заряд в основном накапливается в высокоомной базе.

В равновесном состоянии через p-n-переход протекает ток, имеющий две составляющие. Одна обусловлена диффузией основных носителей заряда в область, где они являются неосновными, другая — дрейфом неосновных носителей заряда теплового происхождения. При приложении к p-n-переходу прямого напряжения это равновесие нарушается. Ток диффузии основных носителей заряда I_T за счет снижения потенциального барьера увеличивается в e^{U/φ_T} раз и является функцией приложенного напряжения:

$$I'_T = I_T e^{U/\varphi_T}$$

(I_T — ток, протекающий в одном направлении через p-n-переход, находящийся в равновесном состоянии).

Другая составляющая тока при приложении внешнего напряжения остается практически без изменения. Это обусловлено тем, что создающие ток электроны и дырки генерируются вблизи p-n-перехода на расстоянии, меньшем диффузионной длины L. Те заряды, которые рождаются на большом расстоянии, в основном рекомбинируют не дойдя до перехода. Изменение ширины

перехода для носителей заряда этого происхождения не играет существенной роли. Они как генерировались в пределах толщины, определяемой диффузионной длиной, так и будут генерироваться. Соответственно ток, обусловленный движением этих носителей заряда, останется без изменения, т. е. таким же, как и в равновесном состоянии, при котором он был равен току I_T и направлен навстречу ему. Следовательно, результирующий ток через p-n-переход при приложении прямого напряжения

$$I_{\text{пр}} = I'_T - I_T = I_T(e^{U/\varphi_T} - 1). \qquad (2.19)$$

Это уравнение идеализированного p-n-перехода, на основе которого определяют вольт-амперные характеристики полупроводниковых приборов. Ток I_T называют *тепловым*, или *обратным*, *током насыщения*. Его значения для полупроводника с определенными концентрациями примесей зависят только от температуры последнего и не зависят от приложенного напряжения. Изменение ширины p-n-перехода и распределение потенциалов вблизи p-n-перехода представлено на рис. 2.8, *а*, *б*.

Переход, смещенный в обратном направлении. Если к электронно-дырочному переходу приложено обратное напряжение, полярность которого совпадает с направлением контактной разности потенциалов («+» — к n-области, «—» — к p-области), то общий потенциальный барьер повышается (рис. 2.9, *а*, *б*). Движение основных носителей через p-n-переход уменьшится и при некотором значении U совсем прекратится, т. е. в этом случае электроны и дырки начнут двигаться от p-n-перехода и дефицит свободных носителей заряда в p-n-переходе увеличится (рис. 2.9, *а*).

При этом ток обусловлен движением неосновных носителей, которые, попав в поле электронно-дырочного перехода, будут им захватываться и переноситься через p-n-переход. Процесс «отсоса» неосновных носителей заряда (при обратном включении напряжения) называется *экстракцией*.

Уход неосновных носителей заряда приведет к тому, что концентрация их у границ p-n-перехода снизится до нуля. Неосновные носители заряда вследствие диффузии начнут двигаться к границе p-n-перехода, компенсируя убыль зарядов и создавая электрический ток. При малых значениях обратного напряжения кроме этого тока через переход движутся основные носители заряда, вызывая противоположно направленный ток $I'_T = I_T e^{-U/\varphi_T}$. Результирующий ток p-n-перехода

$$I_{\text{обр}} = I'_T - I_T = I_T(e^{-U/\varphi_T} - 1). \qquad (2.20)$$

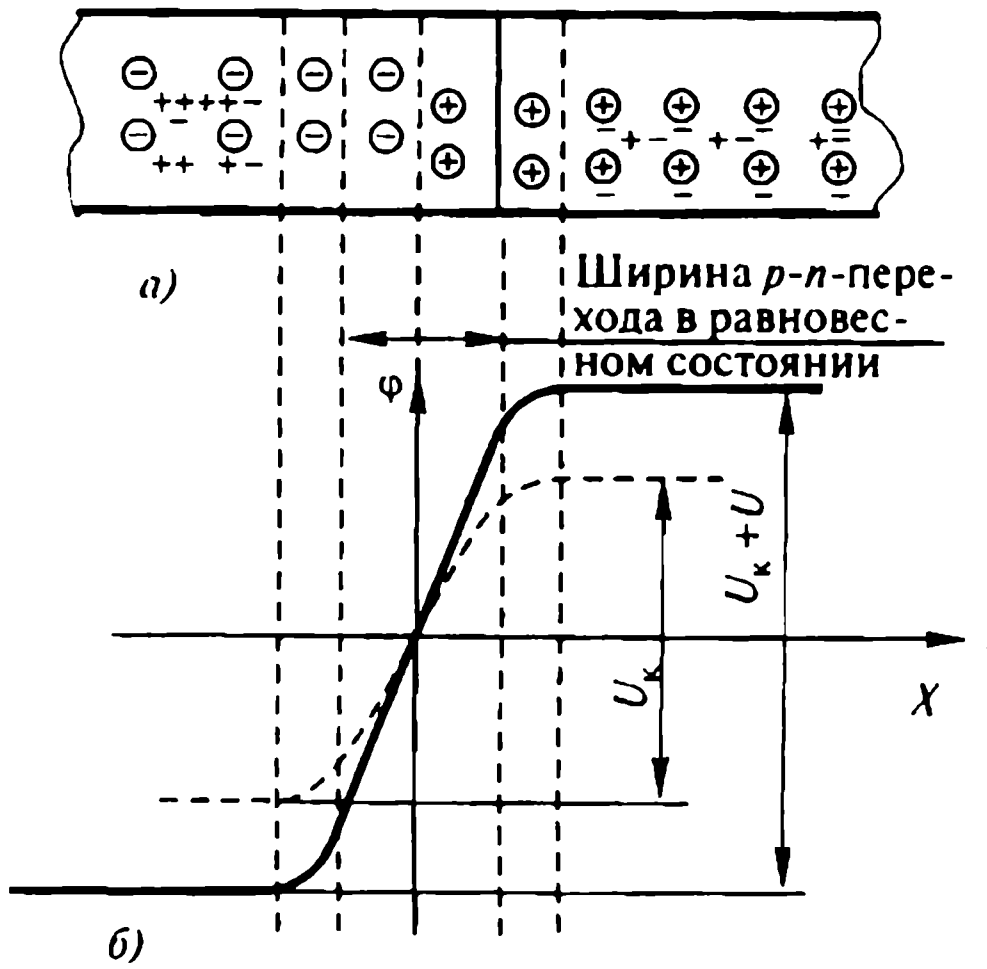


Рис. 2.9. Структура *p-n*-перехода, смещенного в обратном направлении (*а*); распределение потенциала в *p-n*-переходе (*б*)

Таким образом, тепловой ток, вызванный движением неосновных носителей заряда, и в этом случае остается неизменным, а ток, вызванный диффузией основных носителей заряда, уменьшается по экспоненциальному закону. При $|U|$, равном нескольким φ_T ($\varphi_T = 25$ мВ при $T = 300$ К), током основных носителей заряда можно пренебречь. Значение обратного тока не зависит от обратного напряжения, приложенного к *p-n*-переходу. Поэтому тепловой ток I_T в этом случае называют обратным током насыщения, или просто обратным током. Это объясняется тем, что все неосновные носители заряда, генерируемые в объеме, ограниченном диффузионной длиной и площадью *p-n*-перехода, участвуют в движении через *p-n*-переход.

Из рассмотренного следует, что идеализированный *p-n*-переход имеет *вентильные свойства*. При приложении напряжения, смещающего его в прямом направлении, через переход протекает электрический ток, значение которого при повышении напряжения увеличивается по экспоненциальному закону. Изменение полярности приложенного напряжения приводит к смещению *p-n*-перехода в обратном направлении и его сопротивление возрастает. Через переход протекает малый тепловой ток, значение которого не зависит от приложенного напряжения и увеличивается по экспоненциальному закону при повышении температуры.

Переходы *p-i*-, *n-i*-, p^+-*p*-, n^+-*n*-типов. Кроме *p-n*-переходов встречаются и другие типы переходов. Это связано с наличием в

некоторых полупроводниках областей, концентрации носителей заряда в которых существенно различны. Можно, например, получить полупроводник, в одной области которого электропроводность собственная (*i*), а в другой — примесная (*p* или *n*). Переход между этими двумя областями носит название *p-i-* или *n-i-перехода*. Если в одном из слоев концентрация основных носителей заряда намного выше (n^+, p^+), чем в другой области с однотипной электропроводностью, то возникают n^+-*n*- или p^+-*p*-*переходы*. При контакте собственного и примесного полупроводников ($p_p > p_i$ и $n_n > n_i$) из-за разности концентраций носителей заряда возникает диффузия дырок в собственный полупроводник *i*-типа и электронов в полупроводник *p*-типа. Появляется разность потенциалов, образованная областью с нескомпенсированными отрицательно заряженными ионами акцепторных примесей и дырками, в полупроводнике с собственной электропроводностью. Однако эта разность потенциалов значительно меньше, чем в *p-n*-переходе, и слой, обедненный носителями заряда, простирается большей частью в область собственного полупроводника.

Наличие высокоомной области в полупроводнике с собственной относительно малой электропроводностью приводит к тому, что на переходе падает только часть приложенного напряжения и вентильные свойства у *p-i-* и *n-i*-переходов выражены значительно слабее, чем у *p-n*-перехода. При приложении к нему обратного напряжения обратный ток оказывается больше, чем в *p-n*-переходе. При прямом смещении *p-i-* и *n-i*-переходов прямой ток меньше, чем в *p-n*-переходе, и меньше зависит от приложенного напряжения.

На основе *p-i-* и *n-i*-переходов создают полупроводниковые приборы, допускающие подключение высоких обратных напряжений. В обычном *p-n*-переходе подключение высокого напряжения может создать в нем настолько высокую напряженность электрического поля, что наступит электрический пробой последнего. Если *p-* и *n*-области разделить высокоомным слоем с собственной электропроводностью, то напряженность поля в переходе снизится при том же значении потенциального барьера. Такой *p-i-n*-переход будет иметь как бы ступенчатое изменение контактной разности потенциалов и концентрации примесей.

При контакте двух полупроводников с электропроводностью одного типа, имеющих разную концентрацию примесей, высота потенциального барьера ниже, чем в *p-i*-переходе, так как разность в положениях уровней Ферми ($\varphi^+_{F_p} - \varphi_{F_p}$) и ($\varphi^+_{F_n} - \varphi_{F_n}$) меньше, чем ($\varphi_{F_p} - \varphi_{F_i}$) и ($\varphi_{F_n} - \varphi_{F_i}$). Эти переходы имеют некоторую асимметрию электропроводности, но практически не обладают вентильными свойствами. Соответственно в них отсутствует инжекция неосновных носителей заряда в высокоомную область.

§ 2.4. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛЬНЫХ *p-n*-ПЕРЕХОДОВ

В идеальном *p-n*-переходе обратный ток уже при сравнительно небольшом обратном напряжении не зависит от значения последнего. Однако при исследованиях реальных *p-n*-переходов наблюдается достаточно сильное увеличение обратного тока при увеличении приложенного напряжения, причем в кремниевых структурах обратный ток на 2...3 порядка выше теплового. Такое отличие экспериментальных данных от теоретических объясняется термогенерацией носителей заряда непосредственно в области *p-n*-перехода и существованием канальных токов и токов утечки.

Канальные токи обусловлены наличием поверхностных энергетических состояний, искривляющих энергетические зоны вблизи поверхности и приводящих к появлению инверсных слоев. Эти слои называют каналами, а токи, протекающие через переход между инверсным слоем и соседней областью,— канальными токами.

Емкости *p-n*-перехода. Наряду с электропроводностью *p-n*-переход имеет и определенную емкость. Емкостные свойства обусловлены наличием по обе стороны от границы электрических зарядов, которые созданы ионами примесей, а также подвижными носителями заряда, находящимися вблизи границы *p-n*-перехода.

Емкость *p-n*-перехода подразделяют на две составляющие: *барьерную*, отражающую перераспределение зарядов в *p-n*-переходе, и *диффузионную*, отражающую перераспределение зарядов вблизи *p-n*-перехода. При прямом смещении перехода в основном проявляется диффузионная емкость, при обратном (режим экстракции) заряды вблизи *p-n*-перехода (в базе) меняются мало и основную роль играет барьерная емкость.

Так как внешнее напряжение влияет на ширину *p-n*-перехода, значение пространственного заряда и концентрацию инжектированных носителей заряда, емкость *p-n*-перехода зависит от приложенного напряжения и его полярности.

Барьерная емкость $C_{бар}$ обусловлена наличием в *p-n*-переходе ионов донорной и акцепторной примесей, которые образуют как бы две заряженные обкладки конденсатора. При изменении запирающего напряжения, например увеличении, ширина *p-n*-перехода увеличивается и часть подвижных носителей заряда (электронов в области *n* и дырок в области *p*) отсасывается электрическим полем от слоев, прилегающих к переходу. Перемещение этих носителей заряда вызывает в цепи ток

$$i = \frac{\mathrm{d}Q_{пер}}{\mathrm{d}t} = C_{бар}\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}t}, \qquad (2.21)$$

где $dQ_{пер}/dt$ — изменение заряда обедненного слоя p-n-перехода. Этот ток становится равным нулю по окончании переходного процесса изменения границ p-n-перехода.

Величину $C_{бар}$ для резкого перехода можно определить из приближенного выражения

$$C_{бар} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{l_0}\sqrt{\frac{U_к}{U_к + |U|}}, \qquad (2.22)$$

где S, l_0 — площадь и толщина p-n-перехода при $U = 0$; $U_к$ — контактная разность потенциалов.

С увеличением приложенного обратного напряжения U барьерная емкость уменьшается из-за увеличения толщины перехода l (рис. 2.10, *а*).

Зависимость $C_{бар} = f(U)$ называют *вольт-фарадной характеристикой*.

При подключении к p-n-переходу прямого напряжения барьерная емкость увеличивается вследствие уменьшения l. Однако в этом случае приращение зарядов за счет инжекции играет большую роль и емкость p-n-перехода определяется в основном диффузионной составляющей емкости.

Диффузионная емкость отражает физический процесс изменения концентрации подвижных носителей заряда, накопленных в областях, вследствие изменения концентрации инжектированных носителей.

Влияние диффузионной емкости можно пояснить следующим примером.

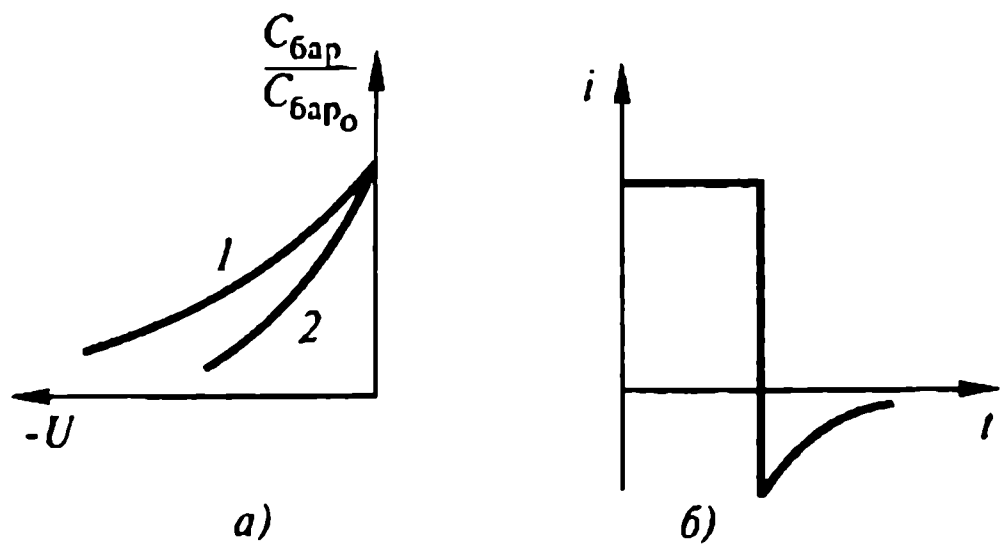


Рис. 2.10. Вольт-фарадные характеристики p-n-перехода (*а*) и изменение тока при изменении полярности напряжения (*б*):
1 — плавный переход; *2* — резкий переход

Пусть через *p-n*-переход протекает прямой ток, обусловленный инжекцией дырок в базовую область. В базе накоплен заряд, созданный неосновными носителями, пропорциональный этому току, и заряд основных носителей, обеспечивающий электронейтральность полупроводника. При быстром изменении полярности приложенного напряжения инжектированные дырки не успевают рекомбинировать и под действием обратного напряжения переходят назад в область эмиттера. Основные носители заряда движутся в противоположную сторону и уходят по шине питания. При этом обратный ток сильно увеличивается. Постепенно дополнительный заряд дырок в базе исчезает (рассасывается) за счет рекомбинации их с электронами и возвращения в *p*-область. Обратный ток уменьшается до статического значения (рис. 2.10, *б*).

Переход *p-n* ведет себя подобно емкости, причем заряд диффузионной емкости пропорционален прямому току, протекавшему ранее через *p-n*-переход.

Пробой *p-n*-перехода. Под пробоем *p-n*-перехода понимают значительное уменьшение обратного сопротивления, сопровождающееся возрастанием обратного тока при увеличении приложенного напряжения. Различают три вида пробоя: туннельный, лавинный и тепловой.

В основе *туннельного* пробоя лежит туннельный эффект, т.е. «просачивание» электронов сквозь потенциальный барьер, высота которого больше, чем энергия носителей заряда. Иными словами, туннельный пробой наступает тогда, когда напряженность электрического поля возрастает настолько, что становится возможным туннельный переход электронов из валентной зоны полупроводника с электропроводностью одного типа в зону проводимости полупроводника с электропроводностью другого типа (рис. 2.11, *а*). Туннельный пробой чаще всего возникает у полупроводниковых приборов, имеющих узкий переход и малое значение удельного сопротивления, причем напряженность электрического поля должна быть достаточно высокой (более 10^5 В/см).

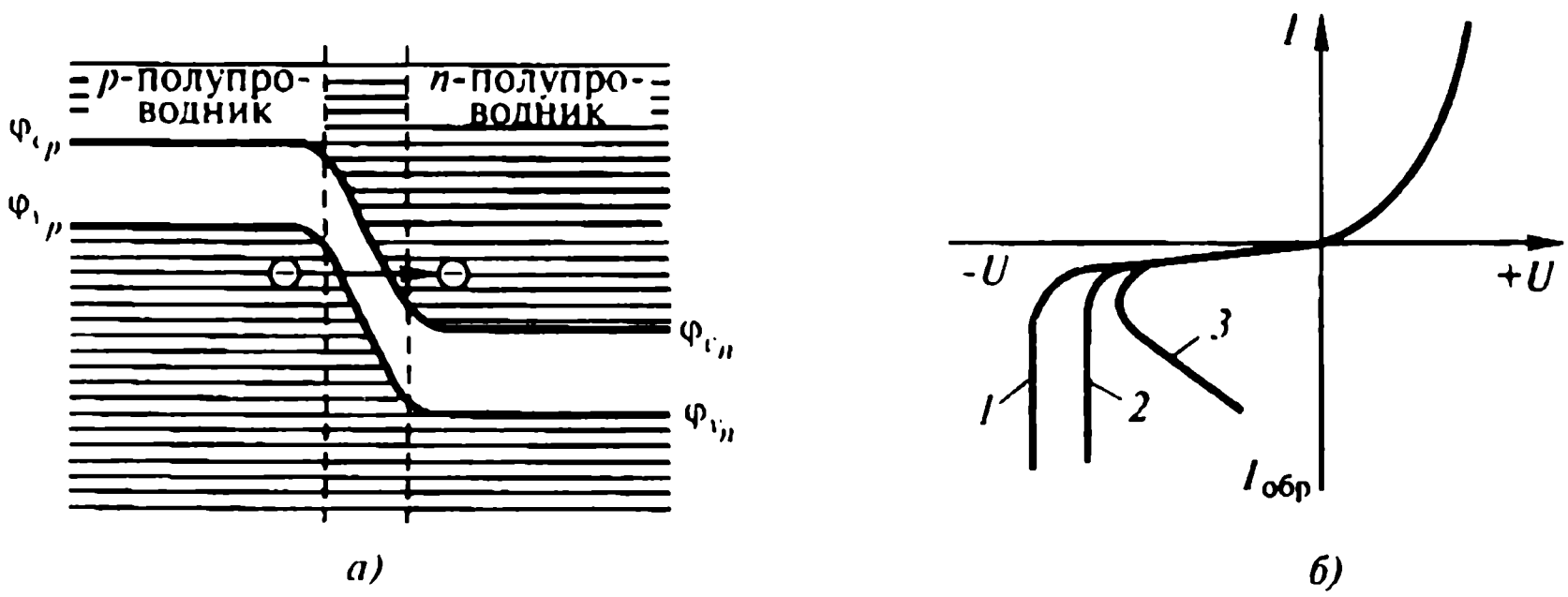


Рис. 2.11. Энергетическая зонная диаграмма, поясняющая туннельный переход электрона (*а*); вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода (*б*):
1 — лавинный пробой; *2* — туннельный пробой; *3* — тепловой пробой

При такой напряженности энергетические зоны искривляются настолько, что энергия электронов валентной зоны полупроводника *p*-типа становится такой же, как и энергия свободных электронов зоны проводимости полупроводника *n*-типа. В результате перехода электронов «по горизонтали» из области *p* в область *n* возникает *туннельный ток*. Начало туннельного пробоя оценивается по десятикратному превышению туннельного тока над обратным. При увеличении температуры напряжение, при котором возникает туннельный пробой, уменьшается. Вольт-амперная характеристика туннельного пробоя представлена на рис. 2.11, *б*.

Лавинный пробой вызывается ударной ионизацией, которая происходит тогда, когда напряженность электрического поля, вызванная обратным напряжением, достаточно велика. Неосновные носители заряда, движущиеся через *p*-*n*-переход, ускоряются настолько, что при соударении с атомами в зоне *p*-*n*-перехода ионизируют их. В результате появляется пара электрон—дырка. Вновь появившиеся носители заряда ускоряются электрическим полем и в свою очередь могут вызвать ионизацию следующего атома и т. д. Если процесс ударной ионизации идет лавинообразно, то по тому же закону увеличиваются количество носителей заряда и обратный ток. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением. Для количественной характеристики этого процесса используется *коэффициент лавинного умножения* $M_л$, который показывает, во сколько раз ток, протекающий через *p*-*n*-переход, больше обратного тока: $I = M_л\ I_{обр}$.

Коэффициент можно определить из эмпирического выражения

$$M_л = \frac{1}{1-(U / U_{пр\ лав})^n}, \qquad (2.23)$$

где $U_{пр\ лав}$ — напряжение, при котором возникает лавинный пробой и $M_л \to \infty$; $n = 3$ для $p = Si$ и $n = Ge$; $n = 5$ для $p = Ge$ и $n = Si$.

Лавинный пробой возникает в высокоомных полупроводниках, имеющих достаточно большую ширину *p*-*n*-перехода. Напряжение лавинного пробоя зависит от температуры полупроводника и растет с ее увеличением из-за сокращения длины свободного пробега носителей заряда. При лавинном пробое падение напряжения на *p*-*n*-переходе остается постоянным (*1* на рис. 2.11, *б*).

Тепловой пробой возникает в результате разогрева *p*-*n*-перехода, когда количество теплоты, выделяемой током в *p*-*n*-переходе, больше количества теплоты, отводимой от него. При разогреве

p-n-перехода происходит интенсивная генерация электронно-дырочных пар и увеличение обратного тока через *p-n*-переход. Это, в свою очередь, приводит к дальнейшему увеличению температуры и обратного тока. В итоге ток через *p-n*-переход лавинообразно увеличивается и наступает тепловой пробой (*3* на рис. 2.11, *б*).

Следует заметить, что один вид пробоя может наступать как следствие другого вида пробоя.

§ 2.5. ОСНОВНЫЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Рассмотрим некоторые технологические процессы, применяемые при изготовлении полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.

Сплавление полупроводника с металлами или их сплавами — это технологический процесс, который состоит в том, что в пластину полупроводника вплавляют металл или сплав металла, содержащий примеси, необходимые для образования зоны с электропроводностью требуемого типа. Для сплавления полупроводника с металлами на пластину полупроводника помещают таблетку примеси. Затем систему нагревают до температуры, при которой примесь расплавится, и начнется частичное растворение материала полупроводника в примесном материале. После охлаждения в полупроводнике образуется область с электропроводностью требуемого типа. Сплавные *p-n*-переходы относятся к числу резких (ступенчатых). Они имеют высокую надежность, работоспособность при больших обратных напряжениях, малое собственное сопротивление *p-n*-областей, что при прямом смещении *p-n*-перехода обеспечивает малое падение напряжения на них. Этот технологический процесс широко применяют при массовом изготовлении сплавных диодов и транзисторов.

Электрохимические методы получения p-n-переходов применяют, когда необходимы малые расстояния между *p-* и *n*-областями (например, в транзисторе можно получать расстояние между эмиттером и коллектором порядка 3...4 мкм). Сущность метода состоит в электрохимическом осаждении металла на поверхность полупроводника. В результате реакции образуется контакт металл—полупроводник, свойства которого зависят от физических характеристик материалов.

В редких случаях применяют *комбинирование электрохимического осаждения и сплавления*. Для этого полупроводник, в лунках которого произведено осаждение металла, нагревают до температу-

ры, необходимой для вплавления последнего в полупроводник. Такую технологию создания *p-n*-переходов называют *микросплавной*.

Полученные электрохимическим осаждением и сплавлением *p-n*-переходы обычно используют при производстве высокочастотных полупроводниковых приборов.

Диффузия — это процесс, с помощью которого на поверхности или внутри пластины полупроводника получают *p*- или *n*-области путем введения акцепторных или донорных примесей. Проникновение примесей внутрь пластины полупроводника происходит за счет диффузии атомов, находящихся в составе паров, в атмосферу которых помещена нагретая до высокой температуры полупроводниковая пластина.

Так как атомы примеси диффундируют из области высокой концентрации со скоростью, определяемой коэффициентом диффузии, то наибольшая концентрация примесей наблюдается у поверхности полупроводника. С увеличением расстояния от поверхности в глубь полупроводника концентрация примесей монотонно убывает.

Переход *p-n* возникает в области, где концентрация носителей заряда близка к той, которая имеется у материала без примеси (при собственной электропроводности). Ввиду неравномерного распределения примеси по толщине в области, полученной диффузией, имеется собственное электрическое поле.

Разница в значениях коэффициентов диффузии у разных материалов использована для одновременного получения двух областей с разным типом электропроводности. Так, для германия коэффициент диффузии донорных примесей на несколько порядков выше коэффициента диффузии акцепторных примесей, а в кремнии наблюдается обратная картина. Поэтому, если пластину полупроводника поместить в высокотемпературную среду газа, содержащего пары как донорных, так и акцепторных примесей, атомы примесей с большим коэффициентом диффузии проникнут глубже внутрь полупроводника и создадут область с соответствующей электропроводностью. Атомы примесей с меньшим коэффициентом диффузии образуют вблизи поверхности полупроводника область с противоположным типом электропроводности. При этом необходимо, чтобы концентрация примесей с малым коэффициентом диффузии была значительно больше концентрации примеси с большим коэффициентом диффузии. Качество процесса диффузионного получения переходов во многом зависит от точности поддержания требуемой температуры. Например, при температуре 1000...1200 °С изменение ее на несколько градусов может в два раза изменить коэффициент диффузии.

Двухстадийную (двухэтапную) диффузию применяют для уменьшения влияния изменения температуры на качество полупроводниковых приборов, получаемых методом диффузии. В первой стадии на поверхности полупроводниковой пластины при сравнительно низкой температуре получают стеклообразный слой, содержащий легирующие примеси. Во второй — полупроводниковую пластину помещают в печь с более высокой температурой, при которой диффузия примесей происходит из стеклообразного слоя в глубь пластины, а на поверхности полупроводника остается диэлектрическая пленка оксида. Двухстадийный процесс диффузии часто используют при введении примесей бора в кремний. В качестве источника примесей используется борный ангидрид B_2O_3. Нагревая пластину и борный ангидрид в атмосфере водорода, на поверхности ее получают слой боросиликатного стекла. Нагрев пластины до более высокой температуры обеспечивает диффузию бора из слоя стекла внутрь пластины. При этом поверхность оказывается покрытой диоксидом SiO_2, который является диэлектриком. Таким образом, при двухстадийной диффузии осуществляется дозированное введение примесей из стеклообразного слоя в полупроводник.

Эпитаксией называют процесс выращивания одного монокристалла на грани другого. Полупроводниковые эпитаксиальные пленки могут быть получены различными способами: термическим испарением в вакууме, осаждением из парообразной фазы, распылением в газовом промежутке. Изменяя тип примеси и условия выращивания, можно в широких пределах изменять электрические свойства эпитаксиальной пленки. Следует отметить, что процесс эпитаксии при изготовлении полупроводниковых элементов может заменить процесс диффузии.

Ионное легирование сводится к бомбардировке в вакууме нагретой полупроводниковой пластины ионами примеси, ускоренными до определенной скорости. Ионы, внедрившиеся в полупроводниковую пластину, играют роль донорных или акцепторных примесей. Это позволяет, не прибегая к процессу диффузии, получать зоны, имеющие определенный тип электропроводности. Такую технологию называют *элионной*.

В настоящее время в производстве полупроводниковых приборов используют *ионную имплантацию* — легирование примесями одного из изотопов бора. При этом для маскирования используют или тонкий слой алюминия, или толстый слой диоксида кремния.

При *вакуумном напылении* напыляемый металл нагревают в вакууме до температуры испарения. Затем его осаждают на покрываемую поверхность, имеющую сравнительную низкую температуру.

Для получения требуемого «рисунка» напыление производят через металлические маски, имеющие соответствующие прорези.

Катодное распыление применяют для осаждения тугоплавких соединений. Процесс основан на явлении разрушения катода при бомбардировке его ионизированными атомами разреженного газа. Инертный газ, например аргон, вводят в испарительную камеру под давлением 1...100 Па. В системе создают тлеющий разряд. Ионы газа интенсивно бомбардируют катод, в результате чего его атомы приобретают необходимую энергию и вылетают с поверхности катода. Затем они попадают на полупроводниковые пластины и, оседая на них, покрывают полупроводник слоем металла.

Электролитическое и химическое осаждение применяют при наличии электропроводной подложки из инертного по отношению к электролиту материала. На нее электролитическим или химическим путем осаждается пленка из водного раствора солей металлов (электролита).

Оксидное маскирование используют для того, чтобы обеспечить диффузию только в определенные участки пластины, а остальную поверхность защитить от проникновения атомов примеси. Хорошей маской, ограничивающей области диффузии, является диоксид кремния SiO_2. Это объясняется тем, что скорость диффузии примесей в диоксиде кремния значительно меньше, чем в чистом кремнии. Кроме того, диоксид кремния является хорошим диэлектриком. Поэтому окисление — неотъемлемый этап технологического процесса изготовления интегральных микросхем. Для получения диоксида пластину нагревают до температуры 900...1200 °С в атмосфере влажного кислорода. Затем в полученной пленке диоксида, согласно схеме, вытравливают окна. Этот процесс обычно применяют при изготовлении кремниевых интегральных микросхем.

Фотолитография — процесс получения на поверхности пластины требуемого рисунка. Поверхность полупроводника, маскированного оксидной пленкой, покрывают фоторезистом (светочувствительным слоем). Затем для обеспечения равномерности покрытия пластину помещают на центрифугу и сушат. После этого экспонируют поверхности ультрафиолетовым излучением через маску, на которой выполнен требуемый рисунок в виде прозрачных и непрозрачных участков. Участки фоторезиста, оказавшиеся освещенными, будут задублены, а с неосвещенных (незадубленных) участков фоторезист удаляют специальным составом.

Травление используют для того, чтобы с участков, не защищенных задубленным фоторезистом, плавиковой кислотой стравить диоксид кремния. В результате в оксидной пленке образуются окна, через которые и производится диффузия.

§ 2.6. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним электрическим *p-n*-переходом и двумя выводами.

В зависимости от технологических процессов, использованных при их изготовлении, различают точечные диоды, сплавные и микросплавные, с диффузионной базой, эпитаксиальные и др.

По функциональному назначению диоды делят на выпрямительные, универсальные, импульсные, смесительные, детекторные, модуляторные, переключающие, умножительные, стабилитроны (опорные), туннельные, параметрические, фотодиоды, светодиоды, магнитодиоды, диоды Ганна и т. д.

Большинство полупроводниковых диодов выполняют на основе несимметричных *p-n*-переходов. Низкоомную область диодов называют *эмиттером*, а высокоомную — *базой*. Для создания переходов с вентильными свойствами используют *p-n*-, *p-i*-, *n-i*-переходы, а также переходы металл—полупроводник. Идеализированная вольт-амперная характеристика диода описывается выражением (2.19).

В реальных диодах прямая и обратная ветви вольт-амперной характеристики отличаются от идеализированной. Это обусловлено тем, что тепловой ток I_T при обратном включении составляет лишь часть обратного тока диода. При прямом включении существенное влияние на ход вольт-амперной характеристики оказывает падение напряжения на сопротивлении базы диода, которое начинает проявляться уже при токах, превышающих 2...10 мА.

При практическом использовании диодов выделять составляющие, которые искажают идеализированную вольт-амперную характеристику, сложно и нецелесообразно. Поэтому у реальных диодов в качестве одного из основных параметров используют обратный ток $I_{обр}$, который измеряют при определенном значении обратного напряжения. У германиевых диодов $I_{обр} \approx I_T$, у кремниевых $I_{обр} >> I_T$. Так как значения обратного тока у диодов изменяются в широких пределах (от экземпляра к экземпляру), в паспортных данных на каждый вид диода указывается его максимально допустимое значение.

Тепловой ток и остальные составляющие обратного тока сильно зависят от температуры. Для теплового тока справедлива зависимость

$$I_T(T) = I_T(T_0)\, e^{\alpha \Delta T}, \qquad (2.24)$$

где $\Delta T = T - T_0$; $I_T(T_0)$ — тепловой ток при температуре T_0; α — постоянный коэффициент (для германия $\alpha_{Ge} \approx 0{,}09$ К$^{-1}$ при $T < 350$ К, для кремния $\alpha_{Si} \approx 0{,}13$ К$^{-1}$ при $T < 400$ К).

С помощью выражения (2.24) можно ориентировочно определять обратный ток при разных температурах *p-n*-перехода у германиевых диодов. В кремниевых диодах в диапазоне рабочих температур доля теплового тока в полном обратном токе невелика: $I_{обр} \approx 10^3 I_T$. У них обратный ток в основном определяется генерационно-рекомбинационными явлениями в *p-n*-переходе.

Для инженерных расчетов обратного тока в зависимости от температуры окружающей среды можно пользоваться упрощенным выражением

$$I_{обр}(T) \approx I_{обр}(T_0) 2^{\Delta T / T^*}, \qquad (2.25)$$

где T^* — приращение температуры, при котором обратный ток $I_{обр}(T_0)$ удваивается ($T^* \approx 8...10$ °С для германия и $T^* \approx 6...7$ °С для кремния).

В практике часто считают, что обратный ток германиевых диодов увеличивается в два раза, а кремниевых — в 2,5 раза при увеличении температуры на каждые 10 °С. При этом фактическое изменение обратного тока обычно занижается. Так как обратный ток в кремниевых диодах на несколько порядков меньше, чем в германиевых, им часто пренебрегают.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики диода отклоняется от идеализированной из-за наличия токов рекомбинации в *p-n*-переходе, падения напряжения на базе диода, изменения (модуляции) сопротивления базы при инжекции в нее неосновных носителей заряда и наличия в базе внутреннего поля, возникающего при большом коэффициенте инжекции. С учетом падения напряжения на базе диода запишем уравнение прямой ветви вольт-амперной характеристики диода:

$$I = I_T (e^{U - I r_б / \varphi_T} - 1), \qquad (2.26)$$

где $r_б$ — омическое сопротивление базы диода.

Прологарифмировав (2.26), найдем падение напряжения на диоде:

$$U = [\varphi_T \ln(I / I_T + 1)] + I r_б. \qquad (2.27)$$

Для малых токов I (2.27) имеет вид

$$U \approx \varphi_T \ln(I / I_T + 1).$$

Падение напряжения на диоде U зависит от тока I, протекающего через него, и имеет большее значение у диодов с малым I_T. Так как у кремниевых диодов тепловой ток I_T мал, то и начальный участок прямой ветви характеристики значительно более пологий, чем у германиевых (рис. 2.12). При увеличении температуры прямая ветвь характеристики становится более крутой из-за увеличения I_T и уменьшения сопротивления базы. Падение напряжения, соответствующее тому же значению прямого тока, при этом уменьшается, что оценивается с помощью температурного коэффициента напряжения (ТКU) ε:

$$\varepsilon = \Delta U / \Delta T. \qquad (2.28)$$

ТКU показывает, насколько должно измениться напряжение на p-n-переходе при изменении температуры на 1 °С при $I = \text{const}$, $\varepsilon = 2{,}2$ мВ/град.

В настоящее время наиболее широко применяются микросплавные и мезадиоды (мезаэпитаксиальные), а также диоды с диффузионной базой.

Рассмотрим некоторые типы диодов, применяемых в низкочастотных цепях.

Выпрямительные диоды. Диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный, к быстродействию, емкости p-n-перехода и стабильности параметров которых обычно не предъявляют специальных требований, называют выпрямительными.

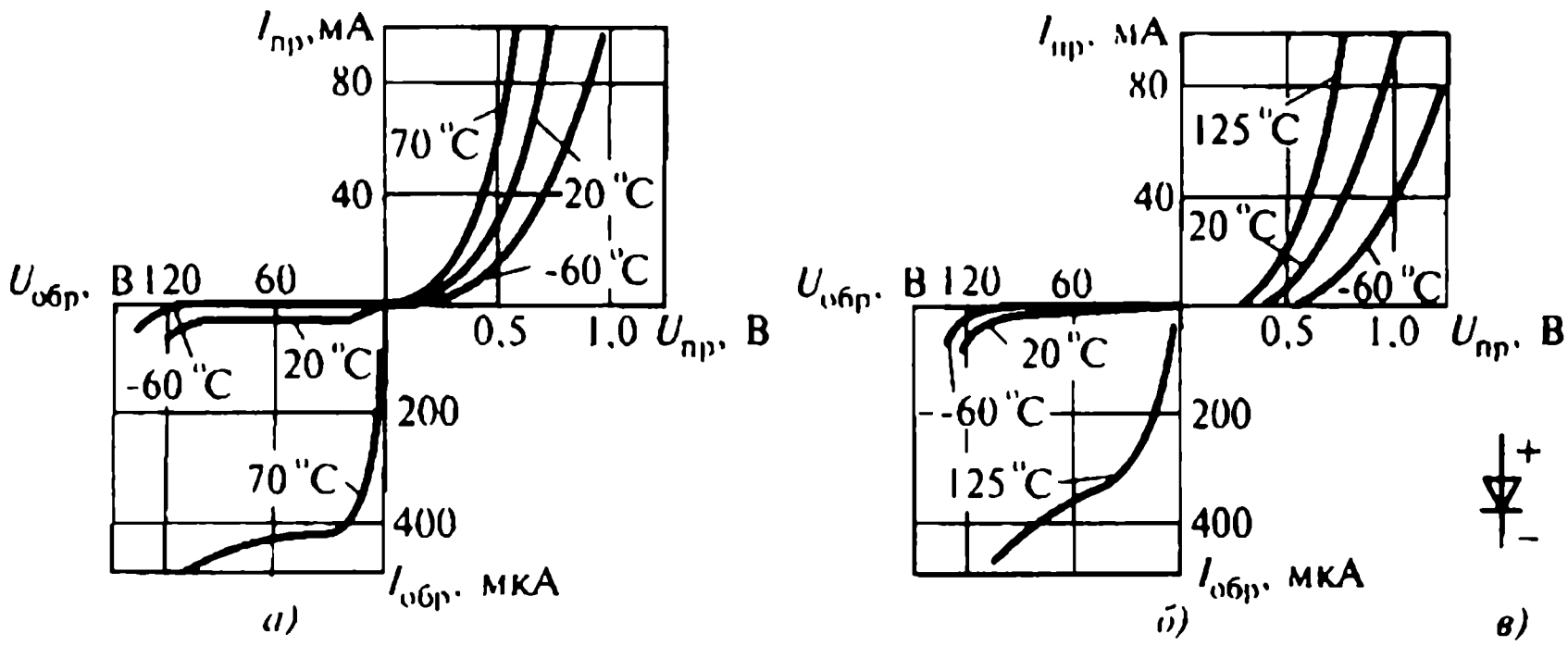


Рис. 2.12. Вольт-амперные характеристики германиевого (*а*) и кремниевого (*б*) диодов; условное обозначение (*в*)

В качестве выпрямительных диодов используют сплавные эпитаксиальные и диффузионные диоды, выполненные на основе несимметричных *p-n*-переходов.

В выпрямительных диодах применяются также и *p-i*-переходы, использование которых позволяет снизить напряженность электрического поля в *p-n*-переходе и повысить значение обратного напряжения, при котором начинается пробой. Для этой же цели иногда используют p^+-*p*- или n^+-*n*-переходы. Для их получения методом эпитаксии на поверхности исходного полупроводника наращивают тонкую высокоомную пленку. На ней методом вплавления или диффузии создают *p-n*-переходы, в результате чего получается структура p^+-*p*-*n*- или n^+-*n*-*p*-типа. В таких диодах успешно разрешаются противоречивые требования, состоящие в том, что, во-первых, для получения малых обратных токов, малого падения напряжения в открытом состоянии и температурной стабильности характеристик необходимо применять материал с возможно малым удельным сопротивлением; во-вторых, для получения высокого напряжения пробоя и малой емкости *p-n*-перехода необходимо применять полупроводник с высоким удельным сопротивлением.

Эпитаксиальные диоды обычно имеют малое падение напряжения в открытом состоянии и высокое пробивное напряжение.

Для выпрямительных диодов характерно, что они имеют малые сопротивления в проводящем состоянии и позволяют пропускать большие токи. Барьерная емкость их из-за большой площади *p-n*-переходов велика и достигает значений десятков пикофарад.

Германиевые выпрямительные диоды могут быть использованы при температурах, не превышающих 70...80 °С, кремниевые — до 120...150 °С, арсенид-галлиевые — до 150 °С. В настоящее время, благодаря успехам технологии, температурный диапазон существенно расширен.

Основные параметры выпрямительных диодов и их значения у маломощных диодов

1. Максимально допустимое обратное напряжение диода $U_{\text{обр max}}$ — значение напряжения, приложенного в обратном направлении, которое диод может выдержать в течение длительного времени без нарушения его работоспособности (десятки — тысячи вольт).

2. Средний выпрямленный ток диода $I_{\text{вп ср}}$ — среднее за период значение выпрямленного постоянного тока, протекающего через диод (сотни миллиампер — десятки ампер).

3. Импульсный прямой ток диода $I_{пр\,и}$ — пиковое значение импульса тока при заданной максимальной длительности, скважности и формы импульса.

4. Средний обратный ток диода $I_{обр\,ср}$ — среднее за период значение обратного тока (доли микроампер — несколько миллиампер).

5. Среднее прямое напряжение диода при заданном среднем значении прямого тока $U_{пр\,ср}$ (доли вольт).

6. Средняя рассеиваемая мощность диода $P_{ср\,д}$ — средняя за период мощность, рассеиваемая диодом, при протекании тока в прямом и обратном направлениях (сотни милливатт — десятки и более ватт).

7. Дифференциальное сопротивление диода $r_{диф}$ — отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока (единицы — сотни ом).

Импульсные диоды. Импульсные диоды имеют малую длительность переходных процессов и предназначены для работы в импульсных цепях. От выпрямительных диодов они отличаются малыми емкостями *p-n*-перехода (доли пикофарад) и рядом параметров, определяющих переходные характеристики диода. Уменьшение емкостей достигается за счет уменьшения площади *p-n*-перехода, поэтому допустимые мощности рассеяния у них невелики (30...40 мВт).

Основные параметры импульсных диодов

1. Общая емкость диода $C_д$ (от долей до нескольких пикофарад).
2. Максимальное импульсное прямое напряжение $U_{пр\,и\,max}$.
3. Максимально допустимый импульсный ток $I_{пр\,и\,max}$.
4. Время установления прямого напряжения диода $t_{уст}$ — интервал времени от момента подачи импульса прямого тока на диод до достижения заданного значения прямого напряжения на нем — зависит от скорости движения внутрь базы инжектированных через переход неосновных носителей заряда, в результате которого наблюдается уменьшение ее сопротивления (доли наносекунд — доли микросекунд).
5. Время восстановления обратного сопротивления диода $t_{вос}$ — интервал времени, прошедший с момента прохождения тока через нуль (после изменения полярности приложенного напряжения) до момента, когда обратный ток достигнет заданного малого значения (порядка 0,1 I, где I — ток при прямом напряжении); $t_{вос}$ — доли наносекунд — доли микросекунд.

Наличие времени восстановления обусловлено зарядом, накопленным в базе диода при инжекции. Для запирания диода

этот заряд должен быть «ликвидирован». Это происходит за счет рекомбинаций и обратного перехода неосновных носителей заряда в эмиттер. Последнее приводит к увеличению обратного тока. После изменения полярности напряжения в течение некоторого времени t_1 обратный ток меняется мало (рис. 2.13, *а*, *б*) и ограничен только внешним сопротивлением цепи. При этом заряд неосновных носителей, накопленных при инжекции в базе диода (концентрация $p(x)$), рассасывается (пунктирные линии на рис. 2.13, *в*). По истечении времени t_1 концентрация неосновных носителей заряда на границе перехода равна равновесной, но в глубине базы еще имеется неравновесный заряд. С этого момента обратный ток диода уменьшается до своего статического значения. Изменение его прекратится в момент полного рассасывания заряда, накопленного в базе.

В быстродействующих импульсных цепях широко используют диоды Шоттки, в которых переход выполнен на основе контакта металл—полупроводник. У этих диодов не затрачивается время на накопление и рассасывание зарядов в базе, их быстродействие за-

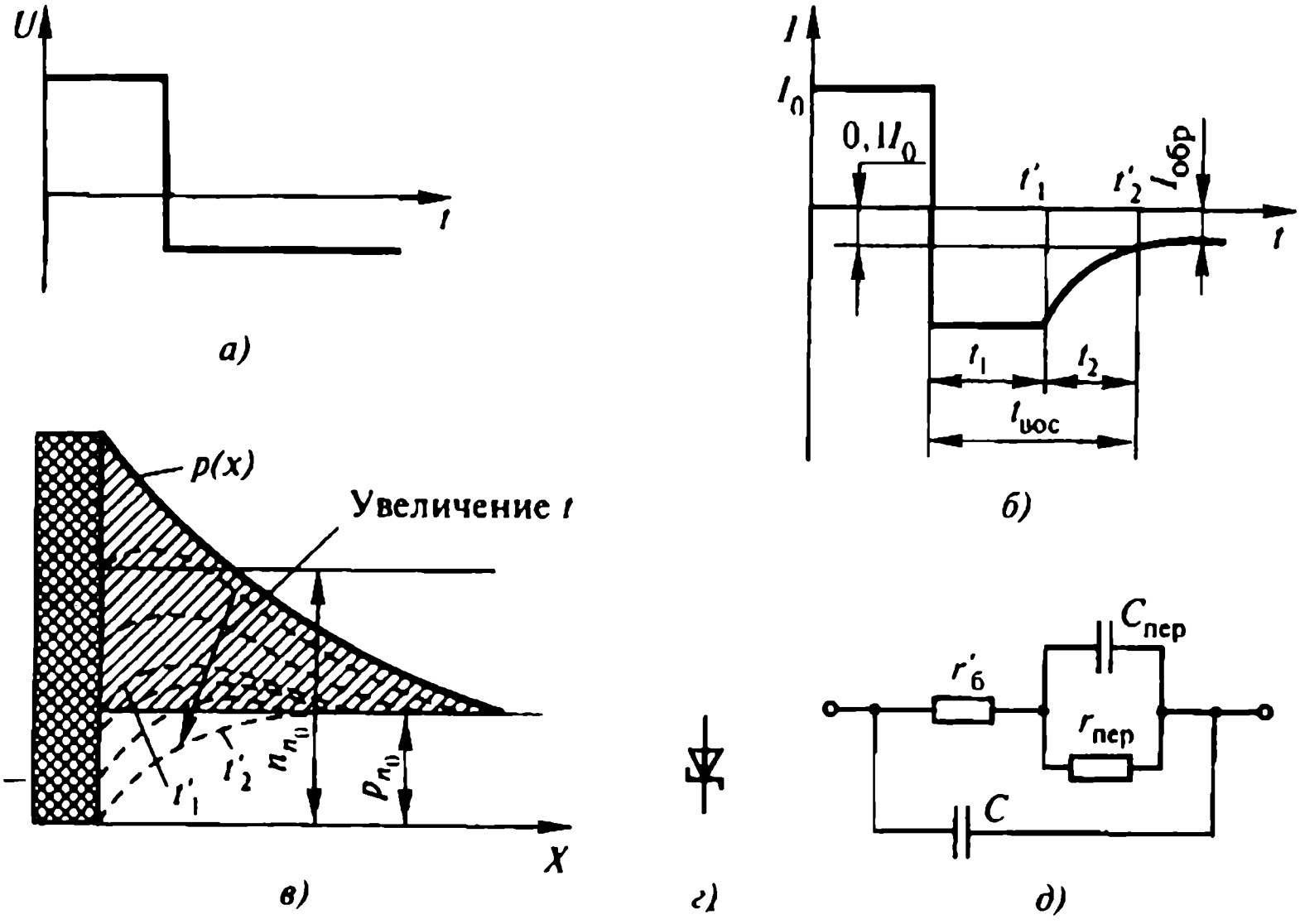


Рис. 2.13. Изменение тока через диод (*а*) при подключении обратного напряжения (*б*) и изменение концентрации неосновных носителей заряда в базе импульсного диода (*в*); условное обозначение диода с барьером Шоттки (*г*); эквивалентная схема диода (*д*):

$r_{пер}$ — сопротивление p-n-перехода; $C_{пер}$ — емкость p-n-перехода; $r'_б$ — омическое сопротивление тела базы и эмиттера; C — межэлектродная емкость выводов

висит только от скорости процесса перезарядки барьерной емкости. Вольт-амперная характеристика диодов Шоттки напоминает характеристику диодов на основе *p-n*-переходов. Отличие состоит в том, что прямая ветвь в пределах 8...10 декад* приложенного напряжения представляет почти идеальную экспоненциальную кривую, а обратные токи малы (доли — десятки наноампер). Конструктивно диоды Шоттки выполняют в виде пластины низкоомного кремния, на которую нанесена высокоомная эпитаксиальная пленка с электропроводностью того же типа. На поверхность пленки вакуумным напылением нанесен слой металла.

Диоды Шоттки применяют также в выпрямителях больших токов и в логарифмирующих устройствах. Условное обозначение диода Шоттки и эквивалентная схема диода приведены на рис. 2.13, *г*, *д*.

Полупроводниковые стабилитроны. Полупроводниковые стабилитроны, называемые иногда опорными диодами, предназначены для стабилизации напряжений. Их работа основана на использовании явления электрического пробоя *p-n*-перехода при включении диода в обратном направлении.

Механизм пробоя может быть туннельным, лавинным или смешанным. У низковольтных стабилитронов (с низким сопротивлением базы) более вероятен *туннельный* пробой. У стабилитронов с высокоомной базой (сравнительно высокоомных) пробой носит *лавинный* характер. Материалы, используемые для создания *p-n*-перехода стабилитронов, имеют высокую концентрацию примесей. При этом напряженность электрического поля в *p-n*-переходе значительно выше, чем у обычных диодов. При относительно небольших обратных напряжениях в *p-n*-переходе возникает сильное электрическое поле, вызывающее его электрический пробой. В этом режиме нагрев диода не носит лавинообразного характера. Поэтому электрический пробой не переходит в тепловой.

В качестве примера на рис. 2.14, *а* приведены вольт-амперные характеристики стабилитрона КС510А при различных температурах. На рис. 2.14, *б*, *в* показаны условное обозначение стабилитронов и его включение в схему стабилизации напряжения.

Основные параметры стабилитронов и их типовые значения

1. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ — падение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации (от нескольких до десятков вольт).

---

* Декада — изменение значения в 10 раз.

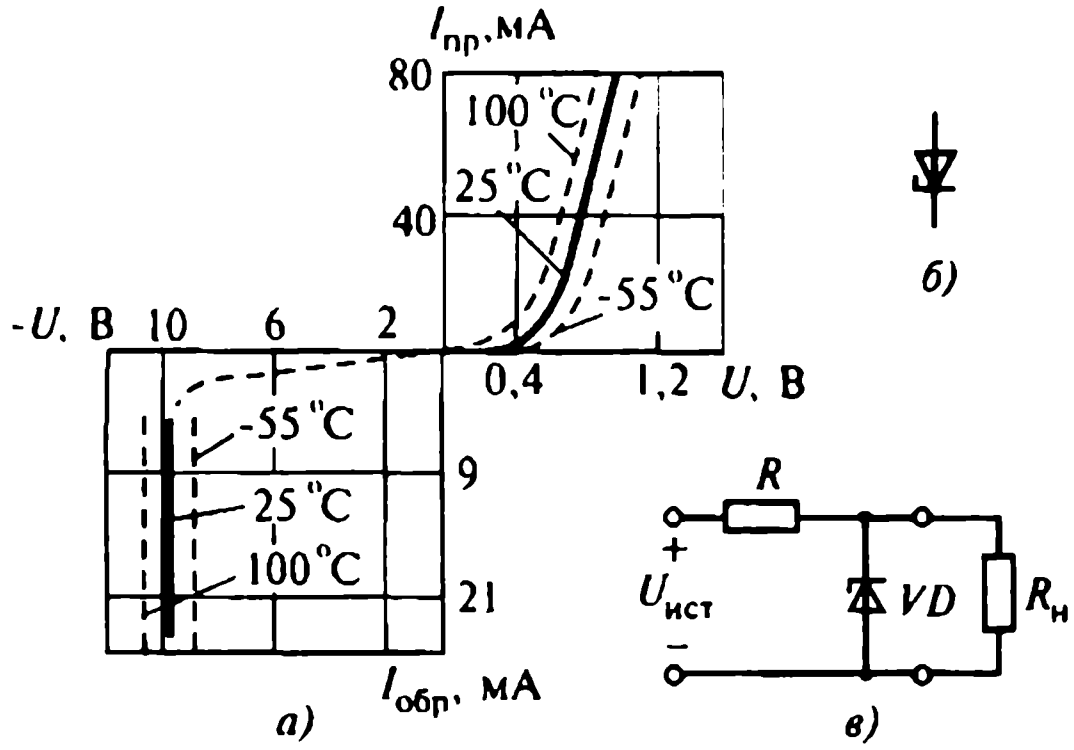


Рис. 2.14. Вольт-амперная характеристика стабилитрона (*а*), его условное обозначение (*б*) и включение полупроводникового стабилитрона в схему стабилизации напряжения на нагрузке (*в*)

2. Максимальный ток стабилизации $I_{ст\,max}$ (несколько миллиампер — несколько ампер).

3. Минимальный ток стабилизации $I_{ст\,min}$ (доли — десятки миллиампер).

4. Дифференциальное сопротивление $r_{диф}$, которое определяется при заданном значении тока на участке пробоя как $r_{диф} = \partial U_{ст}/\partial I_{ст}$ (доли — тысячи ом).

5. Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{ст}$ — относительное изменение напряжения стабилизации $\Delta U_{ст}$ при изменении температуры окружающей среды на ΔT ($\alpha_{ст}$ — тысячные доли процента).

Дифференциальное сопротивление при увеличении тока стабилизации уменьшается на 10...20%. Это объясняется тем, что при увеличении приложенного напряжения увеличивается площадь участков, на которых произошел пробой. При токе, близком к номинальному, его сопротивление близко к значению собственного сопротивления базы.

Пробойный режим не связан с инжекцией неосновных носителей. Поэтому в стабилитроне инерционные явления, связанные с накоплением и рассасыванием носителей, при переходе из области пробоя в область запирания и обратно практически отсутствуют. Это позволяет использовать их в импульсных схемах в качестве фиксаторов уровней и ограничителей. Включение полупроводниковых стабилитронов в схему стабилизации выходного напряжения показано на рис. 2.14, *в*. При увеличении напряжения питания увеличивается ток в цепи, а падение напряжения на

стабилитроне и на нагрузке остается неизменным. При увеличении тока через стабилитрон возрастает падение напряжения на резисторе R. Другими словами, почти все приращение напряжения питания падает на резисторе R, а выходное напряжение остается неизменным за счет своеобразной характеристики обратной ветви стабилитрона.

Параметры цепи стабилизации напряжения выбирают так, чтобы удовлетворялись следующие очевидные неравенства:

$$I_{\text{ст min}} \le \frac{U_{\text{и min}} - U_{\text{ст}}}{R} - I_{\text{н max}}; \tag{2.29}$$

$$I_{\text{ст max}} \ge \frac{U_{\text{и max}} - U_{\text{ст}}}{R} - I_{\text{н min}}, \tag{2.30}$$

где $U_{\text{и max}}$ и $U_{\text{и min}}$ — максимальное и минимальное напряжения источника питания; $I_{\text{н max}}$ и $I_{\text{н min}}$ — максимальный и минимальный токи нагрузок, которые будут соответственно при $R_{\text{н max}}$ и $R_{\text{н min}}$.

Если неравенства (2.29), (2.30) не удовлетворяются, то реализовать параметрический стабилизатор напряжения, имеющий заданные параметры, нельзя и необходимо применять более сложные технические решения.

Для уменьшения температурного коэффициента напряжения стабилизации последовательно со стабилитроном включают дополнительный диод (рис. 2.15, *а*). При этом вид вольт-амперной характеристики (рис. 2.14, *а*) при прямом напряжении U изменяется и этот участок представляет обратную ветвь характеристики диода $VD1$. В отличие от вышерассмотренного такой компенсированный стабилитрон практически не изменяет параметры напряжения, полярность которого противоположна стабилизируемому, что удобно при построении ряда устройств.

Данные стабилитроны получили название прецизионных и выпускаются промышленностью в виде законченных компонентов, например 2С191, КС211, КС520 и др. В них дополнительно нормируется временная нестабильность напряжения стабилизации (тысячные доли процента — доли процента) и время выхода

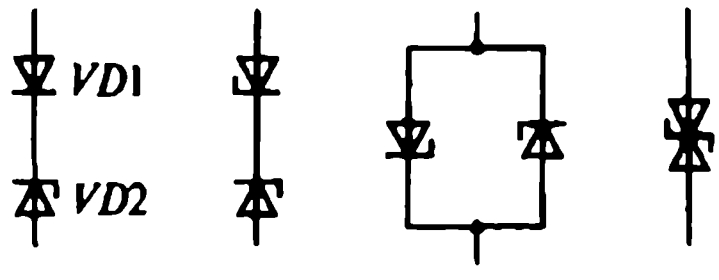


Рис. 2.15. Температурная компенсация стабилитрона (*а*); включение стабилитронов для двухполярной стабилизации напряжения (*б*); двухполярная стабилизация с помощью термокомпенсированных стабилитронов (*в*); стабилитрон, имеющий двухполярное напряжение стабилизации (*г*)

на режим, при котором обеспечивается заданная временная нестабильность (десятки минут).

В прецизионных стабилизаторах напряжения вместо резистора R устанавливают стабилизатор тока. Он необходим потому, что при изменении тока через стабилитрон на величину $\Delta I_{ст}$ падение напряжения на нем меняется на $\Delta U_{ст}$ ($\Delta U_{ст} = \Delta I_{ст} r_{диф}$). Поэтому чем меньше $\Delta I_{ст}$, тем точнее будет поддерживаться требуемое значение напряжения.

При необходимости обеспечить стабилизацию двухполярных напряжений стабилитроны включают последовательно (рис. 2.15, *б*), а прецизионные (с дополнительными компенсирующими диодами) — параллельно (рис. 2.15, *в*).

Кроме того, промышленность выпускает так называемые двуханодные стабилитроны, например 2С170А, 2С182А и т. д., которые обеспечивают стабилизацию и ограничение двухполярных напряжений (рис. 2.15, *г*). Для них дополнительно нормируют абсолютное значение несимметричности напряжения стабилизации (доли вольт).

При необходимости стабилизировать или ограничивать короткие импульсы напряжения (длительностью десятки наносекунд — сотни микросекунд) следует применять стабилитроны, специально предназначенные для этих целей, например 2С175Е, КС182Е, 2С211Е и др. Они имеют сниженное значение барьерной емкости, так что общая емкость составляет от нескольких до двух десятков пикофарад, и малую длительность переходного процесса (от долей до нескольких наносекунд).

Варикапы. Ширина электронно-дырочного перехода и его емкость зависят от приложенного к нему напряжения.

Варикап — это полупроводниковый прибор, предназначенный для использования в качестве управляемой электрическим напряжением емкости.

Варикап работает при обратном напряжении, приложенном к *p-n*-переходу. Его емкость меняется в широких пределах, а ее значение определяют из выражения

$$C_в(U) = C_в(0)\left(\frac{U_к}{U_к + U}\right)^{1/n},$$

где $C_в(0)$ — емкость при нулевом напряжении на диоде; $U_к$ — значение контактного потенциала; U — приложенное обратное напряжение; $n = 2$ для резких переходов и $n = 3$ для плавных переходов.

Эквивалентная схема варикапа и его условное обозначение приведены на рис. 2.16, *а*, *б*. Наличие индуктивности $L_в$ в эквивалентной схеме объясняется, в основном, конструктивными особенностями варикапа.

Основные параметры варикапов и их типовые значения

1. Общая емкость $C_в$ — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении (десятки — сотни пикофарад).

2. Коэффициент перекрытия по емкости — отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений: $K_c = C_{в\,max}/C_{в\,min}$ (единицы — десятки единиц).

3. Сопротивление потерь $r_п$ — суммарное активное сопротивление, включая сопротивление кристалла, контактных соединений и выводов варикапа.

4. Добротность $Q_в$ — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала (X_c) к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения: $Q_в = X_c/r_п$ (десятки — сотни единиц).

5. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) $\alpha_{C_в}$ — отношение относительного изменения емкости к вызывавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды: $\alpha_{C_в} = \Delta C/(C\Delta T)$ ($2\cdot10^{-4}...6\cdot10^{-4}$ 1/К).

На рис. 2.16, *в* в качестве примера показано включение варикапа в цепь резонансного *LC*-контура. Конденсатор *C* необходим для исключения попадания постоянного напряжения *U* в цепь $U_{вх}$. Его берут достаточно большим: $C >> C_в$.

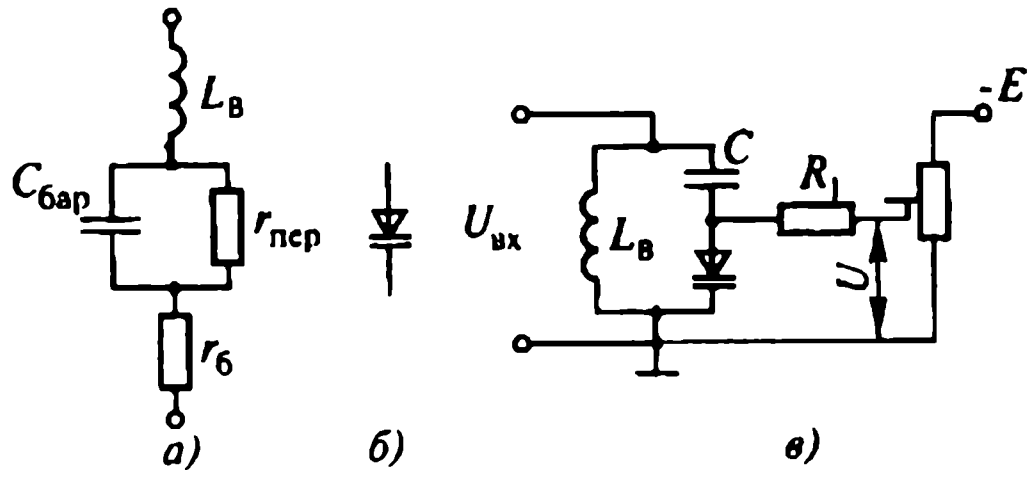


Рис. 2.16. Эквивалентная схема варикапа (*а*) и его условное обозначение (*б*); включение варикала в состав резонансного *LC*-контура, перестраиваемого изменением напряжения *U* (*в*);

$r_б$ — омическое сопротивление базы; $r_{пер}$ — сопротивление запертого *p-n*-перехода; $C_{бар}$ — барьерная емкость; $L_в$ — индуктивность выводов

Резистор R_1 также берется большим, так чтобы введение цепи подачи напряжения не приводило к существенному уменьшению добротности варикапа.

Диоды других типов. Кроме рассмотренных диодов некоторое распространение получили стабисторы (КС107, 2С113А, 2С119А), туннельные и сверхвысокочастотные диоды, среди которых различают сверхвысокочастотные детекторные, параметрические, переключательные и ограничительные, умножительные и настроечные.

Стабисторы, как и стабилитроны, предназначены для стабилизации напряжения. Однако в отличие от последних в них используется специальная форма прямой ветви вольт-амперной характеристики. Поэтому стабисторы работают при прямом напряжении и позволяют стабилизировать малые напряжения (0,35...1,9 В). По основным параметрам они близки к стабилитронам, но включаются в цепь стабилизации в прямом направлении.

Туннельные диоды — это полупроводниковые приборы, на вольт-амперной характеристике которых имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (участок *1 — 2* на рис. 2.17, *а*). Наличие его является следствием проявления туннельного эффекта. В зависимости от функционального назначения туннельные диоды условно подразделяют на усилительные (3И101, 3И104 и др.), генераторные (3И201 — 3И203), переключательные (3И306 — 3И309). Область их применения в настоящее время ограничена из-за большей эффективности, даваемой другими полупроводниковыми компонентами. Обращенные диоды представляют собой разновидность туннельных и характеризуются тем, что вместо участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением у них на вольт-амперной характеристике имеется практически горизонтальный участок (рис. 2.17, *в*). В этих диодах прямую ветвь характеристики можно считать обратной. Обращенный диод имеет значительно меньшее прямое напряжение, чем у обычных диодов, и может быть применен для выпрямления малых напряжений. Значения обратного напряжения также малы.

Диоды, предназначенные для генерирования шумов, составляют отдельную группу полупроводниковых приборов — так называемых *генераторов шума*, напри-

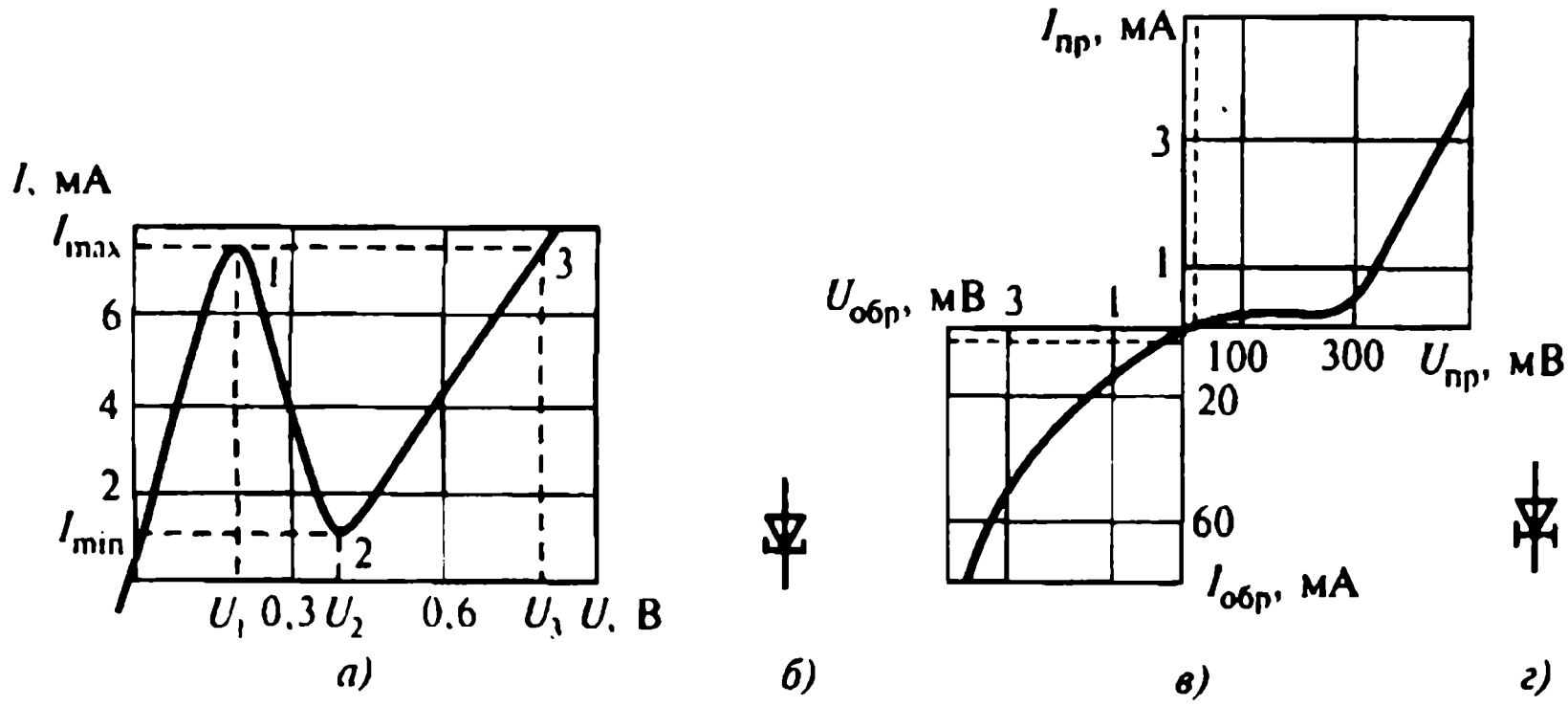


Рис. 2.17. Вольт-амперная характеристика туннельного диода (*а*) и его условное обозначение (*б*); вольт-амперная характеристика обращенного диода (*в*) и его условное обозначение (*г*)

мер типа 2Г401. По виду вольт-амперных характеристик и схеме включения они практически не отличаются от стабилитронов. Режим их работы выбирается так, чтобы обратный ток (ток пробоя) был меньше $I_{ст\,min}$. При малых токах параметры напряжения пробоя нестабильны, в результате чего возникают его колебания, происходящие случайным образом (генерируется напряжение шумов). Спектр их достаточно широкий (до 3,5 МГц), а спектральная плотность напряжения генераторов шума лежит в пределах 1,5...15 мкВ/$\sqrt{\text{Гц}}$, причем при изменении обратного тока спектральная плотность меняется в два раза и более.

Сверхвысокочастотные диоды подразделяют на смесительные (2А101 — 2А109 и др.), детекторные (2А201 — 2А203 и др.), параметрические (1А401 — 1А408), переключательные и ограничительные (2А503 — 2А524), умножительные и настроечные (Э2А601 — 2А613), генераторные (3А703, 3А705). Это специальные типы диодов, предназначенные для работы в сантиметровом диапазоне волн, которые характеризуются параметрами, важными для работы в этом диапазоне частот.

Магнитодиоды представляют собой полупроводниковые приборы, вольт-амперная характеристика которых существенно зависит от значения индукции магнитного поля и расположения его вектора относительности плоскости *p-n*-перехода. При практическом применении магнитодиод обычно включают в прямом направлении и используют зависимость его сопротивления от магнитной индукции. Так, например, у магнитодиодов КД-301В при $B = 0$ и $I = 3$ мА падение напряжения на диоде составляет 10 В, а при $B = 0{,}4$ Тл и $I = 3$ мА — около 32 В. Эта группа диодов используется в качестве датчиков магнитного поля.

Диоды Ганна основаны на использовании одноименного физического явления генерации высокочастотных колебаний электрического тока в полупроводнике. Это следствие того, что у некоторых полупроводниковых материалов на вольт-амперной характеристике имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, аналогичный характеристике, приведенной на рис. 2.17, *а*. При создании в таком материале электрического поля определенной напряженности возникают колебания электрического поля. Частота их определяется параметрами самого диода, а не параметрами внешней резонансной системы, как это имеет место, например, в генераторах, выполненных на туннельных диодах. Диод Ганна, по существу, не вполне удачное название, так как в нем нет *p-n*-перехода и диодом в общепринятом смысле он не является.

Обозначения полупроводниковых диодов состоят из шести элементов. Первый элемент — буква, указывающая, на основе какого полупроводникового материала выполнен диод. Германий или его соединения обозначают буквой Г, кремний и его соединения — К, соединения галлия — А. В приборах специального назначения буквы заменяются соответствующими цифрами: германий — 1, кремний — 2, соединения галлия — 3. Второй элемент — буква, обозначающая подклассы диода: выпрямительные, импульсные, универсальные — Д, варикапы — В, туннельные и обращенные диоды — И, стабилитроны — С, сверхвысокочастотные — А. Третий элемент — цифра, определяющая назначение диода (от 101 до 399 — выпрямительные; от 401 до 499 — универсальные; от 501 до 599 — импульсные). У стабилитронов эта цифра определяет мощность рассеивания. Четвертый и пятый элементы — цифры, определяющие порядковый номер разработки (у стабилитронов эти цифры показывают номинальное напряже-

ние стабилизации). Шестой элемент — буква, показывающая деление технологического типа на параметрические группы (приборы одного типа по значениям параметров подразделяются на группы). У стабилитронов буквы от А до Я определяют последовательность разработки. Примеры обозначений: КД215А, ГД412А, 2Д504А, КВ101А, КС168А и т. д.

§ 2.7. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

В зависимости от принципа действия и конструктивных признаков транзисторы подразделяются на два больших класса: биполярные и полевые.

Биполярными транзисторами называют полупроводниковые приборы с двумя или несколькими взаимодействующими электрическими *p-n*-переходами и тремя выводами или более, усилительные свойства которых обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

В настоящее время широко используют биполярные транзисторы с двумя *p-n*-переходами, к которым чаще всего и относят этот термин. Они состоят из чередующихся областей (слоев) полупроводника, имеющих электропроводности различных типов. В зависимости от типа электропроводности наружных слоев различают транзисторы *p-n-p*- и *n-p-n*-типов.

Транзисторы, в которых *p-n*-переходы создаются у поверхностей соприкосновения полупроводниковых слоев, называют плоскостными.

Физические процессы в транзисторах. Упрощенная структура плоскостного *p-n-p*-транзистора показана на рис. 2.18, *а*, условные обозначения *p-n-p*- и *n-p-n*-транзисторов — на рис. 2.18, *б*.

При подключении напряжений к отдельным слоям биполярного транзистора оказывается, что к одному переходу приложено прямое напряжение, к другому — обратное. При этом переход, к

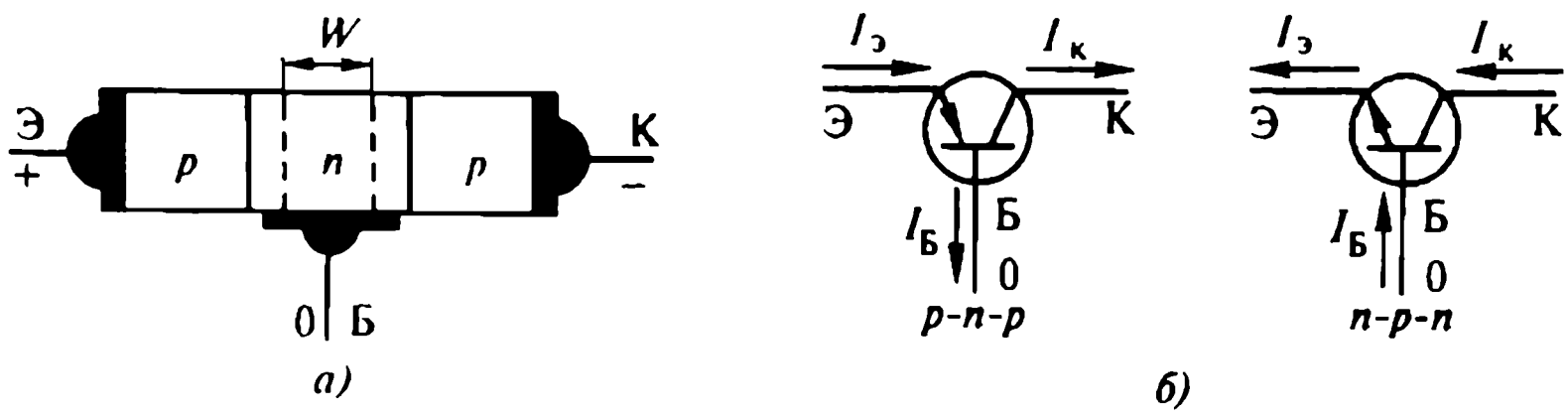


Рис. 2.18. Упрощенная структура плоскостного транзистора (*а*) и условные обозначения с указанием направления токов при работе в нормальном активном режиме (*б*)

которому при нормальном включении приложено прямое напряжение, называют *эмиттерным*, а соответствующий наружный слой — *эмиттером* (Э); средний слой называют *базой* (Б). Второй переход, смещенный приложенным напряжением в обратном направлении, называют *коллекторным*, а соответствующий наружный слой — *коллектором* (К).

Однотипность слоев коллектора и эмиттера позволяет при включении менять их местами. Такое включение называется *инверсным*. При инверсном включении параметры реального транзистора существенно отличаются от параметров при нормальном включении.

Типовые структуры биполярных транзисторов, изготовленных различными методами, приведены на рис. 2.19.

В зависимости от технологии изготовления транзистора концентрация примесей в базе может быть распределена равномерно или неравномерно. При равномерном распределении внутреннее электрическое поле отсутствует и неосновные носители заряда, попавшие в базу, движутся в ней вследствие процесса диффузии. Такие транзисторы называют *диффузионными* или *бездрейфовыми*.

При неравномерном распределении концентрации примесей в базе имеется внутреннее электрическое поле (при сохранении в целом электронейтральности базы) и неосновные носители заряда движутся в ней в результате дрейфа и диффузии, причем дрейф играет доминирующую роль. Такие транзисторы называют *дрейфовыми*. Понятие «диффузионный транзистор» отражает основные

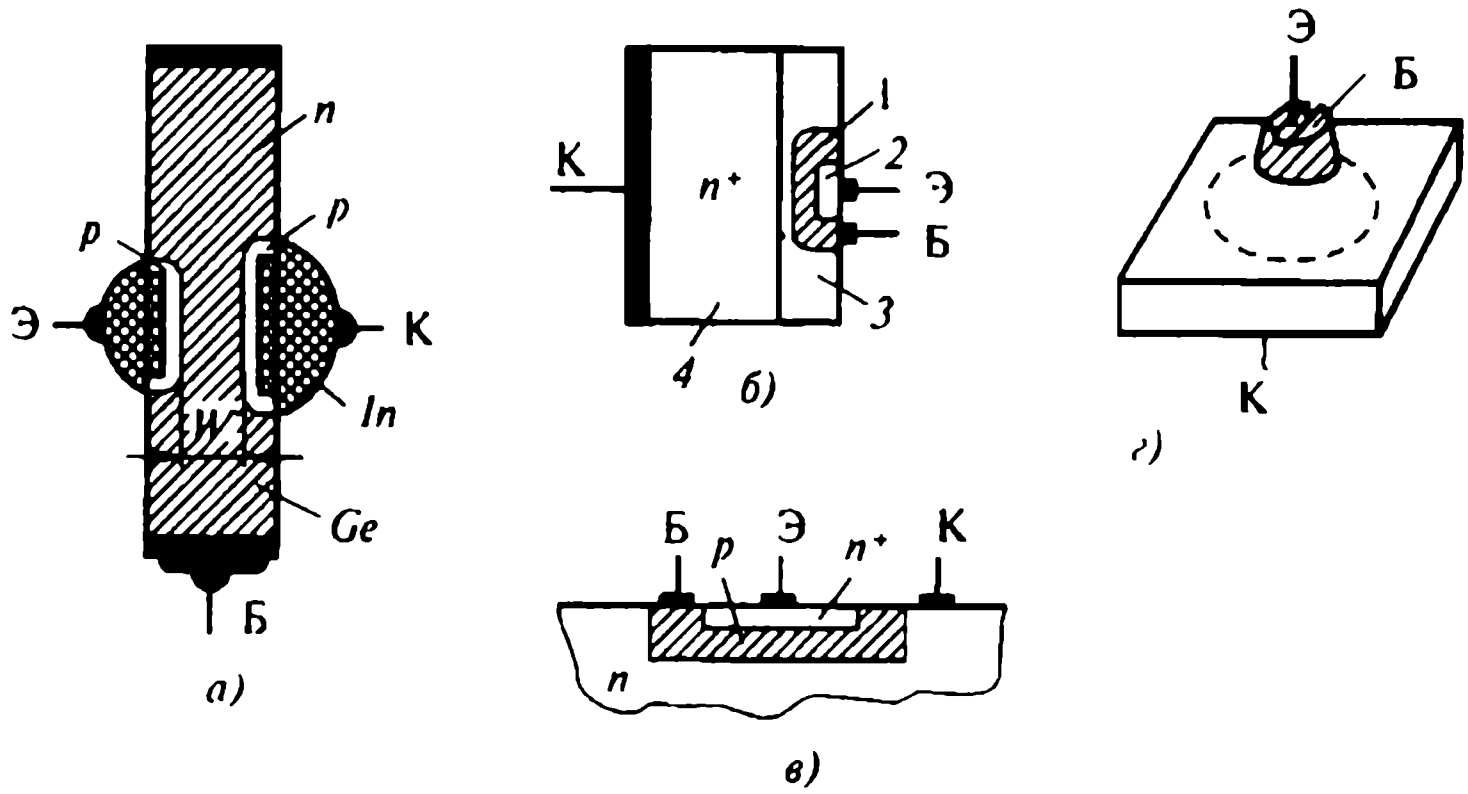


Рис. 2.19. Структуры транзисторов:

а — сплавного; *б* — эпитаксиально-диффузионного; *в* — планарного; *г* — мезатранзистора; *1* — база; *2* — эмиттер; *3* — коллектор (эпитаксиальная пленка); *4* — подложка

процессы, происходящие в базе, поэтому его не следует путать с технологическим процессом получения *p-n*-переходов.

При изготовлении транзисторов эмиттер и коллектор выполняют низкоомными, а базу — относительно высокоомной (десятки — сотни ом). При этом удельное сопротивление области эмиттера несколько меньше, чем области коллектора.

Все положения, рассмотренные ранее для единичного *p-n*-перехода, справедливы для каждого из *p-n*-переходов транзистора. В равновесном состоянии наблюдается динамическое равновесие между потоками дырок и электронов, протекающими через каждый *p-n*-переход, и результирующие токи равны нулю.

При подключении к электродам транзистора напряжений $U'_{ЭБ}$ и $U'_{КБ}$ (рис. 2.20) эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

В результате снижения потенциального барьера дырки из области эмиттера диффундируют через *p-n*-переход в область базы (инжекция дырок), а электроны — из области базы в область эмиттера. Так как удельное сопротивление базы высокое, дырочный поток носителей заряда преобладает над электронным. Поэтому последним в первом приближении можно пренебречь. Для количественной оценки составляющих полного тока *p-n*-перехода используют *коэффициент инжекции*

$$\gamma = I_{Э,} / (I_{Э,} + I_{Э,,}) \approx I_{Э,} / I_{Э},$$

где $I_{Э,}$ и $I_{Э,,}$ — дырочная и электронная составляющие тока *p-n*-перехода; $I_Э$ — полный ток *p-n*-перехода.

Дырки, инжектированные в базу, создают вблизи *p-n*-перехода электрический заряд, который в течение времени $(3...5)\tau_e$ компенсируется электронами, приходящими из внешней цепи от источника $U'_{ЭБ}$. Аналогично, заряд электродов в эмиттере компенсируется дополнительными дырками, но так как инжекция приближается к односторонней, эти процессы можно не рассмат-

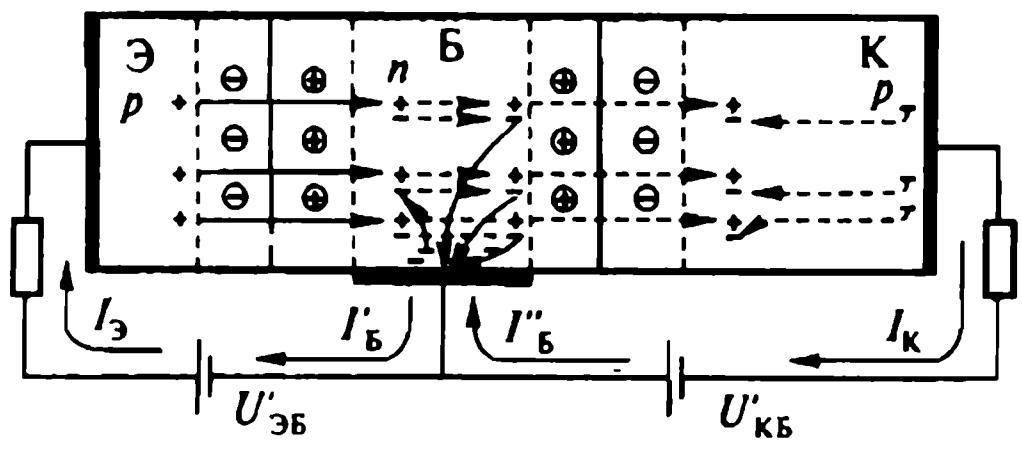


Рис. 2.20. Схема движения носителей заряда в транзисторе

ривать. Приход электронов в базу из внешней цепи создает в последней электрический ток $I'_{Б}$, который направлен из базы.

Вследствие разности концентраций (в диффузионных транзисторах) и разности концентраций и внутреннего электрического поля (в дрейфовых) инжектированные в базу носители заряда и носители заряда, компенсировавшие их заряд и тем самым обеспечившие электронейтральность базы, движутся в глубь ее по направлению к коллектору. Если бы база была достаточно толстой ($W > 3L$), то все инжектированные носители заряда рекомбинировали бы в ней и в области, прилегающей к коллекторному p-n-переходу, их концентрация стала бы равновесной. Тогда через коллекторный переход протекал бы обратный ток, равный току обратносмещенного p-n-перехода. Однако во всех реальных транзисторах ширина базы W во много раз меньше диффузионной длины, т.е. $W << 0{,}2L$. Поэтому *время жизни неосновных носителей заряда в базе во много раз больше времени, необходимого для прохождения ими базы.* Большинство дырок, инжектированных в нее, не успевают рекомбинировать с электронами и, попав вблизи коллекторного p-n-перехода в ускоряющее поле, втягиваются в коллектор (экстракция дырок). Электроны, число которых равно числу дырок, ушедших через коллекторный переход, в свою очередь, уходят через базовый вывод, создавая ток $I''_{Б}$, направленный в базу транзистора.

Таким образом, ток через базовый вывод транзистора определяют две встречно направленные составляющие тока. Если бы в базе процессы рекомбинации отсутствовали, то эти токи были бы равны между собой, а результирующий ток базы был бы равен нулю. Но так как процессы рекомбинации имеются в любом реальном транзисторе, ток эмиттерного p-n-перехода несколько больше тока коллекторного p-n-перехода. Относительное число неосновных носителей заряда, достигших коллекторного перехода транзистора, характеризуется коэффициентом переноса

$$\chi = p'_{к} / p'_{э} = I_{К,} / I_{Э,},$$

где $p'_{к}$, $p'_{э}$ — концентрация дырок, прошедших через коллекторный и эмиттерный переходы; $I_{К,}$, $I_{Э,}$ — токи коллекторного и эмиттерного переходов, созданные дырками.

Дырки в базе являются неосновными носителями заряда и свободно проходят через запертый коллекторный p-n-переход в область коллектора. За время, определяемое постоянной времени диэлектрической релаксации τ_{ε}, они компенсируются электронами, создающими ток коллектора и приходящими из внешней цепи. Если бы рекомбинация в базе отсутствовала и существовала

бы чисто односторонняя инжекция, то все носители заряда, инжектированные эмиттером, достигали бы коллекторного перехода и ток эмиттера был бы равен току коллектора. В действительности только часть γ тока эмиттера составляют дырки и только часть их χ доходит до коллекторного перехода. Поэтому ток коллектора, вызванный инжекцией неосновных носителей заряда через эмиттерный переход, равен

$$I_К = \alpha I_Э;\ \alpha = \gamma\chi,$$

где α — коэффициент передачи эмиттерного тока.

Кроме тока, вызванного инжектированными в базу неосновными носителями заряда, через *p-n*-переход, смещенный в обратном направлении, протекает обратный неуправляемый ток $I_{КБО}$. Причины его возникновения те же, что и в единичном *p-n*-переходе. Поэтому результирующий ток коллекторной цепи

$$I_К = \alpha I_Э + I_{КБО}. \qquad (2.31)$$

Изменение напряжения, приложенного к эмиттерному *p-n*-переходу, вызывает изменение количества инжектируемых в базу неосновных носителей заряда и соответствующее изменение тока эмиттера и коллектора. Следовательно, для изменения по определенному закону коллекторного тока необходимо к эмиттерному *p-n*-переходу приложить напряжение, изменяющее по этому закону ток эмиттера.

Математическая модель транзистора. Общая эквивалентная схема транзистора, используемая при получении математической модели, показана на рис. 2.21. Каждый *p-n*-переход представлен в виде диода, а их взаимодействие отражено генераторами токов. Если эмиттерный *p-n*-переход открыт, то в цепи коллектора бу-

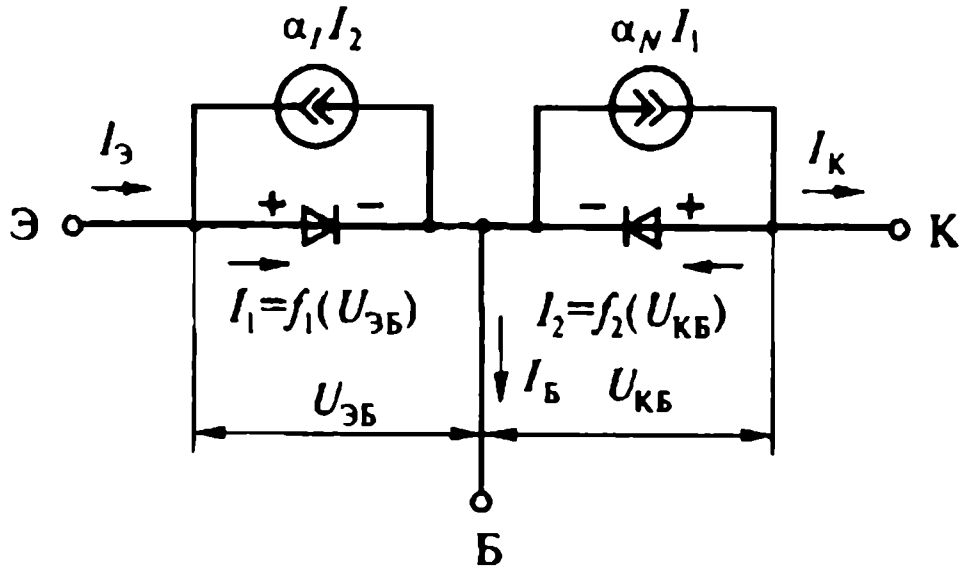


Рис. 2.21. Эквивалентная схема идеализированного транзистора

дет протекать ток, несколько меньший эмиттерного (из-за процесса рекомбинаций в базе). Он обеспечивается генератором тока $\alpha_N I_1$ ($\alpha_N < 1$). Индекс N означает нормальное включение. Так как в общем случае возможно и инверсное включение транзистора, при котором коллекторный p-n-переход открыт, а эмиттерный смещен в обратном направлении и прямому коллекторному току I_2 соответствует эмиттерный ток $\alpha_I I_2$, в эквивалентную схему введен второй генератор тока $\alpha_I I_2$, где α_I — коэффициент передачи коллекторного тока.

Таким образом, токи эмиттера и коллектора в общем случае содержат две составляющие: *инжектируемую* (I_1 или I_2) и *собираемую* ($\alpha_N I_1$ или $\alpha_1 I_2$):

$$I_Э = I_1 - \alpha_I I_2, \quad I_К = \alpha_N I_1 - I_2. \tag{2.32}$$

Эмиттерный и коллекторный p-n-переходы транзистора аналогичны p-n-переходу диода. При раздельном подключении напряжения к каждому переходу их вольт-амперная характеристика определяется так же, как и в случае диода. Однако если к одному из p-n-переходов приложить напряжение, а выводы другого p-n-перехода замкнуть между собой накоротко, то ток, протекающий через p-n-переход, к которому приложено напряжение, увеличится из-за изменения распределения неосновных носителей заряда в базе. Выражения (2.19), (2.20) примут вид

$$I_1 = I'_{ЭТ}(e^{U_{эб}/\varphi_T} - 1); \quad I_2 = I'_{КТ}(e^{U_{кб}/\varphi_T} - 1), \tag{2.33}$$

где $I'_{ЭТ}$ — тепловой ток эмиттерного p-n-перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и коллектора; $I'_{КТ}$ — тепловой ток коллекторного p-n-перехода, измеренный при замкнутых накоротко выводах базы и эмиттера.

Связь между тепловыми токами p-n-переходов $I_{КТ}$, $I_{ЭТ}$, включенных раздельно, и тепловыми токами $I'_{КТ}$, $I'_{ЭТ}$ получим из (2.32) и (2.33). Пусть $I_Э = 0$. Тогда $I_1 = \alpha_I I_2$. При $|-U_{КБ}| << \varphi_T$ $I_2 = -I'_{КТ}$. Подставив эти выражения в (2.32), для тока коллектора получим $I'_{КТ} = I_{КТ}/(1-\alpha_N \alpha_I)$.

Соответственно для $I'_{ЭТ}$ имеем $I'_{ЭТ} = I_{ЭТ}/(1-\alpha_N \alpha_I)$.

Токи коллектора и эмиттера с учетом (2.33) примут вид

$$I_Э = I'_{ЭТ}(e^{U_{эб}/\varphi_T} - 1) - \alpha_I I'_{КТ}(e^{U_{кб}/\varphi_T} - 1);$$
$$I_К = \alpha_N I'_{ЭТ}(e^{U_{эб}/\varphi_T} - 1) - I'_{КТ}(e^{U_{кб}/\varphi_T} - 1). \tag{2.34}$$

На основании закона Кирхгофа ток базы

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{Э}} - I_{\text{К}} = (1-\alpha_N) I'_{\text{ЭТ}} (e^{U_{\text{эб}}/\varphi_T} - 1) + (1-\alpha_I) I'_{\text{КТ}} (e^{U_{\text{кб}}/\varphi_T} - 1). \quad (2.35)$$

При использовании (2.32)—(2.35) следует помнить, что в полупроводниковых транзисторах в самом общем случае справедливо равенство

$$\alpha_N I_{\text{ЭТ}} = \alpha_I I_{\text{КТ}}. \quad (2.36)$$

Решив уравнения (2.34) относительно $I_{\text{К}}$, получим

$$I_{\text{К}} = \alpha_N I_{\text{Э}} - I_{\text{КТ}} (e^{U_{\text{кб}}/\varphi_T} - 1). \quad (2.37)$$

Это уравнение описывает *выходные характеристики транзистора.*

Уравнения (2.34), решенные относительно $U_{\text{ЭБ}}$, дают выражение, характеризующее идеализированные входные характеристики транзистора:

$$U_{\text{эб}} = \varphi_T \ln[I_{\text{Э}} / I'_{\text{ЭТ}} + 1 + \alpha_N (e^{U_{\text{кб}}/\varphi_T} - 1)]. \quad (2.38)$$

В реальном транзисторе, кроме тепловых токов, через переходы протекают токи генерации — рекомбинации, канальные токи и токи утечки. Поэтому $I_{\text{КТ}}$, $I'_{\text{КТ}}$, $I_{\text{ЭТ}}$, $I'_{\text{ЭТ}}$, как правило, неизвестны. В технических условиях на транзисторы обычно приводят значения обратных токов p-n-переходов $I_{\text{КБО}}$, $I_{\text{ЭБО}}$, определенные как ток соответствующего перехода при неподключенном выводе другого перехода.

Если p-n-переход смещен в обратном направлении, то вместо теплового тока можно подставлять значение обратного тока, т.е. считать, что $I_{\text{КТ}} \approx I_{\text{КБО}}$ и $I_{\text{ЭТ}} \approx I_{\text{ЭБО}}$. В первом приближении это можно делать и при прямом смещении p-n-перехода. При этом для кремниевых транзисторов вместо φ_T следует подставлять $m\varphi_T$, где коэффициент m учитывает влияние токов реального перехода ($m = 2...4$). С учетом этого уравнения (2.34), (2.36) часто записывают в другом виде, который более удобен для расчета цепей с реальными транзисторами:

$$I_{\text{К}} = \frac{1}{A}[\alpha_N I_{\text{ЭБО}} (e^{U_{\text{эб}}/(m\varphi_T)} - 1) - I_{\text{КБО}} (e^{U_{\text{кб}}/(m\varphi_T)} - 1)]; \quad (2.39)$$

$$I_{\text{Э}} = \frac{1}{A}[I_{\text{ЭБО}}(e^{U_{\text{эб}}/(m\varphi_T)} - 1) - \alpha_I I_{\text{КБО}}(e^{U_{\text{кб}}/(m\varphi_T)} - 1)]; \qquad (2.40)$$

$$\alpha_N I_{\text{ЭБО}} = \alpha_I I_{\text{КБО}}, \qquad (2.41)$$

где $A = 1 - \alpha_N \alpha_I$.

Различают три основных режима работы биполярного транзистора: активный, отсечки, насыщения.

В *активном* режиме один из переходов биполярного транзистора смещен в прямом направлении приложенным к нему внешним напряжением, а другой — в обратном направлении. Соответственно в нормальном активном режиме в прямом направлении смещен эмиттерный переход, и в (2.34), (2.39) напряжение $U_{\text{ЭБ}}$ имеет знак «+». Коллекторный переход смещен в обратном направлении, и напряжение $U_{\text{КБ}}$ в (2.34) имеет знак «–». При инверсном включении в уравнения (2.34), (2.39) следует подставлять противоположные полярности напряжений $U_{\text{ЭБ}}$, $U_{\text{КБ}}$. При этом различия между инверсным и активным режимами носят только количественный характер.

Для активного режима, когда $|-U_{\text{КБ}}| >> \varphi_T$ и $I_{KT} \approx I_{\text{КБО}}$, формулу (2.37) запишем в виде $I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КБО}}$, который полностью совпадает с (2.31).

Учитывая, что обычно $\alpha_N \approx 0{,}9...0{,}995$ и $(1 - \alpha_N) \approx 0$, уравнение (2.38) можно упростить:

$$U_{\text{ЭБ}} \approx \varphi_T \ln I_{\text{Э}} / I'_{\text{ЭТ}} \approx \varphi_T \ln[I_{\text{Э}}(1 - \alpha_N \alpha_I)] / I_{\text{ЭБО}}. \qquad (2.42)$$

Таким образом, в идеализированном транзисторе ток коллектора и напряжение эмиттер — база при определенном значении тока $I_{\text{Э}}$ не зависят от напряжения, приложенного к коллекторному переходу. В действительности изменение напряжения $U_{\text{КБ}}$ меняет ширину базы из-за *изменения размеров коллекторного перехода* и соответственно изменяет градиент концентрации неосновных носителей заряда. Так, с увеличением $|U_{\text{КБ}}|$ ширина базы уменьшается, градиент концентрации дырок в базе и ток $I_{\text{Э}}$ увеличиваются. Кроме этого, уменьшается вероятность рекомбинации дырок и увеличивается коэффициент α. Для учета этого эффекта, который наиболее сильно проявляется при работе в активном режиме, в выражение (2.42) добавляют дополнительное слагаемое

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КБО}} + U_{\text{КБ}} / r_{\text{к диф}}, \qquad (2.43)$$

где $r_{к\,диф} = \left.\frac{\partial U_{КБ}}{\partial I_К}\right|_{I_Э = const}$ — дифференциальное сопротивление запертого коллекторного p-n-перехода.

Влияние напряжения $U_{КБ}$ на ток $I_Э$ оценивается с помощью коэффициента обратной связи по напряжению

$$\mu_{КЭ} = -\left.\frac{\partial U_{ЭБ}}{\partial U_{КБ}}\right|_{I_Э = const}, \qquad (2.44)$$

который показывает, во сколько раз следует изменять напряжение $U_{КБ}$ для получения такого же изменения тока $I_Э$, какое дает изменение напряжения $U_{ЭБ}$. Знак минус означает, что для обеспечения $I_Э = const$ приращения напряжений должны иметь противоположную полярность. Коэффициент $\mu_{КЭ}$ достаточно мал (приблизительно $10^{-4}...10^{-5}$), поэтому при практических расчетах влиянием коллекторного напряжения на эмиттерное часто пренебрегают.

В режиме *глубокой отсечки* оба перехода транзистора смещены в обратном направлении с помощью внешних напряжений. Значения их модулей должны превышать (3...5) $m\varphi_T$. Если модули обратных напряжений, приложенных к переходам транзистора, окажутся меньше (3...5) $m\varphi_T$, то транзистор также будет находиться в области отсечки. Однако токи его электродов окажутся больше, чем в области глубокой отсечки.

Учитывая, что напряжения $U_{КБ}$ и $U_{ЭБ}$ имеют знак минус, и считая, что $|U_{ЭБ}| > 3m\varphi_T$ и $|U_{КБ}| > 3m\varphi_T$, выражение (2.39) запишем в виде

$$I_К = (1/A)[-\alpha_N I_{ЭБО} + I_{КБО}],$$
$$I_Э = (1/A)[-I_{ЭБО} + \alpha_I I_{КБО}]. \qquad (2.45)$$

Подставив в (2.45) значение $I_{ЭБО}$, найденное из (2.41), и раскрыв значение коэффициента A, получим

$$I_К = I_{КБО}\frac{1-\alpha_I}{1-\alpha_N\alpha_I},$$
$$I_Э = -I_{КБО}\frac{\alpha_I(1-\alpha_N)}{\alpha_N(1-\alpha_N\alpha_I)}. \qquad (2.46)$$

Если учесть, что $\alpha_N \to 1$, а $\alpha_I << \alpha_N$, то выражения (2.46) существенно упростятся и примут вид

$$I_К = I_{КБО}, \quad I_Э = -\frac{\beta_I}{\beta_N} I_{КБО}, \tag{2.47}$$

где $\beta_N = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_N}$; $\beta_I = \frac{\alpha_I}{1-\alpha_I}$.

Из (2.47) видно, что в режиме глубокой отсечки ток коллектора имеет минимальное значение, равное току единичного *p-n*-перехода, смещенного в обратном направлении. Ток эмиттера имеет противоположный знак и значительно меньше тока коллектора, так как $\alpha_I << \alpha_N$. Поэтому во многих случаях его считают равным нулю: $I_Э \approx 0$.

Ток базы в режиме глубокой отсечки приблизительно равен току коллектора:

$$I_Б = I_Э - I_К \approx -I_{КБО}. \tag{2.48}$$

Режим глубокой отсечки характеризует запертое состояние транзистора, в котором его сопротивление максимально, а токи электродов минимальны. Он широко используется в импульсных устройствах, где биполярный транзистор выполняет функции электронного ключа.

При режиме *насыщения* оба *p-n*-перехода транзистора с помощью приложенных внешних напряжений смещены в прямом направлении. При этом падение напряжения на транзисторе ($U_{КЭ}$) минимально и оценивается десятками милливольт. Режим насыщения возникает тогда, когда ток коллектора транзистора ограничен параметрами внешнего источника энергии и при данной схеме включения не может превысить какое-то значение $I_{К\,max}$. В то же время параметры источника внешнего сигнала взяты такими, что ток эмиттера существенно больше максимального значения тока в коллекторной цепи: $I_{К\,max} < \alpha_N I_Э$.

Тогда коллекторный переход оказывается открытым, падение напряжения на транзисторе — минимальным и не зависящим от тока эмиттера. Его значение для нормального включения при малом токе $I_К (I_К = I_{КБО})$ равно

$$U_{КЭ\,нас} \approx \varphi_T \frac{1-\alpha_I}{\alpha_I}. \tag{2.49}$$

Для инверсного включения

$$U_{\text{КЭ нас}} \approx \varphi_T \frac{1-\alpha_N}{\alpha_N}. \qquad (2.50)$$

В режиме насыщения уравнение (2.43) теряет свою справедливость. Из сказанного ясно, что, для того чтобы *транзистор из активного режима перешел в режим насыщения, необходимо увеличить ток эмиттера* (при нормальном включении) *так, чтобы начало выполняться условие* $I_{\text{К max}} < \alpha_N I_{\text{Э}}$. Причем значение тока $I_{\text{Э}}$, при котором начинается этот режим, зависит от тока $I_{\text{К max}}$, определяемого параметрами внешней цепи, в которую включен транзистор.

Три схемы включения транзистора. В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, различают три схемы включения транзистора (рис. 2.22): *с общей базой* (ОБ); *с общим эмиттером* (ОЭ); *с общим коллектором* (ОК).

В этих схемах источники постоянного напряжения и резисторы обеспечивают режимы работы транзисторов по постоянному току, т.е. необходимые значения напряжений и начальных токов. Входные сигналы переменного тока создаются источниками $u_{\text{вх}}$. Они изменяют ток эмиттера транзистора, а соответственно и ток коллектора. Приращения тока коллектора (рис. 2.22, *а*, *б*) и тока эмиттера (рис. 2.22, *в*) соответственно на резисторах $R_{\text{К}}$ и $R_{\text{Э}}$ создадут приращения напряжений, которые и являются выходными сигналами $u_{\text{вых}}$. Параметры схем обычно выбирают так, чтобы $U_{\text{вых}}$ было бы во много раз больше вызвавшего его приращения $U_{\text{вх}}$ (рис. 2.22, *а*, *б*) или близко к нему (рис. 2.22, *в*).

Вид входных и выходных вольт-амперных характеристик транзистора зависит от схемы включения его в цепь, что следует из полученной общей математической модели (2.34). Так, для схемы

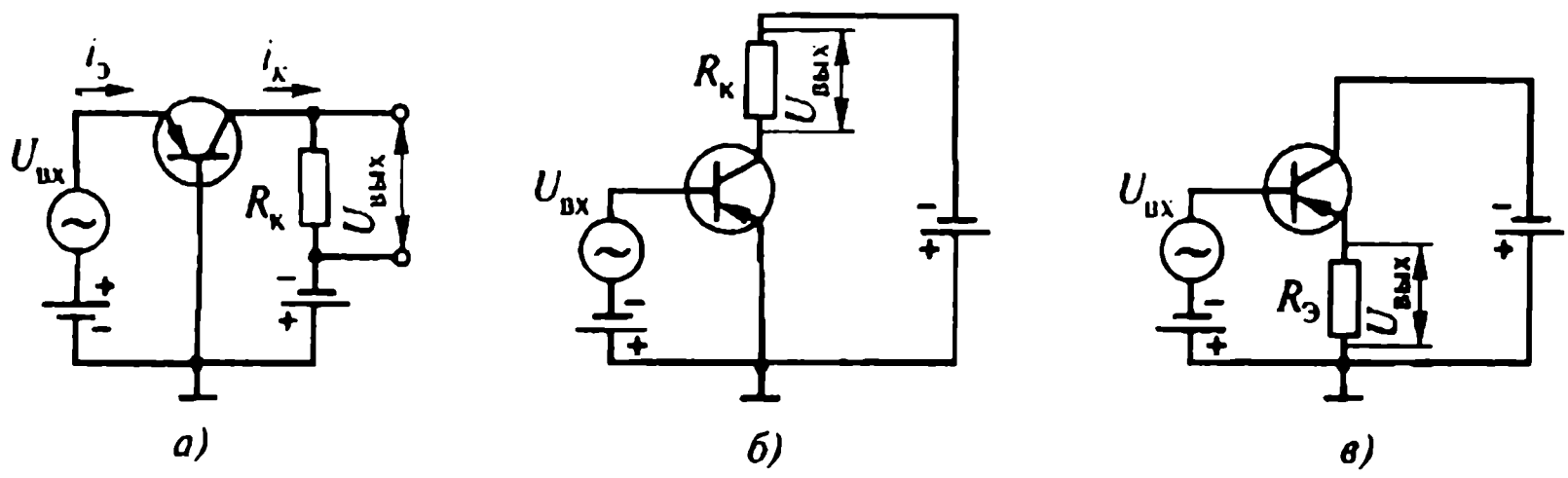
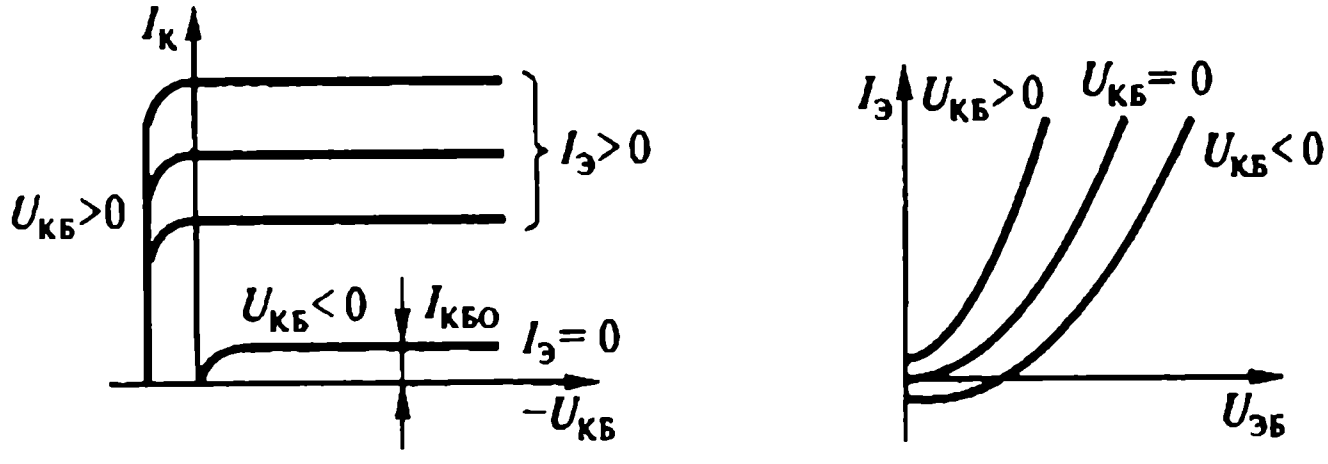


Рис. 2.22. Включение транзистора по схеме с общей базой (*а*), с общим эмиттером (*б*), с общим коллектором (*в*)

включения с ОБ статические характеристики имеют вид, показанный на рис. 2.23, для схемы с ОЭ — на рис. 2.24. На рис. 2.23, *а* видны две области: *активный* режим ($U_{КБ} < 0$), и коллекторный переход смещен в обратном направлении; режим *насыщения* ($U_{КБ} > 0$), и коллекторный переход смещен в прямом направлении.

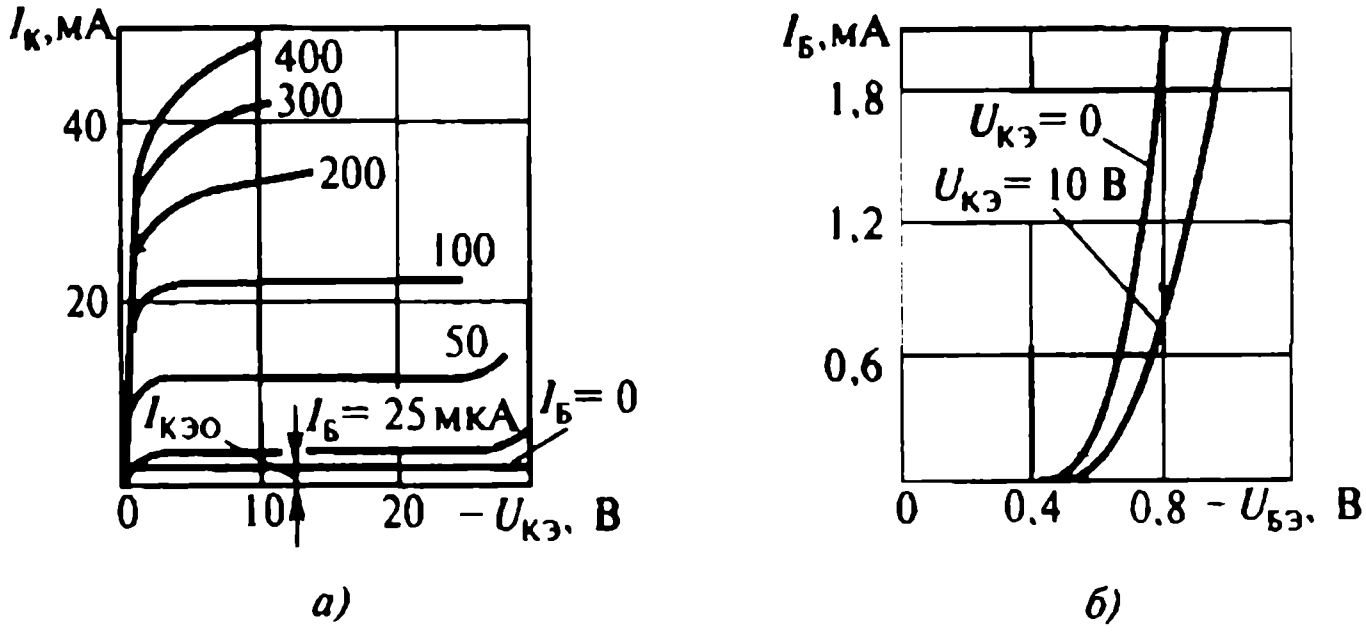
Для удобства и упрощения расчетов в справочниках приводят статические выходные и входные характеристики для схем включения с ОБ и ОЭ.

В цепях, где транзистор включен по схеме с ОЭ или ОК, удобно пользоваться не коэффициентом передачи эмиттерного тока α^*, а коэффициентом передачи базового тока β. Это обусловлено тем,



а) *б)*

Рис. 2.23. Статические характеристики идеализированного транзистора, включенного по схеме с ОБ:
а — выходные; *б* — входные



а) *б)*

Рис. 2.24. Выходные (*а*) и входные (*б*) характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ

---

* Индекс *N* опущен в связи с тем, что связь коэффициентов справедлива для инверсного и нормального включения. В дальнейшем будем его также опускать.

что в подобных случаях обычно задается изменение тока базы. Найдем связь между α и β. Для этого используем уравнение (2.43) и уравнение $I_Э = I_Б + I_К$.

Подставив $I_Э$ в (2.43), получим

$$I_К = \alpha(I_Б + I_К) + I_{КБО} + U_{КБ} / r_{К\ диф};$$

$$I_К = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_Б + \frac{I_{КБО}}{1-\alpha} + \frac{U_{КБ}}{r_{К\ диф}(1-\alpha)},$$

или

$$I_К = \beta I_Б + I_{КЭО} + U_{КБ} / r^{\bullet}_{К\ диф}, \qquad (2.51)$$

где $\beta = \alpha /(1 - \alpha)$; $I_{КЭО} = I_{КБО} / (1 - \alpha)$; $r^{\bullet}_{К\ диф} = r_{К\ диф} /(1+\beta)$; $I_{КЭО}$ — обратный ток коллекторного перехода при $I_Б = 0$.

Так как $\alpha \approx 0{,}95$, то $\beta >> 1$. У транзисторов, выпускаемых промышленностью, $\beta \approx 20...300$. Падение напряжения на эмиттерном переходе в активном режиме составляет доли вольт, в то время как $U_{КБ}$ — несколько десятков вольт. Поэтому в большинстве случаев справедливо допущение, что $U_{КЭ} \approx U_{КБ}$, с учетом которого (2.51) примет вид

$$I_К = \beta I_Б + I_{КЭО} + U_{КЭ} / r^{\bullet}_{К\ диф}. \qquad (2.52)$$

Следует обратить внимание на то, что в схеме с ОЭ влияние тока $I_{КБО}$ и сопротивления $r_{К\ диф}$ на коллекторный ток увеличивается в $1 + \beta$ раз по сравнению со схемой с ОБ.

Коэффициенты β и α зависят от тока, протекающего через транзистор. Эта зависимость во многом определяется технологией, по которой изготовлен конкретный транзистор, и обусловлена процессами рекомбинации в области p-n-перехода, в базе и приповерхностных областях у эмиттерного перехода.

Для инженерных расчетов применяют различные упрощенные аппроксимации зависимости β от тока:

$$\beta = \beta_1 \sqrt{I_К / I_{К1}} \approx \beta_1 \sqrt{I_Э / I_{Э1}},$$

$$\beta = \beta_1 \sqrt[3]{I_К / I_{К1}}; \quad \beta = \beta_1 \sqrt[6]{I_К / I_{К1}},$$

где β_1 — коэффициент передачи при токе $I_{К1}$.

Последнюю аппроксимацию целесообразно применять для расчета β у современных микромощных транзисторов в диапазоне токов $10^{-6}...10^{-3}$ А. При этом погрешность расчета находится в пределах 5...20%.

Коэффициент α значительно меньше зависит от режима работы транзистора. Коэффициенты передачи эмиттерного и базового токов увеличиваются при повышении температуры окружающей среды.

Зависимость коэффициентов α и β от режима работы приводит к тому, что дифференциальные коэффициенты передачи эмиттерного и базового токов

$$\alpha = \left.\frac{dI_К}{dI_Э}\right|_{U_{КБ}=\text{const}}; \quad \beta = \left.\frac{dI_К}{dI_Б}\right|_{U_{КЭ}=\text{const}} \tag{2.53}$$

не равны соответствующим интегральным коэффициентам передачи, определенным из (2.43), (2.52), в которых принято, что

$$\bar{\alpha} \approx (I_К - I_{КБО})/I_Э; \quad \bar{\beta} \approx (I_К - I_{КЭО})/I_Б = \\ = (I_К - I_{КБО})/(I_Б + I_{КБО}). \tag{2.54}$$

Дифференциальные коэффициенты передачи базового и эмиттерного токов могут быть больше, меньше или равны интегральному. В дальнейшем зависимости $\bar{\alpha}(I_Э)$, $\bar{\beta}(I_Б)$ будем учитывать только в специальных случаях.

Инерционные свойства транзистора. При быстрых изменениях входного сигнала, например $I_Э$, проявляются инерционные свойства транзистора. Они обусловлены конечным временем «пролета» носителей заряда через область базы, временем, необходимым на перезарядку емкостей эмиттерного и коллекторного переходов и на установление необходимых концентраций носителей зарядов. В итоге выходной сигнал (ток $I_К$) будет иметь искаженную форму. Если у транзистора, работающего в активной области, скачком изменить ток на $\Delta I_Э$ (рис. 2.25, *а*), то $I_К$ вначале практически не меняется, а затем начинает нарастать до установившегося значения по сложному закону, увеличиваясь на $\Delta I_К$ (рис. 2.25, *б*).

В инженерной практике чаще всего считают, что изменения выходного сигнала происходят по экспоненте с задержкой на время $t_{зд\,\alpha}$. Экспоненциальная функция имеет постоянную времени τ_α, приблизительно равную времени, в течение которого выходной сигнал достигает 0,63 установившегося значения. Изменения выходного сигнала не соответствуют изменениям входного.

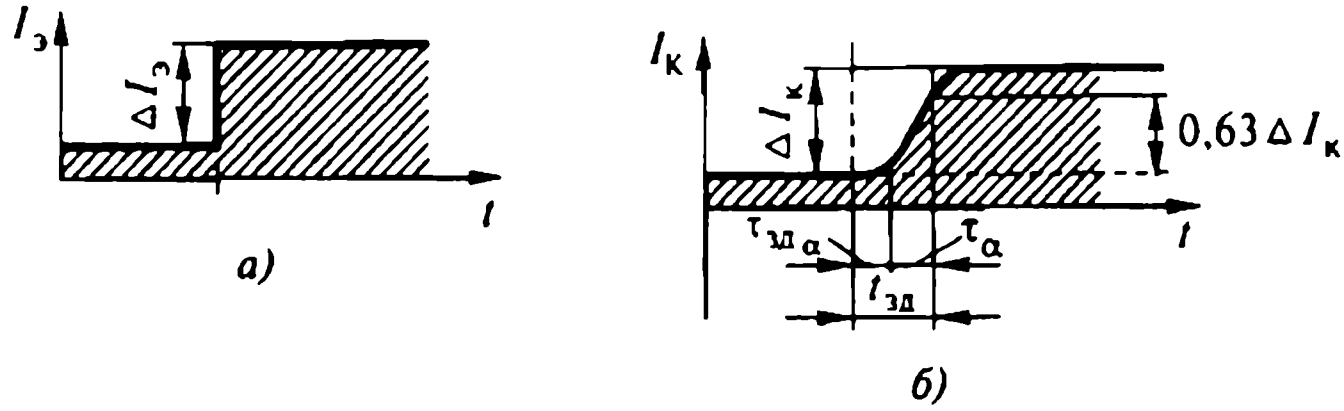


Рис. 2.25. Диаграмма изменения токов эмиттера (*а*) и коллектора (*б*)

Это свидетельствует о том, что коэффициент α является функцией времени. Так как данная зависимость достаточно сложная, при практических расчетах ее заменяют более простыми функциями. В большинстве случаев считают, что в операторном виде изменение сигнала происходит в соответствии с выражением

$$\alpha(p) = \alpha_0 / (1 + p\,\tau_\alpha), \tag{2.55}$$

где α_0 — статическое значение коэффициента передачи эмиттерного тока.

Постоянная времени $\tau_\alpha = 1 / \omega_\alpha$, здесь ω_α — предельная частота, на которой коэффициент α становится равным 0,7 своего статического значения (уменьшается на 3 дБ).

При необходимости учесть время задержки (2.55) несколько усложняют, вводя в числитель функцию $e^{-p t_{зд}}$:

$$\alpha(p) = \alpha_0 (1 - e^{-p t_{зд}}) / (1 + p\tau_\alpha). \tag{2.56}$$

Чаще применяют другое приближение, которое является более сложным и менее удобным, но позволяет точнее аппроксимировать передаточную характеристику $\alpha(p)$:

$$\alpha(p) = \frac{\alpha_0}{(1 + p\tau_{1\alpha})(1 + p\tau_{2\alpha})}, \tag{2.57}$$

где $\tau_{2\alpha} \approx \tau_{1\alpha} / 4$.

Инерционные свойства транзистора, характеризуемые изменением коэффициента β, находят путем подстановки в выражение $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ изображения $\alpha(p)$. После преобразований

$$\beta(p) = \beta_0 / (1 + p\tau_\beta), \tag{2.58}$$

где $\tau_\beta = \tau_\alpha / (1-\alpha) = (1+\beta)\tau_\alpha = 1/\omega_\beta = (1+\beta)/\omega_\alpha$; β_0 — коэффициент передачи базового тока в области низких частот; ω_β — предельная частота при включении транзистора по схеме с ОЭ.

Частотные свойства транзистора, включенного по схеме с ОЭ, значительно хуже, чем при включении по схеме с ОБ, так как $\tau_\beta >> \tau_\alpha$, а $\omega_\beta << \omega_\alpha$.

Иногда используют и другую аппроксимацию, полностью аналогичную аппроксимации (2.57):

$$\beta(p) = \frac{\beta_0}{(1+p\tau_{1\beta})(1+p\tau_{2\beta})} \approx \frac{\beta_0}{(1+p\tau_\beta)\left(1+p\dfrac{\tau_\beta}{4}\right)}. \qquad (2.59)$$

В ряде случаев частотные свойства транзистора характеризуют не предельными частотами ω_α, ω_β, на которых модуль коэффициентов передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, а так называемой граничной частотой $\omega_{гр}$, на которой модуль коэффициента передачи тока базы $|\beta(j\omega)|$ становится равным единице. Найдем $\omega_{гр}$. Так как из (2.58)

$$|\beta(j\omega)| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2}}, \qquad (2.60)$$

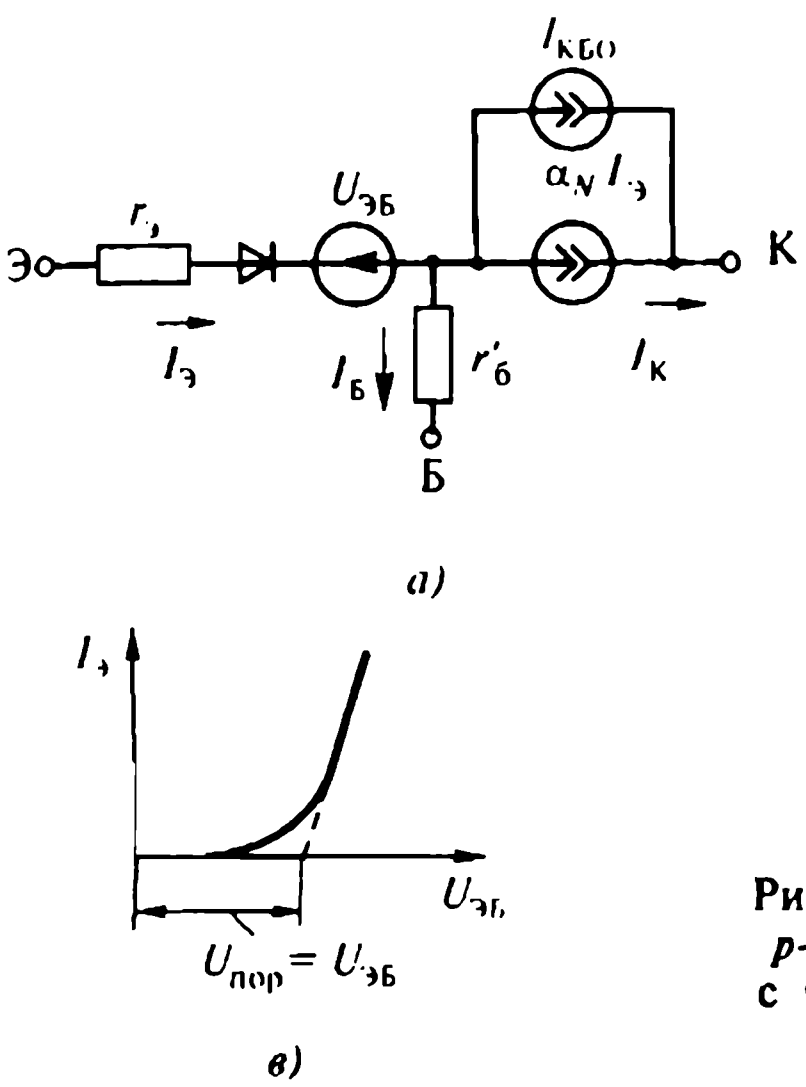
то при $\omega/\omega_\beta >> 1$

$$|\beta(j\omega)| \approx \frac{\beta_0}{\omega/\omega_\beta}.$$

Если $\omega = \omega_{гр}$, то $|\beta(j\omega)| = 1$ и, следовательно,

$$\omega_{гр} \approx \beta_0\omega_\beta = \beta_0/\tau_\beta. \qquad (2.61)$$

Полная эквивалентная схема транзистора имеет сложный вид и неудобна для анализа и расчета электронных цепей. Поэтому при расчете режимов работы транзисторных каскадов на постоянном токе, когда требуется выбирать положение рабочей точки, характеризующей токи транзистора и падения напряжения на нем (режим большого сигнала), используют эквивалентные схемы транзистора для постоянного тока (рис. 2.26). В них учтены только основные факторы, влияющие на постоянные токи и падения напряжения на электродах транзистора.



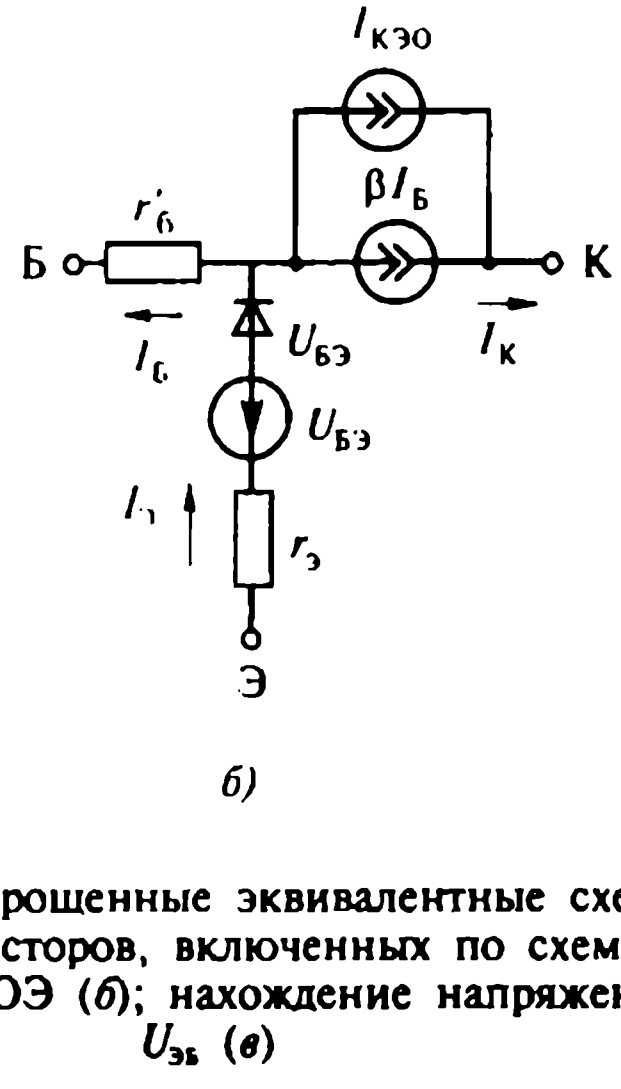


Рис. 2.26. Упрощенные эквивалентные схемы *p-n-p*-транзисторов, включенных по схемам с ОБ (*а*) и ОЭ (*б*); нахождение напряжения $U_{ЭБ}$ (*в*)

В качестве напряжения $U_{ЭБ}$, которое запирает идеализированный диод (эмиттерный переход) и является контактной разностью потенциалов, обычно используют пороговое напряжение $U_{пор}$. Значение его находят как точку пересечения прямой линии, аппроксимирующей входную вольт-амперную характеристику в области больших токов с осью абсцисс; $r_Э$ — сопротивление *p-n*-перехода, значение которого зависит от режима работы транзистора и меняется в активном режиме в пределах долей — десятков ом; $r_б$ — омическое сопротивление тела базы (достигает 100...200 Ом).

В транзисторах типа *n-p-n* в эквивалентной схеме меняется направление генераторов тока, полярность включения диода и напряжения $U_{БЭ}$.

При анализе усилительных свойств устройства, работоспособность которого обеспечена выбором необходимых токов и напряжений, используют эквивалентные схемы для переменного тока, показанные на рис. 2.27. Так как значения напряжений и токов переменного сигнала обычно значительно меньше, чем постоянного, такие эквивалентные схемы часто называют *малосигнальными*.

Все сопротивления, входящие в эквивалентные схемы,— дифференциальные, за исключением омического сопротивления базы $r'_б$.

Барьерная емкость коллекторного перехода $C_К$ определяется с помощью тех же выражений, что и для диодов и *p-n*-переходов, причем емкость $C_К^{\bullet}$ в схеме с ОЭ увеличивается в $(1 + \beta)$ раз. Это вытекает из уравнения (2.51). Действительно, при учете ем-

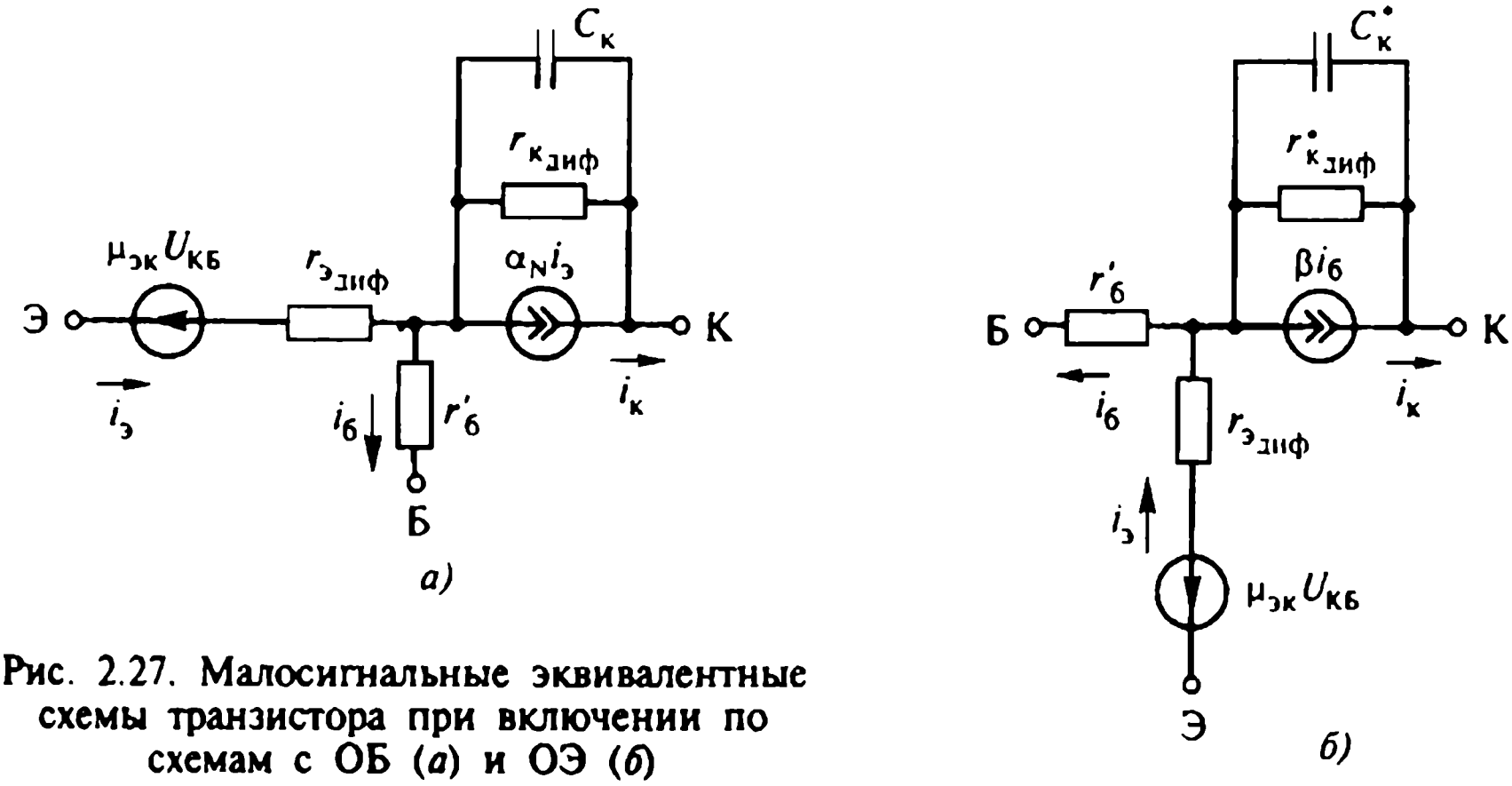


Рис. 2.27. Малосигнальные эквивалентные схемы транзистора при включении по схемам с ОБ (*а*) и ОЭ (*б*)

кости запертого коллекторного перехода его сопротивление для переменного тока определяется эквивалентным сопротивлением $Z_К$, состоящим из включенных параллельно сопротивлений $r_{К\,диф}$ и $1/(j\omega C_К)$:

$$\underline{Z}^•_К = r_{К\,диф} \| 1/(j\omega C_К).$$

В схеме с ОЭ сопротивление $\underline{Z}_К$ уменьшается в $(1+\beta)$ раз (так же, как это было показано для $r_{К\,диф}$):

$$\underline{Z}^•_{К\,диф} = \frac{\underline{Z}_К}{1+\beta} = \frac{r_{К\,диф} \| 1/j\omega C_К}{1+\beta} = \frac{r_{К\,диф}}{1+\beta} \left\| \frac{1}{j\omega C_К (1+\beta)}. \right.$$

Следовательно, в схеме с ОЭ

$$C^•_К = C_К (1+\beta). \qquad (2.62)$$

При расчетах генератором напряжения $\mu_{эк}U_{кб}$ обычно пренебрегают ввиду малости его напряжения.

Шумы транзистора. При работе транзисторов в них возникают шумы, которые могут быть обусловлены: неодинаковым числом электронов и дырок, проходящих через переход в единицу времени (высокочастотные *дробовые* шумы); тепловым шумом сопротивлений эмиттера, базы и коллектора (*тепловые* шумы); поверхностными явлениями у переходов (*низкочастотные* шумы); флуктуациями концентраций подвижных носителей заряда из-за

нерегулярности процесса рекомбинаций (*низкочастотные рекомбинационные* шумы).

Величина шумов транзистора количественно оценивается коэффициентом шумов

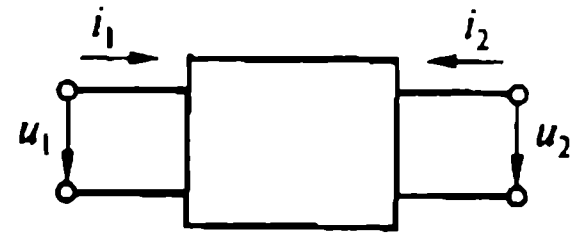


Рис. 2.28. Схема транзистора, представленного в виде активного четырехполюсника

$$K_{ш} = U_{ш}^2 / U_{шо}^2$$

или $K_{ш}^{\bullet} = 10\lg(U_{ш}^2 / U_{шо}^2) = 10\lg K_{ш}$, где $U_{шо}$ — напряжение тепловых шумов источника сигнала, подключенного ко входу транзистора; $U_{ш}$ — напряжение, которое нужно ввести во входную цепь «нешумящего» транзистора для получения в выходной цепи напряжения, равного напряжению шумов.

***H*-параметры транзисторов.** При любой схеме включения транзистор может быть представлен в виде активного четырехполюсника (рис. 2.28), на входе которого действует напряжение u_1 и протекает ток i_1, а на выходе — напряжение u_2 и ток i_2. Для транзисторов чаще всего используются *h*-параметры, так как они наиболее удобны для измерений. Система уравнений, показывающая связь напряжений и токов с *h*-параметрами, имеет вид

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ i_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_1 \\ u_2 \end{vmatrix}. \qquad (2.63)$$

Физический смысл соответствующих коэффициентов следующий:

$h_{11} = \left.\dfrac{u_1}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;

$h_{12} = \left.\dfrac{u_1}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — коэффициент обратной связи по напряжению;

$h_{21} = \left.\dfrac{i_2}{i_1}\right|_{u_2=0}$ — коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе;

$h_{22} = \left.\dfrac{i_2}{u_2}\right|_{i_1=0}$ — выходная проводимость при холостом ходе на входе.

По эквивалентным схемам транзистора можно найти, от чего зависит каждый из коэффициентов. Если $C_К$ и генератор напряжения $\mu_{ЭК}U_{КБ}$ не учитывать, то для схем с ОБ и с ОЭ (см. рис. 2.27) h^* параметры равны*:

$$h^*_{11Б} \approx r_{э\ диф} + r'_б(1-\alpha);\quad h^*_{11э} \approx r'_б + r_{э\ диф}(\beta+1);$$

$$h^*_{21Б} \approx \alpha\frac{r_{к\ диф}}{r_{к\ диф}+r'_б} \approx \alpha;\quad h^*_{21э} \approx \beta\frac{r_{к\ диф}}{r_{к\ диф}+r_{э\ диф}} \approx \beta; \qquad (2.64)$$

$$h^*_{12Б} \approx \frac{r'_б}{r'_б + r_{к\ диф}} \approx \frac{r'_б}{r_{к\ диф}};\quad h^*_{12э} \approx (\beta+1)\frac{r_{э\ диф}}{r_{к\ диф}};$$

$$h^*_{22Б} \approx \frac{1}{r_{к\ диф}+r'_б} \approx \frac{1}{r_{к\ диф}};\quad h^*_{22э} \approx \frac{1}{r_{к\ диф}}(\beta+1) = \frac{1}{r^*_{к\ диф}}.$$

В (2.64) учтено, что сопротивление базы у реальных транзисторов порядка сотен ом. Значения сопротивления $r_{к\ диф}$ находятся в пределах долей — десятков мегаом, $\alpha \cong 0{,}9...0{,}99$.

Аналогичный вид имеют статические значения h-параметров, определенные с помощью эквивалентной схемы для постоянного тока. Однако наиболее часто представляют интерес только значения $h_{21э}$, $h_{21Б}$:

$$h_{21Б} \approx (I_К - I_{КБО})/I_Э = \bar{\alpha}; \qquad (2.65)$$

$$h_{21э} = (I_Э - I_{КЭО})/I_Б = (I_К - I_{КБО})/(I_Б + I_{КБО}) = \bar{\beta}.$$

Они равны интегральным коэффициентам передачи эмиттерного и базового токов.

В технических условиях на транзисторы задают не коэффициенты α, β, а равные им в первом приближении параметры $h_{21Б}$, $h_{21э}$. В дальнейшем при анализе цепей с биполярными транзисторами будем использовать параметры транзистора, выраженные через коэффициенты четырехполюсника. Коэффициенты α и β будем привлекать лишь для объяснения физических особенностей работы различных полупроводниковых приборов.

---

* Звездочка в обозначении h указывает, что коэффициент относится к малосигнальным параметрам транзистора.

Основные параметры биполярных транзисторов и их ориентировочные значения

1. Коэффициенты передачи эмиттерного и базового тока (дифференциальные коэффициенты передачи, которые в первом приближении считают равными интегральным)

$$h_{21э}^{\bullet} = \left.\frac{dI_К}{dI_Б}\right|_{U_{КЭ}=\text{const}}; \quad h_{21б}^{\bullet} = \left.\frac{dI_К}{dI_Э}\right|_{U_{КБ}=\text{const}}.$$

2. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода (единицы — десятки ом)

$$r_{э\ диф} = \left.\frac{dU_{ЭБ}}{dI_Б}\right|_{U_{КЭ}=\text{const}}.$$

3. Обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении (несколько наноампер — десятки миллиампер)

$$I_{КБО} = I_К\big|_{I_Э=0}; \quad U_{КБ} < 0.$$

4. Объемное сопротивление базы $r_б'$ (десятки — сотни ом); коэффициент внутренней обратной связи по напряжению $h_{12б}^{\bullet}$ ($10^{-3}...10^{-4}$).

5. Выходная проводимость $h_{22}^{\bullet}$ или дифференциальное сопротивление коллекторного перехода (доли — сотни мкСм)

$$r_{к\ диф}^{\bullet} = \frac{1}{h_{22э}^{\bullet}} = \left.\frac{dU_{КБ}}{dI_К}\right|_{I_Б=\text{const}}; \quad r_{к\ диф} = \frac{1}{h_{22б}^{\bullet}} = \left.\frac{dU_{КБ}}{dI_К}\right|_{I_Э=\text{const}}.$$

6. Максимально допустимый ток коллектора $I_{К\ max}$ (сотни миллиампер — десятки ампер).

7. Напряжение насыщения коллектор—эмиттер $U_{КЭ\ нас}$ (десятые доли — один вольт).

8. Наибольшая мощность рассеяния коллектором $P_{К\ max}$ (милливатт — десятки ватт).

9. Емкость коллекторного перехода $C_К$ (единицы — десятки пикофарад).

10. Тепловое сопротивление между коллектором транзистора и корпусом $R_T = \Delta T / P_{К\,max}$, где ΔT — перепад температур между коллекторным переходом и корпусом.

11. Предельная частота коэффициента передачи тока $f_{h_{21}}$ или $\omega_{h_{21}}$, на которой коэффициент передачи тока h_{21} уменьшается до 0,7 своего статического значения: $\omega_{h_{21э}} \approx \omega_\beta$; $\omega_{h_{21б}} \approx \omega_\alpha$ (задаются или $f_{h_{21э}}$, или $f_{h_{21б}}$); $f_{h_{21э}}$ — единицы килогерц — сотни мегагерц; иногда вместо предельной задают граничную частоту коэффициента передачи в схеме с ОЭ $f_{гр}$ или $\omega_{гр}$, когда $h_{21э} \to 1$.

12. Максимальная частота генерации $f_{max} \approx \sqrt{f_{h_{21б}} / 30 r'_б C_К}$ — это наибольшая частота, при которой транзистор может работать в схеме автогенератора. Ориентировочно можно считать, что на этой частоте коэффициент усиления транзистора по мощности равен единице.

Обозначения биполярных транзисторов состоят из шести или семи элементов. Первый элемент — буква, указывающая исходный материал: Г — германий, К — кремний, А — арсенид галлия. Для транзисторов специального назначения первый элемент — цифра: 1 — германий, 2 — кремний, 3 — арсенид галлия. Второй элемент — буква Т. Третий элемент — число, присваиваемое в зависимости от назначения транзистора (см. табл. 2.1). Четвертый, пятый и шестой элементы — цифра, означающая порядковый номер разработки. Шестой (седьмой) элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов, например: ГТ108А, 2Т144А, КТ602А, КТ3102А и т. д.

Таблица 2.1

Обозначение транзистора	Мощность, рассеиваемая транзистором	Граничная частота коэффициента передачи тока, МГц				
		до 3	до 30	более 30	30...300	свыше 300
Шестизначное	Малая	1	2	3	—	—
	Средняя	4	5	6	—	—
	Большая	7	8	9	—	—
Семизначное	До 1 Вт	—	1	—	2	4
	Свыше 1 Вт	—	7	—	8	9

§ 2.8. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИНЖЕКЦИОННЫМ ПИТАНИЕМ

Биполярные транзисторы с инжекционным питанием — класс полупроводниковых приборов, появившихся в результате развития интегральной технологии. На их основе выполняются экономичные логические элементы, запоминающие устройства, аналого-цифровые преобразователи и т. д. Компоненты, выполненные

на основе биполярных транзисторов с инжекционным питанием, имеют высокую степень интеграции, потребляют малую мощность, нормально функционируют при изменениях в широких пределах напряжения питания и потребляемой мощности, хорошо согласуются с существующими устройствами, построенными на биполярных транзисторах.

Отличительной особенностью биполярных транзисторов с инжекционным питанием является наличие дополнительной области с электропроводностью того же типа, что и у базы транзистора и, следовательно, дополнительного p-n-перехода. Дополнительная область носит название *инжектора* (И). Таким образом, транзистор с инжекционным питанием представляет собой четырехслойную структуру p_1-n_1-p_2-n_2 (рис. 2.29, *а*), в которой можно выделить два транзистора n_2-p_2-n_1- и p_1-n_1-p_2-типов, соединенных между собой так, как показано на рис. 2.29, *б*. Дополнительный p-n-переход между областями p_1 и n_1 называют *инжекторным*.

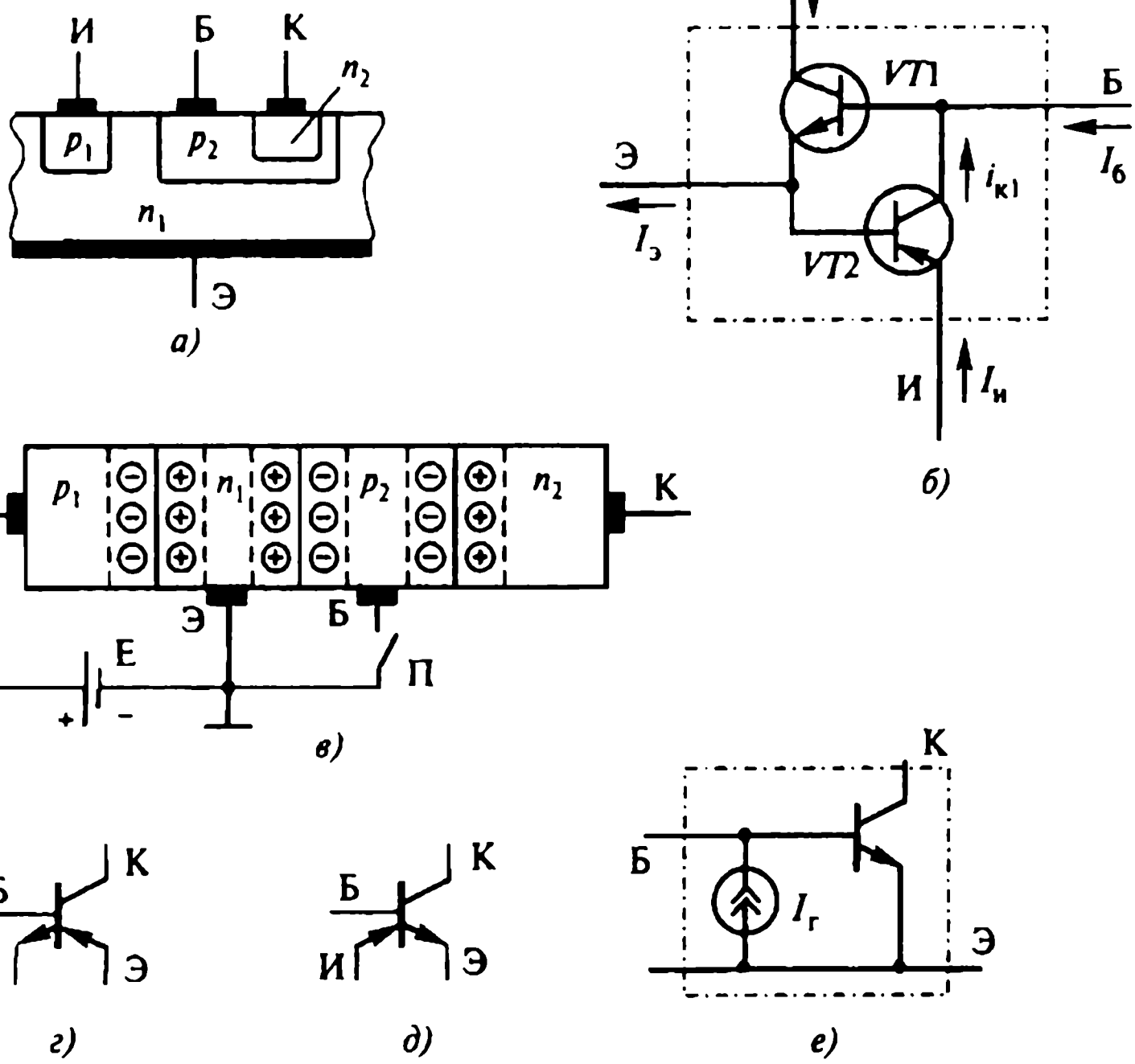


Рис. 2.29. Планарный биполярный транзистор с инжекционным питанием:

а — структура; *б* — двухтранзисторная модель; *в* — подключение напряжений; *г* — условное обозначение транзистора с инжектором n-типа; *д* — условное обозначение транзистора с инжектором p-типа; *е* — эквивалентная схема

Предположим, что эмиттер и база транзистора разомкнуты, а к инжекторному *p-n*-переходу подключено напряжение *E*, смещающее его в прямом направлении (рис. 2.29, *в*). Пусть также к коллектору приложен запирающий потенциал $U_{КЭ}$. Тогда из области инжектора в область эмиттера инжектируются дырки, а из эмиттера в инжектор — электроны.

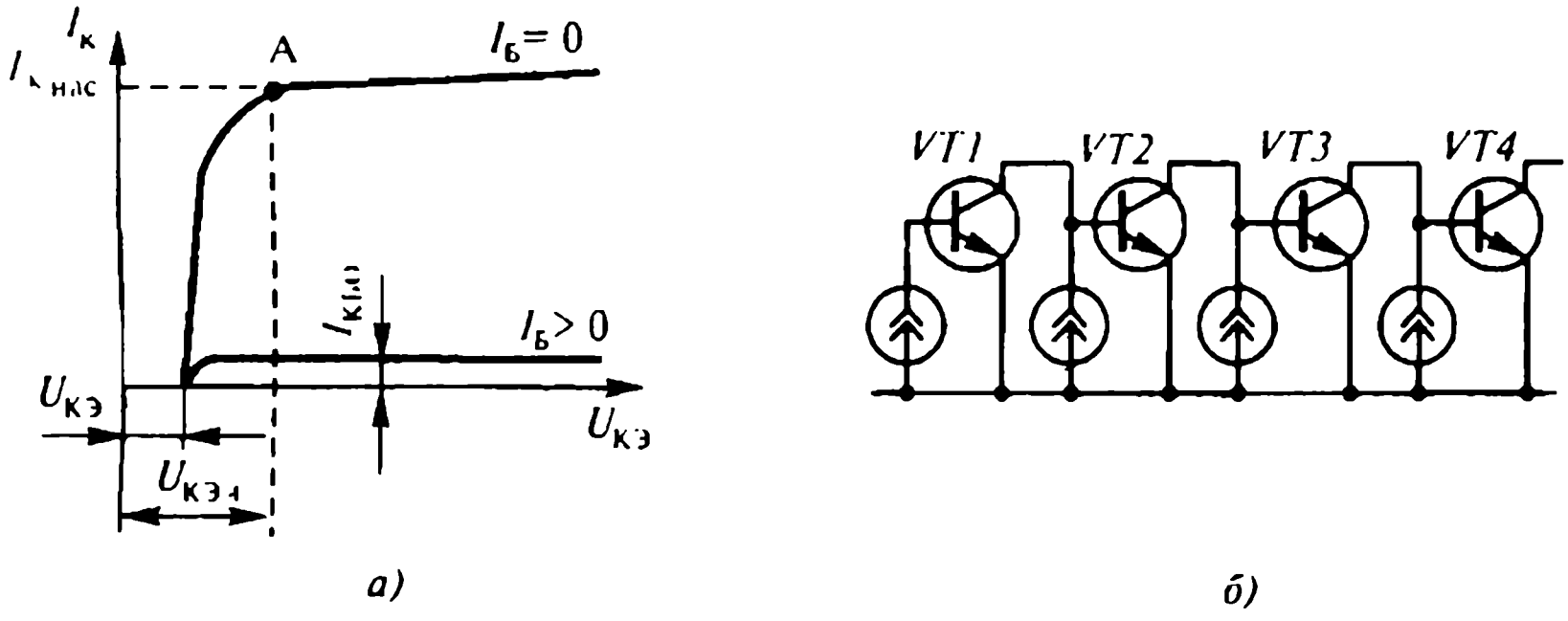
Для упрощения считаем, что вследствие различных удельных проводимостей областей инжекция имеет односторонний характер, и учитываем только дырки, инжектированные в эмиттер. В эмиттерной области у инжекторного *p-n*-перехода возникает избыточная концентрация дырок, которые в соответствии с принципом электронейтральности в течение $(3...5)\tau_t$ компенсируются электронами, поступающими в цепь эмиттера от внешнего источника. Вследствие диффузии носители заряда движутся от инжекторного *p-n*-перехода в глубь эмиттера.

Достигнув эмиттерного *p-n*-перехода, дырки захватываются его полем и переходят в область базы, частично компенсируя заряд отрицательно заряженных ионов акцепторной примеси. Часть электронов, пришедших к переходу вместе с дырками, компенсирует заряды положительно заряженных ионов донорной примеси. Это приводит к снижению потенциального барьера эмиттерного *p-n*-перехода и уменьшению его ширины, т.е. последний смещается в прямом направлении.

В результате смещения эмиттерного *p-n*-перехода оставшаяся часть электронов, пришедших с дырками, перемещается в область базы, что эквивалентно их инжекции из области эмиттера. Дырки в базе, не рекомбинировавшие с ионами, обеспечивают ее электронейтральность. Эти носители заряда диффундируют в глубь базы к коллекторному *p-n*-переходу и, достигнув последнего, аналогичным образом смещают его в прямом направлении. Таким образом, и эмиттерный, и коллекторный переходы транзистора *n-p-n*-типа смещены в прямом направлении, что, как известно из теории транзисторов, характеризует режим насыщения транзистора *VT1*. В режиме насыщения сопротивление транзистора и падение напряжения на нем малы и его можно рассматривать как замкнутый ключ.

Все сказанное справедливо для случая, когда максимальный ток источника внешнего напряжения, создающего на коллекторе потенциал $U_{КЭ}$, меньше или равен $I_{К\ нас}$ (рис. 2.30, *а*).

Если теперь базу (p_2) соединить с помощью ключа *П* с эмиттером, то дырки, достигшие эмиттерного *p-n*-перехода, переходят в базу и компенсируются электронами из внешней цепи. В этом случае потенциальный барьер эмиттерного перехода остается неизменным и инжекция электронов в цепь базы через эмиттерный



а) *б)*

Рис. 2.30. Выходные характеристики транзистора с инжекционным питанием (*а*); соединение четырех транзисторов (*б*)

p-n-переход отсутствует. В цепи базы будет протекать ток, вызванный движением электронов, «расходуемых» на рекомбинацию дырок:

$$I_Б \approx \alpha_{2N} I_И, \qquad (2.66)$$

где α_{2N} — коэффициент передачи эмиттерного (инжекторного тока транзистора *VT2*.

В коллекторной цепи ток практически отсутствует (равен $I_{КБО}$), так как коллекторный переход смещен в обратном направлении. Транзистор работает на границе активного режима и режима отсечки. Это состояние соответствует разомкнутому ключу. Напряжение $U_{КЭ}$ зависит от сопротивления в коллекторной цепи и источника внешнего напряжения, к которому оно подключено.

Итак, в рассматриваемых режимах биполярный транзистор с инжекционным питанием является ключом, который находится в замкнутом состоянии при разорванной цепи базы и в разомкнутом, если последняя соединена с эмиттером. Это позволяет представить его на эквивалентной схеме обычным биполярным транзистором, между эмиттером и базой которого включен источник тока $I_т$ (см. рис. 2.29, *е*). Если вывод базы замкнут с эмиттером, то в этой цепи протекает ток

$$I_т = I_Б = \alpha_{2N} I_И.$$

Когда база разомкнута, ток коллектора определяется параметрами внешней цепи, к которой подключен коллектор, и равен или меньше $I_{К\ нас}$.

Условные обозначения инжекционных транзисторов n_1-p_1-n_2-p_2- и p_1-n_1-p_2-n_2-типов приведены на рис. 2.29, *г*, *д*.

В применяемых на практике устройствах у одного транзистора обычно имеется несколько коллекторных областей (многоколлекторный транзистор). В ряде конструкций и инжектор является общим для группы транзисторов.

Выходные характеристики транзистора с инжекционным питанием показаны на рис. 2.30, *а*. Если цепь базы разомкнута ($I_Б = 0$), то максимальный ток внешнего источника напряжения меньше или равен $I_{К\,нас}$. Его сопротивление и падение напряжения $U_{КЭ}$ на нем малы. При замкнутой цепи базы коллекторный *p*-*n*-переход транзистора смещен в обратном направлении и в его цепи протекает только обратный ток $I_{КБО}$, который мало зависит от приложенного напряжения.

При максимальном токе внешнего источника коллекторного напряжения, большем $I_{К\,нас}$, транзистор будет находиться в активной области даже при $I_Б = 0$. Падение напряжения на нем зависит от приложенного напряжения.

Для иллюстрации возможности использования биполярных транзисторов с инжекционным питанием рассмотрим упрощенную схему соединения между собой четырех транзисторов (рис. 2.30, *б*). Когда база транзистора *VT1* разомкнута, он находится в состоянии насыщения и в его коллекторной цепи течет ток $I_{К1} = \alpha_{2N} I_И$, определяемый инжекцией и коэффициентом передачи α_{2N} транзистора *VT2*.

Если $I_{К1} < I_{К\,нас}$, то падение напряжения на транзисторе *VT1* мало и он эквивалентен замкнутому ключу. Транзистор *VT2*, наоборот, закрыт, так как цепь его базы через *VT1* замкнута на эмиттер (точнее, он находится на границе отсечки и активной области). В цепи его коллектора протекает обратный ток $I_{КБО2}$. Так как этот ток невелик, то база транзистора *VT3* находится в насыщенном состоянии; транзистор *VT4* заперт.

Когда базу транзистора *VT1* замыкают на эмиттер, т. е. подают такой потенциал, чтобы $U_{БЭ} \approx 0$, состояния всех транзисторов изменяются на противоположные. Таким образом, используя транзисторы с инжекционным питанием, можно строить различные логические элементы.

Из сказанного ясно, что при использовании схем, выполненных на основе транзисторов с инжекционным питанием, необходимо иметь дополнительный источник напряжения. Он обеспечивает смещение в прямом направлении инжекторного перехода. В качестве его используют источники напряжения $U \approx 1{,}5$ В с включенным последовательно резистором, задающим ток $I_И$.

Схемы на транзисторах с инжекционным питанием нормально функционируют при изменениях питающих токов в широких пределах. С увеличением тока их быстродействие увеличивается, но при этом возрастает потребляемая мощность.

§ 2.9. ТИРИСТОРЫ

Тиристорами называются полупроводниковые приборы с тремя (и более) *p-n*-переходами, предназначенными для использования в качестве электронных ключей в схемах переключения электрических токов.

В зависимости от конструктивных особенностей и свойств тиристоры делят на диодные (динисторы) и триодные (тиристоры).

Динисторы подразделяют на: запираемые в обратном направлении; проводящие в обратном направлении; симметричные.

Тиристоры подразделяют на: запираемые в обратном направлении с управлением по аноду или катоду; проводящие в обратном направлении с управлением по аноду или катоду; симметричные (двунаправленные). Кроме того, в их состав входит группа выключаемых тиристоров.

Условные обозначения тиристоров приведены на рис. 2.31.

Простейшие динисторы, запираемые в обратном направлении, обычно изготовляются из кремния и содержат четыре чередующихся *p*- и *n*-области (рис. 2.32, *а*).

Область p_1, в которую попадает ток из внешней цепи, называют *анодом*, область n_2 — *катодом*; области n_1, p_2 — *базами*.

Если к аноду p_1 подключить плюс источника напряжения, а к катоду n_2 — минус, то переходы $П_1$ и $П_3$ окажутся открытыми, а переход $П_2$ — закрытым. Его называют *коллекторным* переходом.

Так как коллекторный *p-n*-переход смещен в обратном направлении, то до определенного значения напряжения почти все приложенное напряжение падает на нем. Такая структура легко может быть представлена в виде двух транзисторов разной электропроводности, соединенных между собой так, как показано на

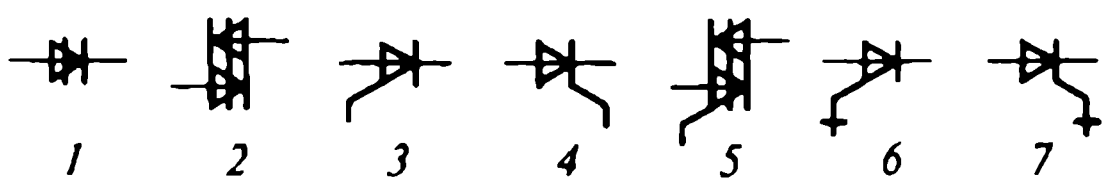


Рис. 2.31. Условные обозначения тиристоров:

1 — диодный; *2* — диодный симметричный; *3* — триодный незапираемый с управлением по аноду; *4* — триодный незапираемый с управлением по катоду; *5* — триодные симметричные; *6* — триодный запираемый с управлением по аноду; *7* — триодный запираемый с управлением по катоду

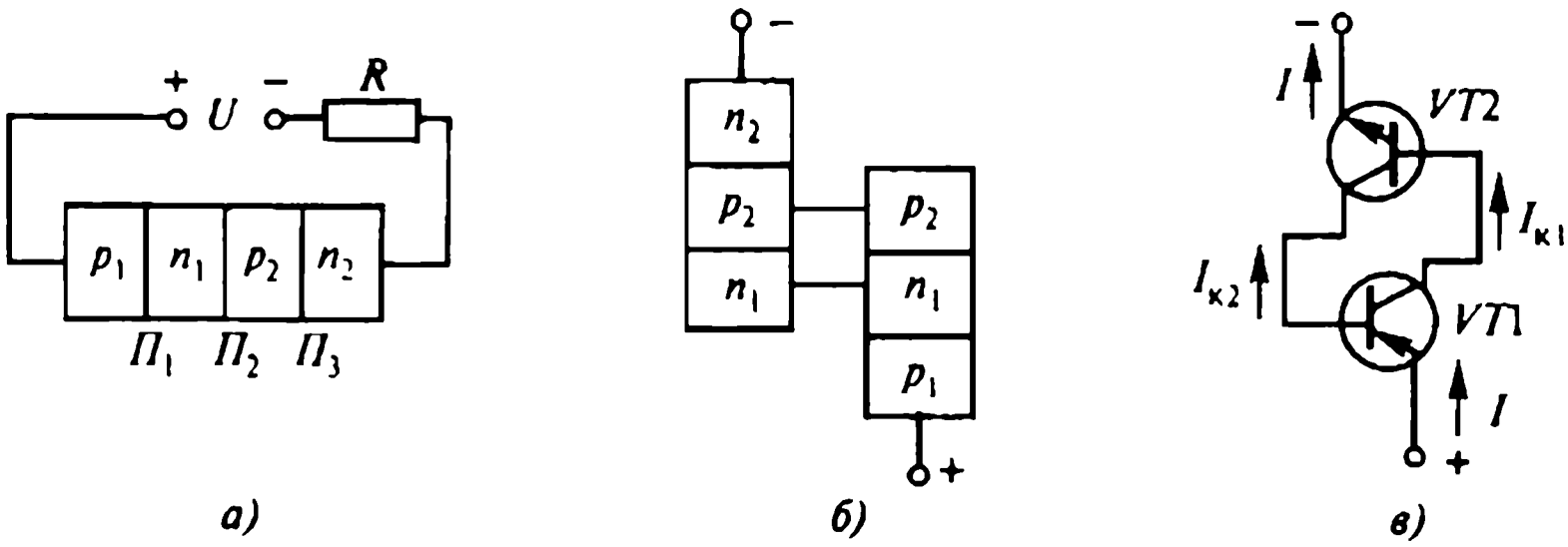


Рис. 2.32. Структура динистора (*а*); структура (*б*) и схема двухтранзисторного эквивалента динистора (*в*)

рис. 2.32, *б*, *в*. Ток цепи определяется током коллекторного перехода $П_2$. Он однозначно зависит от потока дырок $\alpha_1 I$ из эмиттера транзистора *p-n-p*-типа и потока электронов $\alpha_2 I$ из эмиттера транзистора *n-p-n*-типа, а также от обратного тока *p-n*-перехода.

Так как переходы $П_1$ и $П_3$ смещены в прямом направлении, из них в области баз инжектируются носители заряда: дырки — из области p_1, электроны — из области n_2. Эти носители заряда, диффундируя в областях баз n_1, p_2, приближаются к коллекторному переходу и его полем перебрасываются через *p-n*-переход. Дырки, инжектированные из p_1-области, и электроны из n_2 движутся через переход $П_2$ в противоположных направлениях, создавая общий ток I.

При малых значениях внешнего напряжения все оно практически падает на коллекторном переходе $П_2$. Поэтому к переходам $П_1$, $П_3$, имеющим малое сопротивление, приложена малая разность потенциалов и инжекция носителей заряда невелика. В этом случае ток I мал и равен обратному току через переход $П_2$, т. е. $I_{КО}$. При увеличении внешнего напряжения ток в цепи сначала меняется незначительно. При дальнейшем возрастании напряжения, по мере увеличения ширины перехода $П_2$, все большую роль начинают играть носители заряда, образовавшиеся вследствие ударной ионизации. При определенном напряжении носители заряда ускоряются настолько, что при столкновении с атомами в области *p-n*-перехода ионизируют их, вызывая лавинное размножение носителей заряда.

Образовавшиеся при этом дырки под влиянием электрического поля переходят в область p_2, а электроны — в область n_1. Ток через переход $П_2$ увеличивается, а его сопротивление и падение напряжения на нем уменьшаются. Это приводит к повышению напряжения, приложенного к переходам $П_1$, $П_3$, и увеличению инжекции через них, что вызывает дальнейший рост коллектор-

кого тока и увеличение токов инжекции. Процесс протекает лавинообразно и сопротивление перехода $П_2$ становится малым.

Носители заряда, появившиеся в областях вследствие инжекции и лавинного размножения, приводят к уменьшению сопротивления всех областей динистора, и падение напряжения на приборе становится незначительным. На вольт-амперной характеристике этому процессу соответствует участок *2* с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 2.33). После переключения вольт-амперная характеристика аналогична ветви характеристики диода, смещенного в прямом направлении (участок *3*). Участок *1* соответствует закрытому состоянию динистора.

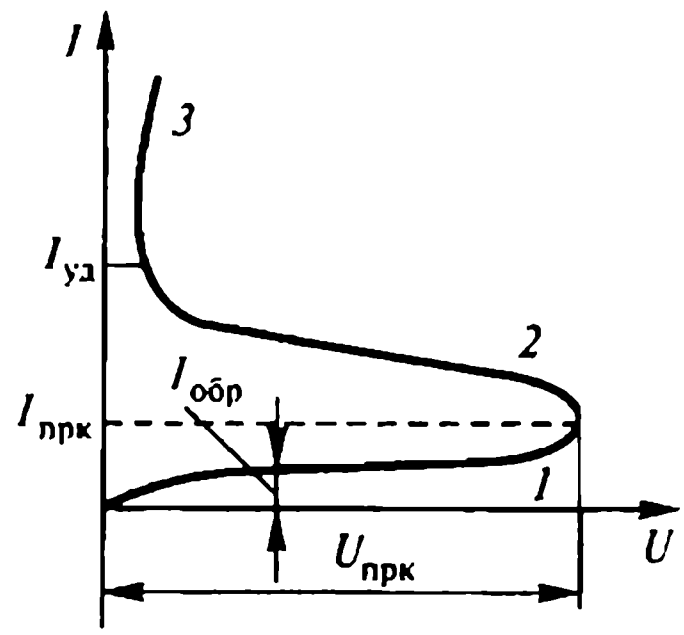


Рис. 2.33. Вольт-амперная характеристика динистора

Для определения тока, протекающего через динистор, рассмотрим его двухтранзисторную модель (см. рис. 2.32, *в*). Токи коллекторов транзисторов n_2-p_2-n_1- и p_1-n_1-p_2-типов соответственно равны

$$I_{К2} = \alpha_2 I + I_{КБО2};\quad I_{К1} = \alpha_1 I + I_{КБО1}, \tag{2.67}$$

где $I_{КБО1}$, $I_{КБО2}$ — обратные токи коллекторных переходов транзисторов *VT1*, *VT2*; α_1, α_2 — коэффициенты передачи эмиттерного тока.

Так как $I = I_{К1} + I_{К2}$, то с учетом (2.67) получим

$$I = \alpha_1 I + I_{КБО1} + \alpha_2 I + I_{КБО2}. \tag{2.68}$$

Если считать, что коэффициент лавинного умножения $M_л$ (см. (2.23)) в переходе $П_2$ для дырок и электронов имеет одинаковые значения, то выражение (2.68) примет вид

$$I = M_л\,[I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{КБО1} + I_{КБО2}] = M_л\, I_{КО}/(1 - M_л\alpha), \tag{2.69}$$

где $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$; $I_{КО} = I_{КБО1} + I_{КБО2}$; $I_{КО}$ — обратный ток перехода $П_2$, равный сумме теплового тока, тока термогенерации и тока утечек.

Диодный тиристор переключается, когда $M_л\alpha = 1$. В этом случае ток I ограничен сопротивлением внешней цепи R, так как

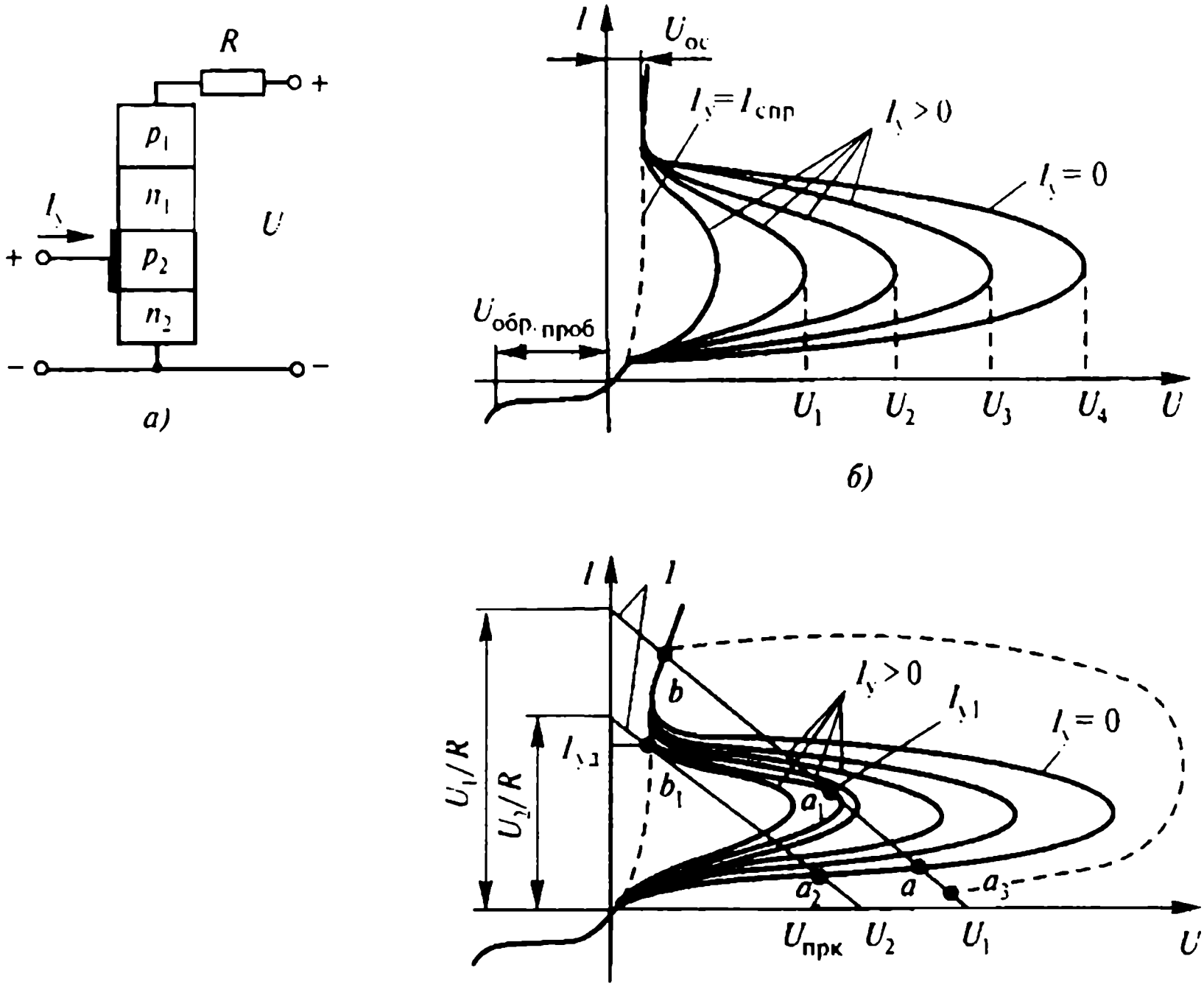


Рис. 2.34. Тиристор:
а — структура; *б* — вольт-амперная характеристика; *в* — характеристики, поясняющие процесс включения; *1* — линия нагрузки

его собственное сопротивление тиристора весьма мало. Выключение динистора осуществляется за счет уменьшения напряжения внешнего источника до значения, при котором ток $I = U/R$ меньше $I_{уд}$ (участков *3* на рис. 2.33). Если параллельно с динистором включить диод, который открывается при обратном напряжении, то получится тиристор, проводящий в обратном направлении.

Тиристоры (рис. 2.34, *а*) отличаются от динисторов тем, что одна из баз имеет внешний вывод, который называют управляющим электродом.

При подаче в цепь управляющего электрода тока управления I_y ток через p_2-n_2-переход увеличивается. Дополнительная инжекция носителей заряда через p-n-переход приводит к увеличению тока $I_{К2}$ на величину $\alpha_2 I_y$:

$$I = M_л [I(\alpha_1 + \alpha_2) + I_{КО} + \alpha_2 I_y] = (M_л I_{КО} + M_л \alpha_2 I_y)/(1 - M_л \alpha). \quad (2.70)$$

Увеличение тока через запертый коллекторный *p-n*-переход в первом приближении аналогично увеличению приложенного напряжения, так как в обоих случаях увеличивается вероятность лавинного размножения носителей заряда. Поэтому изменяя ток, можно менять напряжение, при котором происходит переключение тиристора, и тем самым управлять моментом его включения. Семейство вольт-амперных характеристик тиристора показано на рис. 2.34, *б*.

Для того чтобы запереть тиристор, нужно либо уменьшить рабочий ток до значения $I < I_{уд}$ путем понижения питающего напряжения до значения ниже U_2, либо задать в цепи управляющего электрода импульс тока противоположной полярности.

Процесс включения и выключения тиристора поясняет рис. 2.34, *в*. Если к нему через резистор R приложено напряжение U_1 и ток в цепи управляющего электрода равен нулю, то тиристор заперт. Рабочая точка находится в положении *a*. При увеличении тока управляющего электрода рабочая точка перемещается по линии нагрузки *1* (построение линий нагрузки рассмотрено в § 4.2). Когда ток управляющего электрода достигнет значения I_{y1}, тиристор включится и рабочая точка его переместится в точку *b*. Для выключения необходимо (при $I_y = 0$) уменьшить напряжение питания до значения $U < U_2$. При этом рабочая точка из b_1 перейдет в a_2 и при восстановлении напряжения — в точку *a*.

Выключить тиристор можно также путем подачи на управляющий электрод напряжения противоположной полярности и создания в его цепи противоположно направленного тока. Наличие его приводит к уменьшению концентрации носителей зарядов в базе и уменьшению коэффициентов α_1 и α_2. При $M_{л}\alpha < 1$ тиристор выключается и в его цепи протекает малый ток, значение которого равно $I_{обр}$.

Недостатком такого выключения является большое значение обратного тока управляющего электрода, которое приближается к значению коммутируемого тока тиристора. Отношение амплитуды тока тиристора к амплитуде импульса, выключающего тока управляющего электрода, называется *коэффициентом запирания*: $K = I/I_{у\,обр}$. Он характеризует эффективность выключения тиристора с помощью управляющего электрода и в ряде разработок составляет 4...7.

Тиристоры с повышенным коэффициентом запирания часто называют *выключаемыми* или *запираемыми*.

Симметричные тиристоры. В настоящее время выпускаются симметричные тиристоры, у которых вольт-амперные характеристики одинаковы в *I* и *III* квадрантах (рис. 2.35, *а*). Они выполнены на основе пятислойных структур и носят название сими-

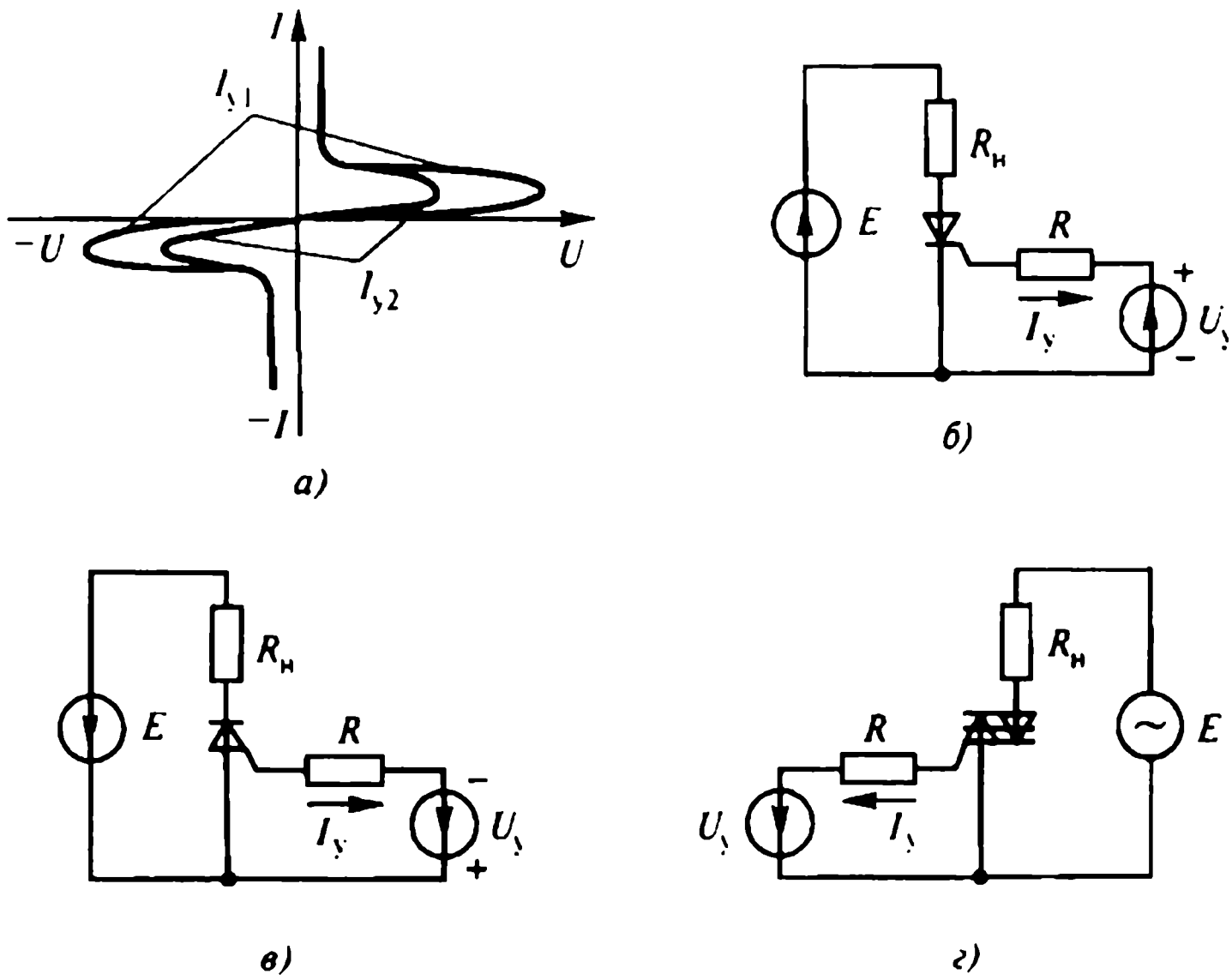


Рис. 2.35. Вольт-амперная характеристика симистора (*а*); подключение напряжений, обеспечивающих включение тиристоров: с управлением по катоду (*б*), по аноду (*в*); управление симистором (*г*)

сторов. При подаче на управляющий электрод сигнала одной полярности симисторы включаются как в прямом, так и в обратном направлениях. Тиристоры применяют в промышленности в качестве элементов, регулирующих электрическую мощность. Если, например, тиристор включить последовательно с сопротивлением нагрузки (рис. 2.36, *а*) и управлять моментом включения тиристора сигналами переменного тока, то через нагрузку будут протекать импульсы тока $i_н$ (рис. 2.36, *б*). Действующее значение $i_н$ зависит от момента включения. В приведенной схеме момент включения определяется фазовым сдвигом φ напряжения управления. Фазовый сдвиг создает регулируемый фазовращатель Ф, включенный в цепь управляющего электрода.

Используя участок характеристики с отрицательным дифференциальным сопротивлением, можно создавать генераторы релаксационных колебаний (рис. 2.36, *в*), принцип действия которых состоит в следующем. Пока напряжение на тиристоре меньше напряжения переключения ($U_{прк}$), конденсатор *C* заряжается через резистор *R*. Напряжение на нем увеличивается по экспоненциальному закону. При включении тиристора ($U_C = U_{прк}$) конденсатор *C* быстро разряжается. Когда ток становится меньше

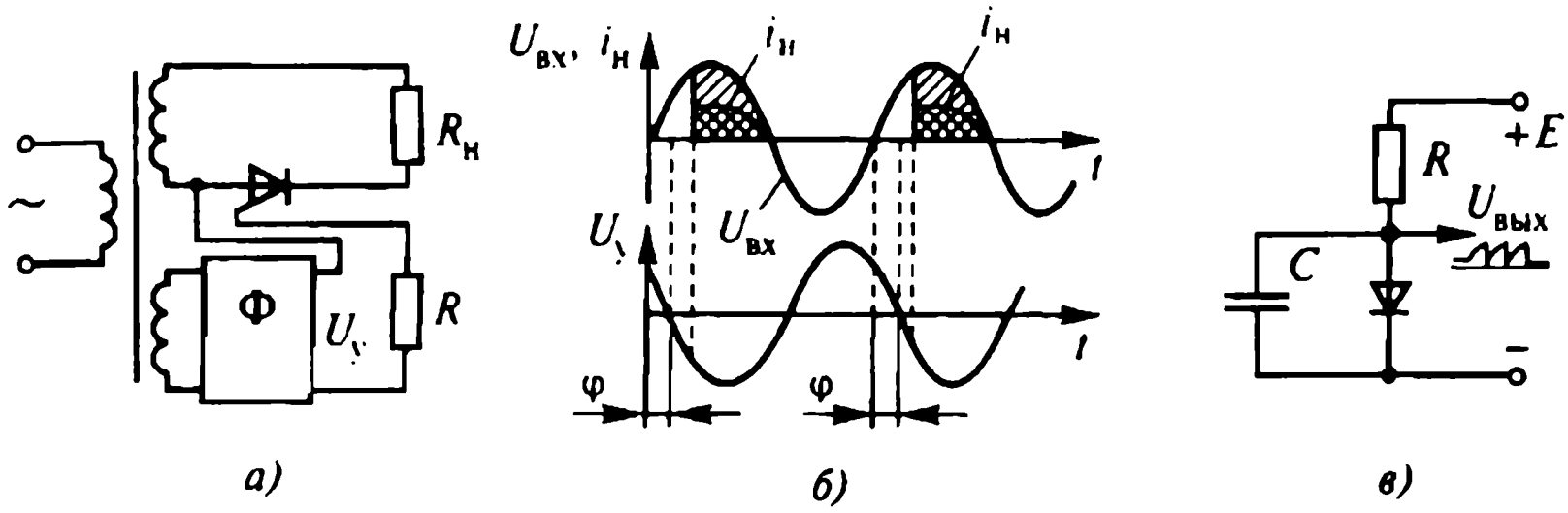


Рис. 2.36. Включение тиристора в цепь для регулирования мощности (*а*); диаграммы напряжений и токов в цепи (*б*); релаксационный генератор импульсов (*в*)

$I_{уд}$, тиристор выключается. Процессы зарядки и разрядки периодически повторяются. Данная электрическая цепь генерирует периодические импульсы экспоненциальной формы.

Основные параметры тиристоров и их ориентировочные значения

1. Напряжение переключения: постоянное — $U_{прк}$, импульсное — $U_{прк\ и}$ (десятки — сотни вольт).

2. Напряжение в открытом состоянии $U_{ос}$ — падение напряжения на тиристоре в открытом состоянии (1...3 В).

3. Обратное напряжение $U_{обр}$ — напряжение, при котором тиристор может работать длительное время без нарушения его работоспособности (единицы — тысячи вольт).

4. Постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии $U_{зс}$ — максимальное значение прямого напряжения, при котором не происходит включения тиристора (единицы — сотни вольт);

5. Неотпирающее напряжение на управляющем электроде $U_{у\ нот}$ — наибольшее напряжение, не вызывающее отпирания тиристора (доли вольт).

6. Запирающее напряжение на управляющем электроде $U_{уз}$ — напряжение, обеспечивающее требуемое значение запирающего тока управляющего электрода (единицы — десятки вольт).

7. Ток в открытом состоянии $I_{ос}$ — максимальное значение тока открытого тиристора (сотни миллиампер — сотни ампер).

8. Ток удержания $I_{уд}$ (десятки — сотни миллиампер).

9. Обратный ток $I_{обр}$ (доли миллиампер).

10. Отпирающий ток управления $I_{у\ от}$ — наименьший ток управляющего электрода, необходимый для включения тиристора (десятки миллиампер).

11. Скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии — максимальная скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (от десятков до сотен В/мкс).

12. Время включения $t_{вкл}$ — время с момента подачи отпирающего импульса до момента, когда напряжение на тиристоре уменьшится до 0,1 своего начального значения (единицы — десятки микросекунд).

13. Время выключения $t_{выкл}$ — минимальное время, в течение которого к тиристору должно прикладываться запирающее напряжение (десятки — сотни микросекунд).

14. Рассеиваемая мощность P (единицы — десятки ватт).

Обозначения тиристоров состоят из шести элементов. Первый элемент — буква К, указывающая исходный материал полупроводника; второй — буква Н для диодных тиристоров и У для триодных; третий — цифра, определяющая назначение прибора; четвертый и пятый — порядковый номер разработки; шестой — буква, определяющая технологию изготовления, например КУ201А, КН102И и т. д.

§ 2.10. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полупроводниковые приборы, работа которых основана на модуляции сопротивления полупроводникового материала поперечным электрическим полем, называют полевыми транзисторами. У них в создании электрического тока участвуют носители заряда только одного типа (электроны или дырки).

Полевые транзисторы бывают двух видов: с управляющим *p-n*-переходом и со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП-, МОП- или MOS-транзисторы).

Транзистор с *управляющим p-n-переходом* (рис. 2.37) представляет собой пластину (участок) из полупроводникового материала, имеющего электропроводность определенного типа, от концов которой сделаны два вывода — электроды *стока* С и *истока* И. Вдоль пластины выполнен электрический переход (*p-n*-переход или барьер Шоттки), от которого сделан третий вывод — *затвор* З. Внешние напряжения прикладывают так, что между электродами стока и истока протекает электрический ток, а напряжение, приложенное к затвору, смещает электрический переход в обратном направлении. Сопротивление области, расположенной под электрическим переходом, которая носит название *канала*, зависит от напряжения на затворе. Это обусловлено тем, что размеры перехода увеличиваются с повышением приложенного к нему обратного напряжения, а увеличение области, обедненной носителями заряда, приводит к повышению электрического сопротивления канала.

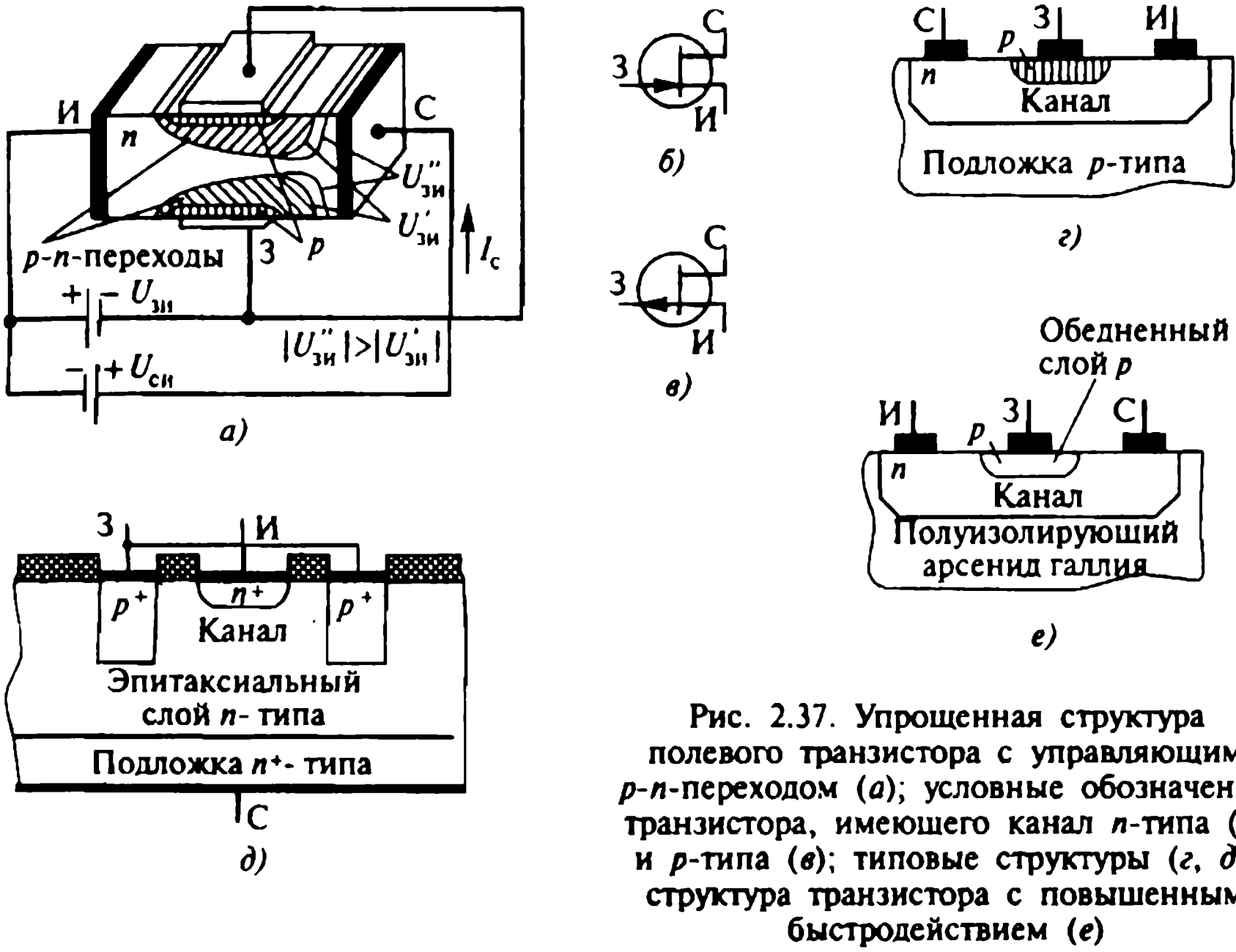


Рис. 2.37. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом (*а*); условные обозначения транзистора, имеющего канал *n*-типа (*б*) и *p*-типа (*в*); типовые структуры (*г*, *д*); структура транзистора с повышенным быстродействием (*е*)

Таким образом, работа полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом основана на изменении сопротивления канала за счет изменения размеров области, обедненной основными носителями заряда, которое происходит под действием приложенного к затвору обратного напряжения.

Электрод, от которого начинают движение основные носители заряда в канале, называют *истоком*, а электрод, к которому движутся основные носители заряда, называют *стоком*. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом приведена на рис. 2.37, *а*. Условные обозначения даны на рис. 2.37, *б*, *в*, а структуры выпускаемых промышленностью полевых транзисторов — на рис. 2.37, *г—е*.

Если в пластинке полупроводника, например *n*-типа, созданы зоны с электропроводностью *p*-типа, то при подаче на *p-n*-переход напряжения, смещающего его в обратном направлений, образуются области, обедненные основными носителями заряда (рис. 2.37, *а*). Сопротивление полупроводника между электродами истока и стока увеличивается, так как ток проходит только по узкому каналу между переходами. Изменение напряжения затвор — исток приводит к изменению размеров зоны объемного заряда (размеров *p-n*-перехода), т. е. к изменению сопротивления

канала. Канал может быть почти полностью перекрыт, и тогда сопротивление между истоком и стоком будет очень высоким (от нескольких до десятков мегаом).

Напряжение между затвором и истоком, при котором ток стока достигает заданного низкого значения ($I_C \to 0$), называют *напряжением отсечки полевого транзистора* $U_{ЗИ\ отс}$. Строго говоря, при напряжении отсечки транзистор должен закрываться полностью, но наличие утечек и сложность измерения особо малых токов заставляют считать напряжением отсечки то напряжение, при котором ток достигает определенного малого значения. Поэтому в технических условиях на транзистор указывают, при каком токе стока произведено измерение $U_{ЗИ\ отс}$.

Ширина p-n-перехода зависит также от тока, протекающего через канал. Если $U_{СИ} \neq 0$, например $U_{СИ} > 0$ (рис. 2.37, *а*), ток I_C, протекающий через транзистор, создаст по длине последнего падение напряжения, которое оказывается запирающим для перехода затвор — канал. Это приводит к увеличению ширины p-n-перехода и соответственно к уменьшению сечения и проводимости канала, причем ширина p-n-перехода увеличивается по мере приближения к области стока, где будет иметь место наибольшее падение напряжения, вызванное током I_C на сопротивлении канала $R_{СИ}$. Так, если считать, что сопротивление транзистора определяется только сопротивлением канала, то у края p-n-перехода, обращенного к истоку, будет действовать напряжение $U_{ЗИ}$, а у края, обращенного к стоку,— напряжение $|U_{ЗИ}| + U_{СИ}$. При малых значениях напряжения $U_{СИ}$ и малом I_C транзистор ведет себя как линейное сопротивление. Увеличение $U_{СИ}$ приводит к почти линейному возрастанию I_C, а уменьшение $U_{СИ}$ — к соответствующему уменьшению I_C. По мере роста $U_{СИ}$ характеристика $I_C = f(U_{СИ})$ все сильнее отклоняется от линейной, что связано с сужением канала у стокового конца. При определенном значении тока наступает так называемый режим *насыщения* (участок *II* на рис. 2.38, *а*), который характеризуется тем, что с увеличением $U_{СИ}$ ток I_C меняется незначительно. Это, происходит потому, что при большом напряжении $U_{СИ}$ канал у стока стягивается в узкую горловину. Наступает своеобразное динамическое равновесие, при котором увеличение $U_{СИ}$ и рост тока I_C вызывают дальнейшее сужение канала и соответственно уменьшение тока I_C. В итоге последний остается почти постоянным. Напряжение, при котором наступает режим насыщения, называется *напряжением насыщения*. Оно, как видно из рис. 2.38, *а*, меняется при изменении напряжения $U_{ЗИ}$. Так как влияние $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$ на ширину канала у стокового вывода практически одинаково, то

$$U_{ЗИ\ отс}\big|_{U_{СИ} < U_{СИ\ нас}} = U_{СИ\ нас}\big|_{U_{ЗИ}=0}; \quad U_{СИ\ нас}\big|_{U_{ЗИ} \neq 0} = |U_{ЗИ\ отс}| - |U_{ЗИ}|.$$

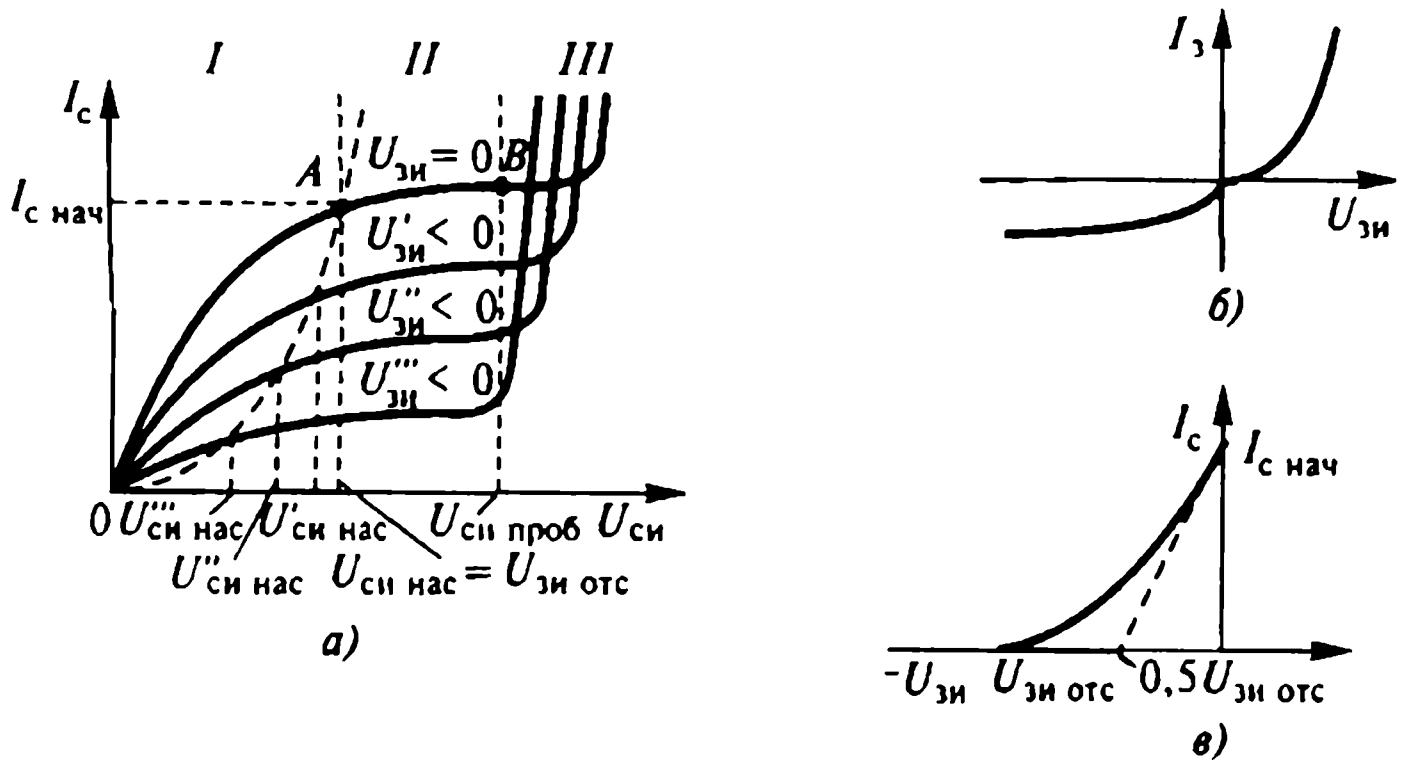


Рис. 2.38. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом (*а*); его входная характеристика (*б*) и характеристика передачи (стокозатворная) (*в*):

I — крутая область; *II* — пологая область, или область насыщения; *III* — область пробоя

Итак, *напряжение отсечки, определенное при малом* напряжении $U_{СИ} < U_{СИ\ нас}$, численно равно напряжению насыщения при $U_{ЗИ} = 0$, а напряжение насыщения при определенном напряжении на затворе $U_{ЗИ}$ равно разности напряжения отсечки и напряжения затвор — исток.

При значительном увеличении напряжения $U_{СИ}$ у стокового конца наблюдается пробой *p-n*-перехода.

В выходных характеристиках полевого транзистора можно выделить две рабочие области: *OA* и *AB*. Область *OA* называют крутой областью характеристики; область *AB* — пологой, или областью насыщения. В крутой области транзистор может быть использован как омическое управляемое сопротивление. В усилительных каскадах транзистор работает на пологом участке характеристики. За точкой *B* возникает пробой электрического перехода.

Входная характеристика полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом (рис. 2.38, *б*) представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики *p-n*-перехода. Хотя ток затвора несколько меняется при изменении напряжения $U_{СИ}$ и достигает наибольшего значения при условии короткого замыкания выводов истока и стока (ток утечки затвора $I_{З\,ут}$), им в большинстве случаев можно пренебречь. Изменение напряжения $U_{ЗИ}$ не вызывает существенных изменений тока затвора, что характерно для обратного тока *p-n*-перехода.

При работе в пологой области вольт-амперной характеристики ток стока при заданном напряжении $U_{ЗИ}$ определяют из выражения

$$I_C = I_{C\,нач}(1 - U_{ЗИ}/U_{ЗИ\,отс})^2, \qquad (2.71)$$

где $I_{C\,нач}$ — начальный ток стока, под которым понимают ток при $U_{ЗИ} = 0$ и напряжении на стоке, превышающем напряжение насыщения: $|U_{СИ}| < |U_{СИ\,нас}|$.

Так как управление полевым транзистором осуществляется напряжением на затворе, для количественной оценки управляющего действия затвора используют крутизну характеристики

$$S = \left.\frac{dI_C}{dU_{ЗИ}}\right|_{U_{СИ} = const}. \qquad (2.72)$$

Крутизна характеристики достигает максимального значения $S_{нач}$ при $U_{ЗИ} = 0$. Для определения значения S при любом напряжении $U_{ЗИ}$ продифференцируем выражение (2.71):

$$\frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = \frac{2I_{C\,нач}}{U_{ЗИ\,отс}}\left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{ЗИ\,отс}}\right). \qquad (2.73)$$

При $U_{ЗИ} = 0$ выражение (2.73) примет вид

$$\frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = S_{нач} = \frac{2I_{C\,нач}}{U_{ЗИ\,отс}}. \qquad (2.74)$$

Подставив (2.74) в выражение (2.73), получим $S = S_{нач}(1 - U_{ЗИ}/U_{ЗИ\,отс})$.

Таким образом, *крутизна характеристики полевого транзистора уменьшается при увеличении напряжения, приложенного к его затвору.*

Начальное значение крутизны характеристики можно определить графоаналитическим способом. Для этого проведем касательную из точки $U_{ЗИ} = 0$ к стокозатворной характеристике (рис. 2.38, *в*). Она отсечет на оси напряжений отрезок $0{,}5\ U_{ЗИ\,отс}$ и ее наклон определит значение $S_{нач}$.

Усилительные свойства полевых транзисторов характеризуются коэффициентом усиления

$$M = -\left.\frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}}\right|_{I_C = const}, \qquad (2.75)$$

который связан с крутизной характеристики и внутренним сопротивлением уравнением $M = S R_{\text{СИ диф}}$, где $R_{\text{СИ диф}} = \left.\dfrac{\mathrm{d}U_{\text{СИ}}}{\mathrm{d}I_{\text{С}}}\right|_{U_{\text{ЗИ}} = \text{const}}$ — дифференциальное внутреннее сопротивление транзистора.

Действительно, в общем случае $I_{\text{С}} = f(U_{\text{СИ}}, U_{\text{ЗИ}})$ и

$$\mathrm{d}I_{\text{С}} = \frac{\partial I_{\text{С}}}{\partial U_{\text{СИ}}}\mathrm{d}U_{\text{СИ}} + \frac{\partial I_{\text{С}}}{\partial U_{\text{ЗИ}}}\mathrm{d}U_{\text{ЗИ}} = \frac{1}{R_{\text{СИ диф}}}\mathrm{d}U_{\text{СИ}} + S\mathrm{d}U_{\text{ЗИ}}.$$

Если при одновременном изменении $U_{\text{СИ}}$ и $U_{\text{ЗИ}}$ ток $I_{\text{С}} = \text{const}$, то $\mathrm{d}I_{\text{С}} = 0$, откуда

$$-\frac{\mathrm{d}U_{\text{СИ}}}{\mathrm{d}U_{\text{ЗИ}}} = M = S R_{\text{СИ диф}}. \qquad (2.76)$$

Так же как и у биполярных, у полевых транзисторов различают режимы большого и малого сигналов. Режим большого сигнала чаще всего рассчитывают с помощью входных и выходных характеристик транзистора и эквивалентной схемы рис. 2.39, *а*. Для анализа режима малого сигнала широко применяют малосигнальные эквивалентные схемы рис. 2.39, *б—г* (транзистор с каналом *p*-типа). Так как сопротивления закрытых переходов $R_{\text{ЗС}}$, $R_{\text{ЗИ}}$ в кремниевых полевых транзисторах велики (десятки — сотни мегаом), их в большинстве случаев можно не учитывать. Для практических расчетов наиболее удобна эквивалентная схема рис. 2.39, *г*, хотя она значительно хуже отражает действительные физические процессы, протекающие в рассматриваемых транзисторах. Все емкости затвора на схеме заменены одной эквивалентной емкостью $C_{\text{з}}$, которая заряжается через усредненное эквивалентное сопротивление $R_{\text{к}}$. Можно считать, что $R_{\text{к}}$ равно статическому сопротивлению $R_{\text{СИ отк}}$ в крутой области характеристик. $R_{\text{СИ отк}}$ — сопротивление между стоком и истоком в открытом состоянии транзистора при заданном напряжении сток — исток, меньшем напряжения насыщения. Сопротивление затвора (омическое) отражено эквивалентным сопротивлением $R_{\text{з}}$, которое ввиду его большого значения (десятки — сотни мегаом) можно не учитывать.

Типовые значения параметров кремниевых транзисторов, входящих в эквивалентную схему: $S = 0{,}3...3$ мА/В; $R_{\text{з}} = 10^{10}$ Ом; $R_{\text{СИ диф}} = 0{,}1...1$ МОм; $R_{\text{к}} = 50...80$ Ом; $C_{\text{з}} = 0{,}2...10$ пФ.

Емкости у полевого транзистора, а также конечная скорость движения носителей заряда в канале определяют его инерционные

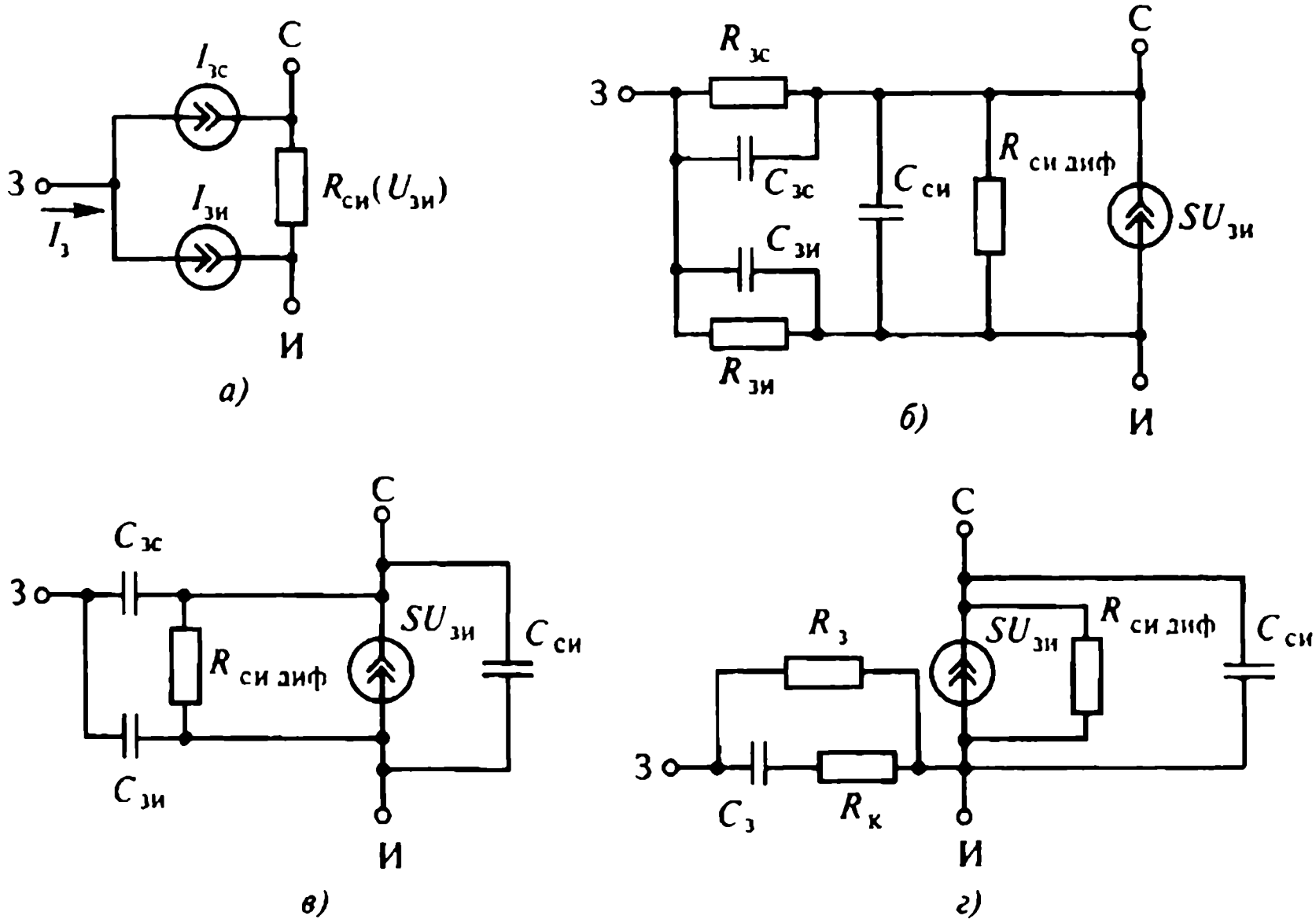


Рис. 2.39. Упрощенная эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом для постоянного тока (*а*); малосигнальные эквивалентные схемы: полная (*б*), упрощенная (*в*), модифицированная (*г*)

свойства. Инерционность транзистора в первом приближении учитывают путем введения операторной крутизны характеристики

$$S(p) = S(1 + p\tau_з), \qquad (2.77)$$

где $\tau_з \approx R_к C_з$; $\tau_з = 1 / \omega_з$ — предельная частота, определенная на уровне 0,7 статического значения крутизны характеристики.

При изменении температуры параметры и характеристики полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом изменяются из-за воздействия следующих факторов: изменения обратного тока закрытого *p-n*-перехода; изменения контактной разности потенциалов *p-n*-перехода; изменения удельного сопротивления канала.

Обратный ток у закрытого *p-n*-перехода возрастает по экспоненциальному закону при увеличении температуры. Ориентировочно можно считать, что он удваивается при увеличении температуры на 6...8 °С. Если в цепи затвора транзистора стоит большое внешнее сопротивление, то падение напряжения на нем, вызванное изменившимся током, может существенно изменить напряжение на затворе.

Контактная разность потенциалов уменьшается при увеличении температуры приблизительно на 2,2 мВ/град. При неизмен-

ном напряжении на затворе это приводит к увеличению тока стока. Для транзисторов с низким напряжением отсечки $U_{\text{ЗИ отс}}$ эффект является преобладающим и изменения тока стока будут иметь положительные значения.

Так как температурный коэффициент, характеризующий изменение удельного сопротивления канала, положителен, ток стока при росте температуры уменьшается. Это открывает возможность правильным выбором положения рабочей точки транзистора взаимно компенсировать изменения тока I_C, вызванные изменением контактной разности потенциалов и удельного сопротивления канала. В итоге ток стока будет почти постоянным в широком диапазоне температур.

Рабочую точку, в которой изменение тока стока при изменении температуры имеет минимальное значение, называют *термостабильной точкой*. Ее ориентировочное положение можно найти из уравнения

$$U_{\text{ЗИ т}} = U_{\text{ЗИ отс}} - U_1, \qquad (2.78)$$

где $U_1 = 0{,}63$ В.

Из (2.78) видно, что при значительном $U_{\text{ЗИ отс}}$ крутизна характеристики в термостабильной точке невелика и от транзистора можно получить значительно меньший коэффициент усиления, чем при работе с малым напряжением.

Современные полевые транзисторы, выполненные на основе кремния, работоспособны до температуры 120...150 °С. Их включение в схемы усилительных каскадов с общим истоком и общим стоком показано на рис. 2.40, *а*, *б*. Постоянное напряжение $U_{\text{см}}$ обеспечивает получение определенного значения сопротивления канала $R_{\text{СИ}}$ и определенный ток стока $I_C = E/(R_{\text{СИ}} + R)$. При подаче входного усиливаемого напряжения $U_{\text{вх}}$ потенциал затвора меняется, а соответственно изменяются токи стока и истока, а также падение напряжения на резисторе R. Приращение падения напряжения на резисторе R при большом его значении значительно больше приращений входного напряжения. За счет этого осуществляется усиление сигнала. Ввиду малой распространенности включение с общим затвором не показано. При изменении типа электропроводности канала меняются только полярность приложенных напряжений и направление токов, в том числе и в эквивалентных схемах.

Основными преимуществами полевых транзисторов с управляющим p-n-переходом перед биполярными являются высокое входное сопротивление, малые шумы, простота изготовления, от-

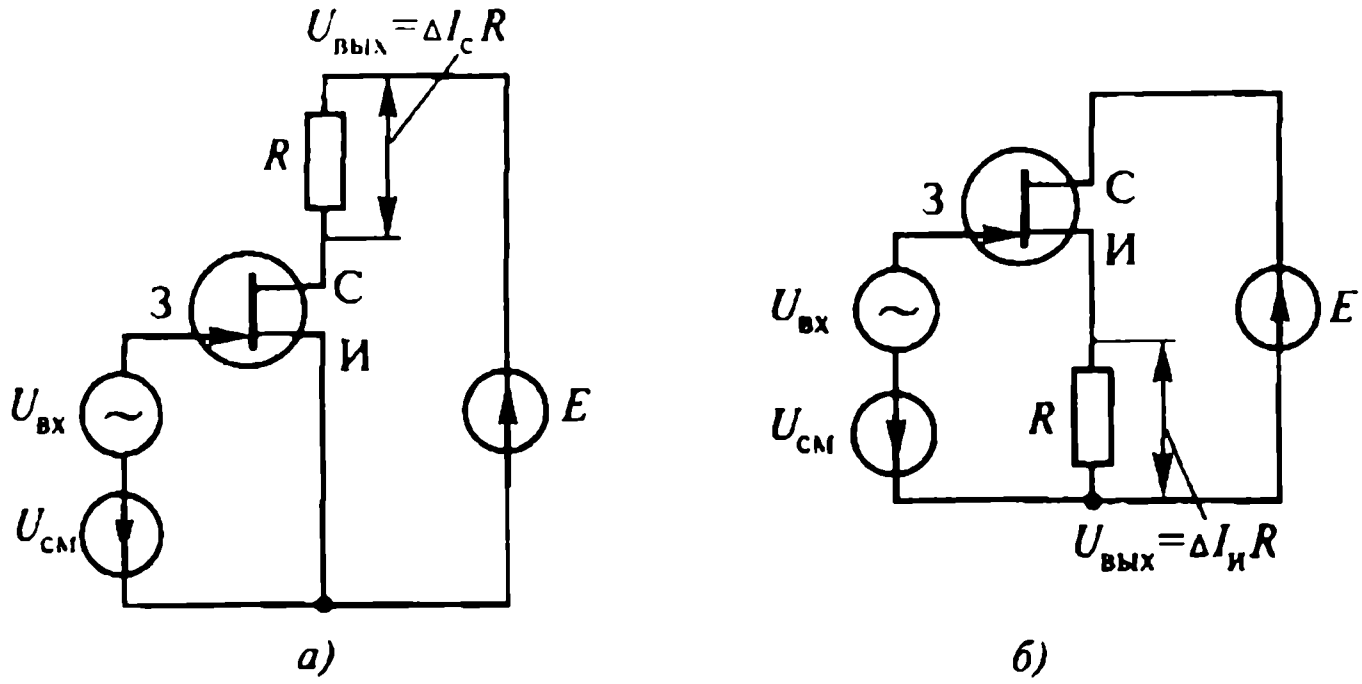


Рис. 2.40. Включение полевого транзистора в схемы:
а — с общим истоком; *б* — с общим стоком

сутствие в открытом состоянии остаточного напряжения между истоком и стоком открытого транзистора.

МДП (MOS)-транзисторы могут быть двух типов: транзисторы с *встроенными каналами* (канал создается при изготовлении) и транзисторы *с индуцированными каналами* (канал возникает под действием напряжения, приложенного к управляющим электродам).

Транзисторы первого типа могут работать как в режиме обеднения канала носителями заряда, так и в режиме обогащения. Транзисторы второго типа можно использовать только в режиме обогащения. У МДП-транзисторов в отличие от транзисторов с управляющим *p-n*-переходом металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристалла, на котором выполнен прибор (рис. 2.41), называемый *подложкой* (П).

Управляющее напряжение можно подавать как между затвором и подложкой, так и независимо на подложку и затвор. Под влиянием образующегося электрического поля у поверхности полупроводника появляется канал *p*-типа за счет отталкивания электронов от поверхности в глубь полупроводника в транзисторе с индуцированным каналом. В транзисторе с встроенным каналом происходит расширение или сужение имевшегося канала. Изменение управляющего напряжения меняет ширину канала и соответственно сопротивление и ток транзистора.

Существенным преимуществом МДП-транзисторов является высокое входное сопротивление, достигающее значений $10^{10}...10^{14}$ Ом (у транзисторов с управляющим *p-n*-переходом $R_{вх} = 10^7...10^9$ Ом).

Рассмотрим несколько подробнее работу МДП-транзистора с индуцированным *p*-каналом. Пусть в качестве исходного материала транзистора использован кремний, имеющий электропровод-

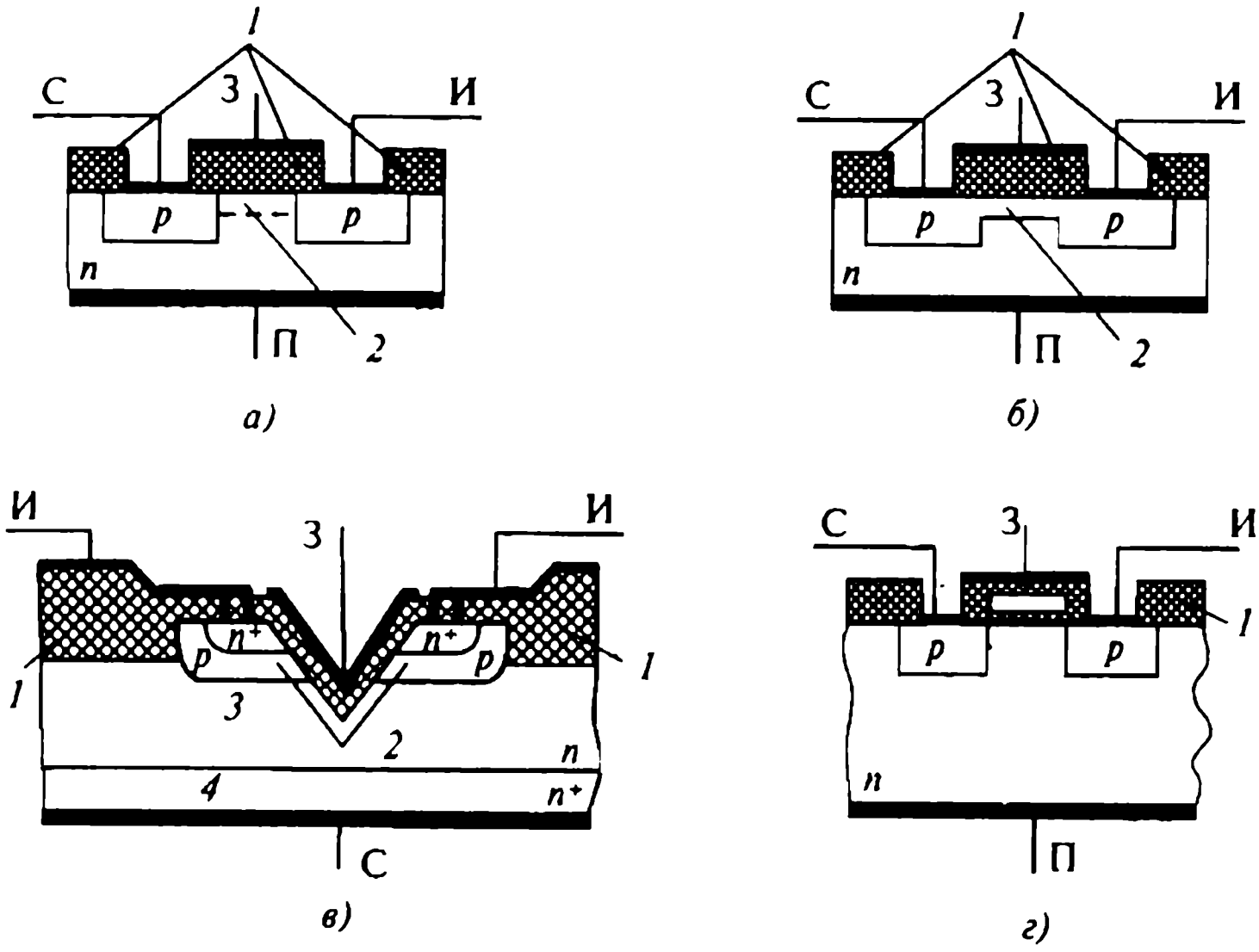


Рис. 2.41. Структуры МДП-транзистора:

а — планарный транзистор с индуцированным каналом; *б* — планарный транзистор со встроенным каналом; *в* — транзистор (изготовленный по *V*-технологии, обеспечивающей получение каналов длиной до 0,1 мкм), работающий до частот порядка 1,5 ГГц; *г* — транзистор с затвором из поликристаллического кремния, имеющий небольшое пороговое напряжение и большое быстродействие; *1* — диэлектрик; *2* — канал; *3* — эпитаксиальный слой *n*-типа; *4* — подложка n^+-типа

ность *n*-типа. Роль диэлектрической пленки выполняет диоксид кремния SiO_2*. При отсутствии смещения ($U_{ЗИ} = 0$; $U_{СИ} = 0$; $U_{ИП} = 0$) приповерхностный слой полупроводника обычно обогащен электронами (рис. 2.42, *а*). Это объясняется наличием положительно заряженных ионов в пленке диэлектрика, что является следствием предшествующего окисления кремния и фотолитографической его обработки, а также присутствием ловушек на границе Si—SiO_2. Напомним, что ловушки представляют собой совокупность энергетических уровней, расположенных глубоко в запрещенной зоне, близко к ее середине.

При подаче на затвор отрицательного напряжения $U_{ЗИ}$ электроны приповерхностного слоя отталкиваются в глубь полупроводника, а дырки движутся к поверхности. Приповерхностный слой приобретает дырочную электропроводность (рис. 2.42, *б*). В нем появляется тонкий инверсный слой, соединяющий сток с

* Транзисторы, у которых диэлектриком является оксид (диоксид кремния), называют МОП-транзисторами (металл—оксид—полупроводник).

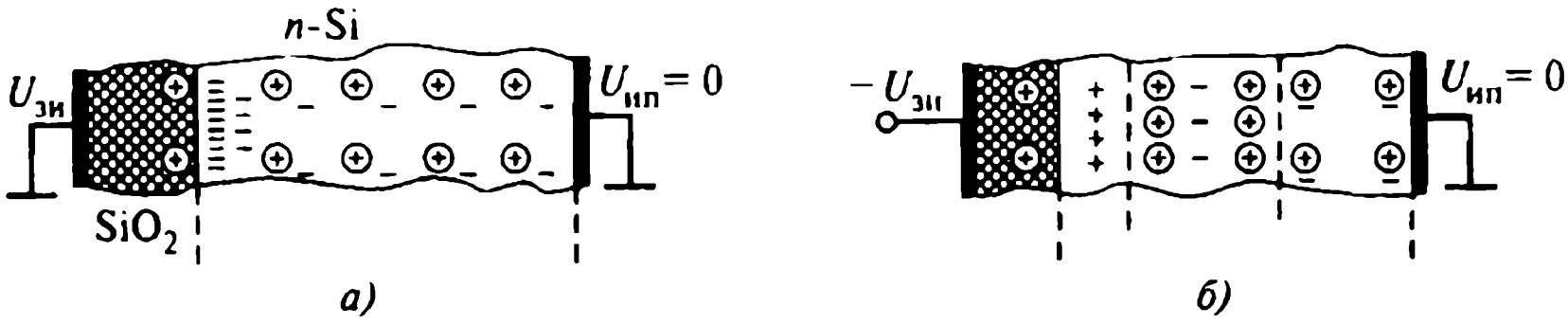


Рис. 2.42. Распределение носителей заряда в приповерхностном слое

истоком. Этот слой играет роль канала. Если между истоком и стоком приложено напряжение, то дырки, перемещаясь по каналу, создают ток стока. Путем изменения напряжения на затворе можно расширять или сужать канал и тем самым увеличивать или уменьшать ток стока.

Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал, называют *пороговым напряжением* $U_{зи\ пор}$. Так как канал возникает постепенно, по мере увеличения напряжения на затворе, то для исключения неоднозначности в его определении обычно задается определенное значение тока стока, при превышений которого считается, что потенциал затвора достиг порогового напряжения $U_{зи\ пор}$.

По мере удаления от поверхности полупроводника концентрация индуцированных дырок уменьшается. На расстоянии, приблизительно равном толщине канала, электропроводность становится собственной. Затем идет участок, обедненный основными носителями заряда (*p-n*-переход). Благодаря ему сток, исток и канал изолированы от подложки; *p-n*-переход смещен приложенным напряжением в обратном направлении. Очевидно, что его ширину и ширину канала можно изменять за счет подачи на подложку дополнительного напряжения относительно электродов стока и истока транзистора. Следовательно, током стока можно управлять не только путем изменения напряжения на затворе, но и за счет изменения напряжения на подложке. В этом случае управление МДП-транзистором аналогично управлению полевым транзистором с управляющим *p-n*-переходом. Для образования канала на затвор должно быть подано напряжение, большее $U_{зи\ пор}$.

Толщина инверсного слоя значительно меньше толщины обедненного слоя. Если последний составляет сотни — тысячи нанометров, то толщина индуцированного канала составляет всего 1...5 нм. Другими словами, дырки индуцированного канала «прижаты» к поверхности полупроводника, поэтому структура и свойства границы полупроводник—диэлектрик играют в МДП-транзисторах очень важную роль.

Дырки, образующие канал, поступают в него не только из подложки *n*-типа, где их мало, и генерируются они сравнительно

медленно, но также и из слоев *p*-типа истока и стока, где их концентрация практически неограниченна, а напряженность поля вблизи этих электродов достаточно велика.

В транзисторах с встроенным каналом ток в цепи стока будет протекать и при нулевом напряжении на затворе. Для его прекращения необходимо к затвору приложить положительное напряжение (при структуре с каналом *p*-типа), равное или большее напряжения отсечки $U_{\text{зи отс}}$. При этом дырки из инверсного слоя будут практически полностью вытеснены в глубь полупроводника и канал исчезнет. При приложении отрицательного напряжения канал расширяется и ток увеличивается. Таким образом, МДП-транзисторы с встроенными каналами работают как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения.

Как и полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом, МДП-транзисторы при малых напряжениях $U_{\text{СИ}}$ (в области *I*; рис. 2.43, *б*, *в*) ведут себя подобно линеаризованному управляемому сопротивлению. При увеличении напряжения $U_{\text{СИ}}$ ширина канала уменьшается вследствие падения на нем напряжения и изменения результирующего электрического поля. Это особенно сильно проявляется в той части канала, которая находится вблизи стока (рис. 2.43, *а*). Перепады напряжения, создаваемые током $I_{\text{С}}$, приводят к неравномерному распределению напряженности электрического поля вдоль канала, причем она увеличивается по мере приближения к стоку. При напряжении $U_{\text{СИ нас}}$ канал вблизи стока становится настолько узким, что наступает динамическое равновесие, при котором увеличение напряжения $U_{\text{СИ}}$ вызывает

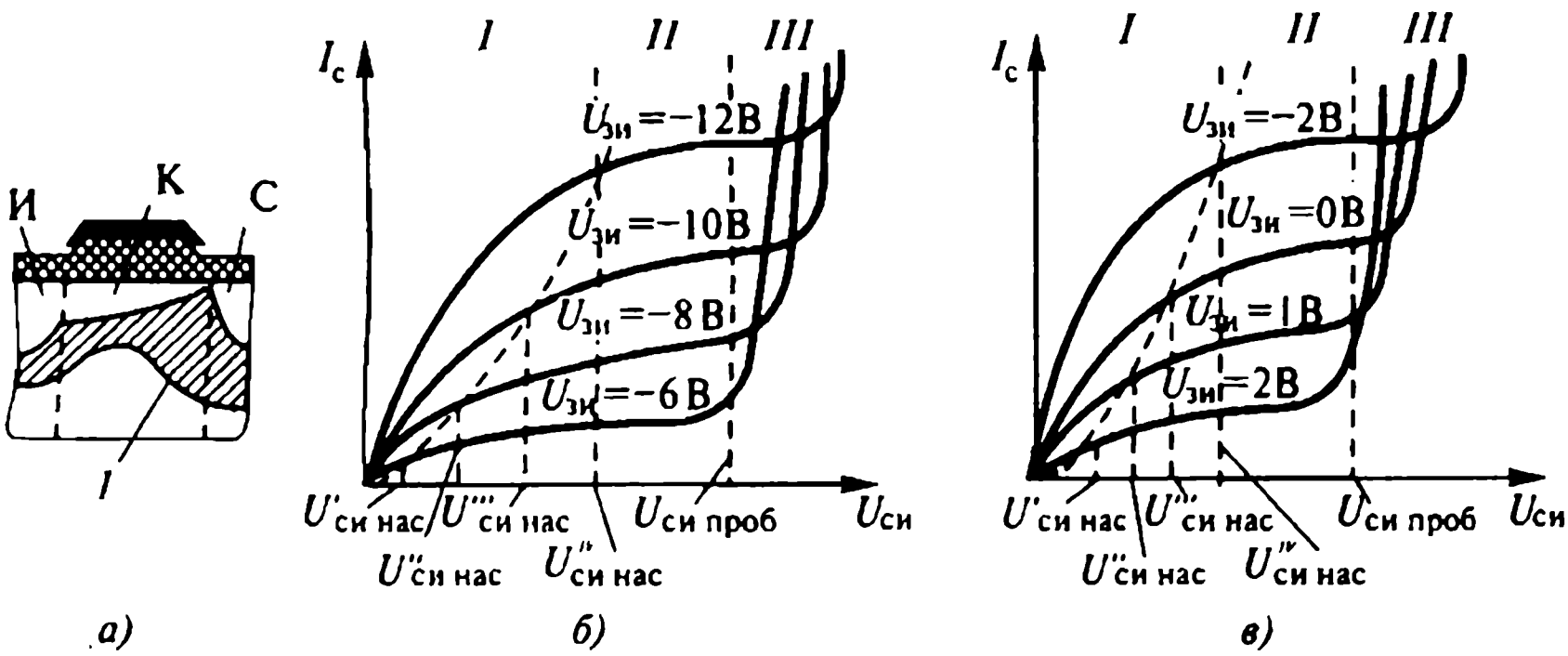


Рис. 2.43. Структура МДП-транзистора с измененной шириной канала при протекании тока $I_{\text{С}}$ (*а*); его выходные характеристики с индуцированным (*б*) и встроенным (*в*) каналами:

I — крутая область; *II* — пологая область, или область насыщения; *III* — область пробоя; *1* — обедненный слой

уменьшение ширины канала и повышение его сопротивления. В итоге ток I_C мало меняется при дальнейшем увеличении напряжения $U_{СИ}$. Эти процессы изменения ширины канала в зависимости от напряжения $U_{СИ}$ такие же, как и в полевых транзисторах с управляющим p-n-переходом.

Выходные характеристики МДП-транзисторов аналогичны характеристикам полевых транзисторов с управляющим p-n-переходом (рис. 2.43, *б*, *в*). В них можно выделить крутую и пологую области, а также область пробоя. В крутой области *I* МДП-транзистор может работать как электрически управляемое сопротивление. Пологая область *II* обычно используется при построении усилительных каскадов. Аналитические аппроксимации вольт-амперных характеристик МДП-транзисторов не очень удобны и мало применяются в инженерной практике. При ориентировочных оценках тока стока в области насыщения можно использовать уравнение

$$I_{C\,нас} = \frac{S_{уд}}{2}(|U_{ЗИ}| - |U_{ЗИ\,пор}|)^2, \qquad (2.79)$$

где $S_{уд} = \dfrac{\partial^2 I_C}{\partial U_{ЗИ}\partial U_{СИ}}$.

Для транзисторов с встроенным каналом можно использовать уравнения (2.79), если $U_{ЗИ\,пор}$ заменить $U_{ЗИ\,отс}$ и учитывать знаки напряжений $U_{ЗИ}$ и $U_{ЗИ\,отс}$.

Управляющее действие подложки можно учесть путем введения коэффициента влияния по подложке

$$\eta = \left.\frac{\partial U_{ЗИ}}{\partial U_{ПИ}}\right|_{I_C = const} = -\frac{\partial U_{ЗИ}}{\partial I_C}\frac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}} = -\frac{S_П}{S}, \qquad (2.80)$$

где $S_П = \left.\dfrac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}}\right|_{I_C = const}$ — крутизна характеристики по подложке, которая показывает, на сколько следовало бы изменить напряжение на затворе, чтобы при изменении напряжения подложки $U_{ПИ}$ ток стока I_C остался неизменным. Тогда при одновременном действии напряжений на затворе и подложке в выражения (2.79)—(2.80) вместо $U_{ЗИ}$ следует подставлять $U_{ЗИ\,эф}$ ($U_{ЗИ\,эф} = U_{ЗИ} - \eta U_{ПИ}$).

При использовании подложки в качестве управляющего электрода целесообразно рассматривать выходные характеристики, специально определенные при разных напряжениях на подложке (рис. 2.44, *а*). Иногда снимают стокозатворные характеристики,

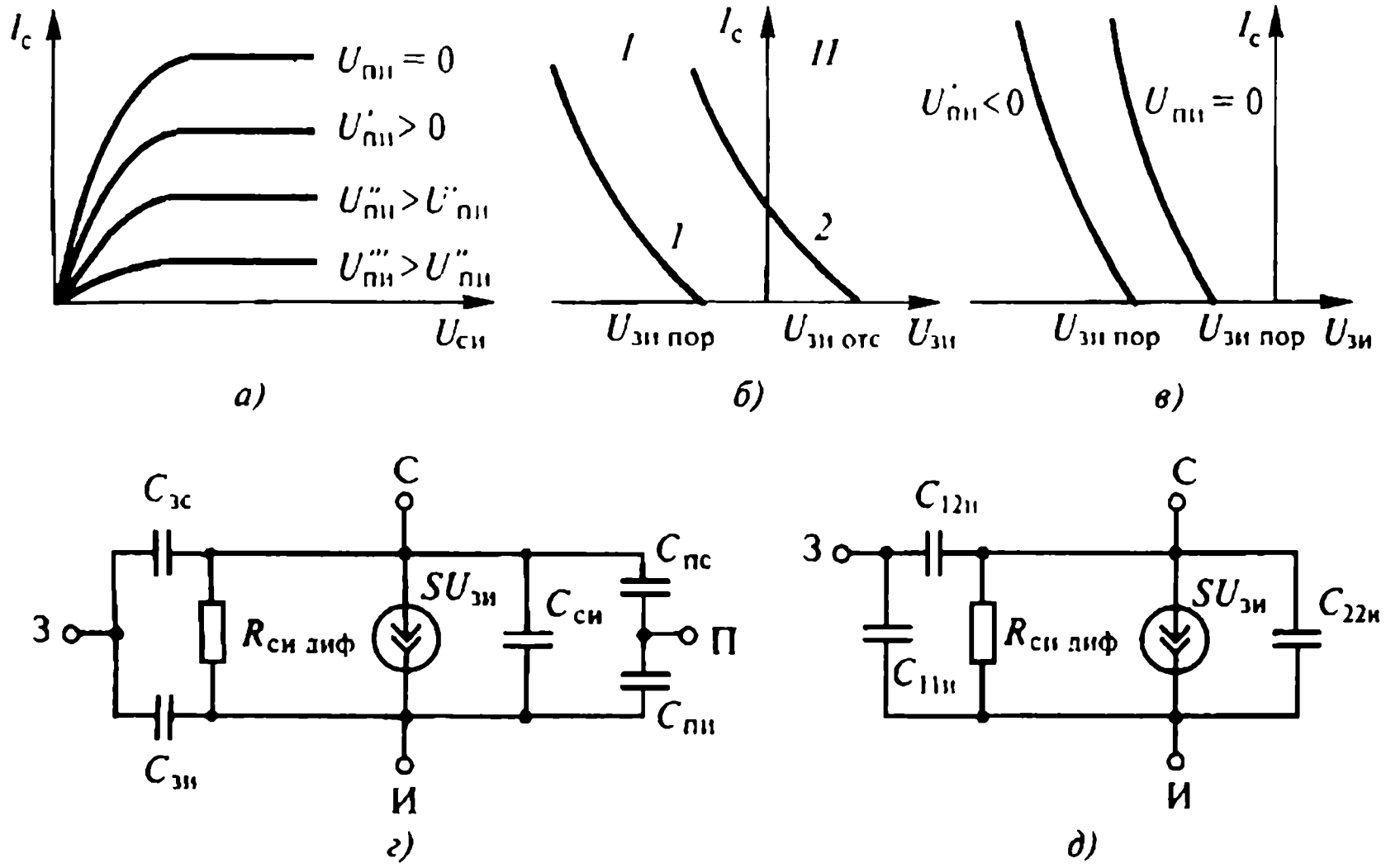


Рис. 2.44. Выходные характеристики МДП-транзистора при различных напряжениях на подложке и $|U_{зи}| > |U_{зи\ пор}|$ (*а*); стокозатворные характеристики МДП-транзисторов с индуцированным и технологическим встроенными каналами (*б*) и при разных напряжениях на подложке ($U_{си}$ = const) (*в*); упрощенные эквивалентные схемы МДП-транзистора (*г*, *д*):
I **— режим обогащения;** ***II*** **— режим обеднения;** ***1*** **— индуцированный канал;** ***2*** **— встроенный канал**

которые наглядно показывают влияние на ток стока напряжений $U_{зи}$ и $U_{пи}$ (рис. 2.44, *б*, *в*). Из рис. 2.44 видно, что пороговое напряжение $U_{зи\ пор}$ существенно зависит от напряжения на подложке.

Инерционные свойства МДП-транзисторов зависят от скорости движения носителей заряда в канале, межэлектродных емкостей $C_{си}$, $C_{пи}$ $C_{пс}$ (рис. 2.44, *г*) и значений сопротивлений, через которые эти емкости заряжаются. При этом ввиду малого времени пробега носителей заряда через канал, который обычно имеет длину 0,1...5 мкм, влиянием последнего обычно пренебрегают.

Значения емкостей, входящих в эквивалентную схему рис. 2.44, *г*, не всегда известны. К тому же часть из них меняется в зависимости от напряжений на электродах, например $C_{пс}$, $C_{пи}$. Поэтому на практике часто измеряют входную емкость с общим истоком $C_{11и}$, выходную $C_{22и}$ и проходную $C_{12и}$. Они характеризуют параметры полевого транзистора, который при заданном режиме измерения представлен эквивалентной схемой рис. 2.44, *д*. Она хуже отражает особенности транзистора, но ее параметры известны или легко могут быть измерены (входная емкость $C_{11и} \approx 1...5$ пФ, проходная емкость $C_{12и} = 0{,}22$ пФ, выходная емкость $C_{22и}$ 2...6 пФ).

Операторное уравнение крутизны характеристики МДП-транзисторов имеет тот же вид, что и для полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом (2.77). При этом постоянная времени $\tau_З \approx C_З R_К \approx C_З R_{СИ\ отк}$. В типовом случае при длине канала 5 мкм предельная частота, на которой крутизна характеристики уменьшается в 0,7 раза, $f = \omega / (2\pi) = 1 / (2\pi \tau_з)$ лежит в пределах нескольких сотен мегагерц.

Температурная зависимость порогового напряжения и напряжения отсечки обусловлена изменением положения уровня Ферми, изменением объемного заряда в обедненной области и влиянием температуры на значение заряда в диэлектрике. У МДП-транзисторов также можно найти термостабильную рабочую точку, в которой ток стока мало зависит от температуры. У разных транзисторов значение тока стока $I_С$ в термостабильной точке находится в пределах 0,05...0,5 мА. Важным преимуществом МДП-транзисторов перед биполярными является малое падение напряжения на них при коммутации малых сигналов. Так, если в биполярных транзисторах в режиме насыщения напряжение $U_{КЭ}$ принципиально не может быть меньше нескольких десятков — сотен милливольт, то у МДП-транзисторов при малых токах $I_С$, когда транзистор работает в крутой области, это падение напряжения мало и определяется током $I_С$ и сопротивлением канала $R_{СИ\ отк}$:

$$U_{СИ} = I_С R_{СИ\ отк} \text{ при } |U_{СИ}| << |U_{СИ\ нас}|.$$

При уменьшении $I_С$ оно может быть сведено до значения, стремящегося к нулю. Так как широкое распространение получили МДП-транзисторы с диэлектриком из диоксида кремния SiO_2, в дальнейшем будем их называть МОП-транзисторами (сейчас встречается аббревиатура MOS-транзисторы).

В настоящее время промышленность также выпускает МОП-транзисторы с двумя изолированными затворами (тетродные), например КП306, КП350. Наличие второго затвора позволяет одновременно управлять током транзистора с помощью двух управляющих напряжений, что облегчает построение различных усилительных и умножительных устройств. Характеристики их аналогичны характеристикам однозатворных полевых транзисторов, только количество их больше, так как они строятся для напряжения каждого затвора при неизменном напряжении на другом затворе. Соответственно различают крутизну характеристики по первому и второму затворам, напряжение отсечки первого и второго затворов и т. д. Подача напряжений на затворы ничем

не отличается от подачи напряжения на затвор однозатворного МОП-транзистора.

Включение полевых МОП-транзисторов в схеме показано на рис. 2.45, 2.46.

На рис. 2.45, *а*, *б* показаны полярности постоянного напряжения $U_{см}$, обеспечивающего режимы обеднения и обогащения канала *p*-типа носителями заряда.

На рис. 2.45, *в* показана схема с общим стоком, в которой $U_{см}$ обедняет канал носителями заряда. Аналогично включен тетродный МОП-транзистор (рис. 2.45, *г*), который обеспечивает перемножение напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом, включенных в схемы с общим истоком (рис. 2.46, *а*) и общим стоком (рис. 2.46, *б*), постоянное напряжение $U_{см}$ должно превышать пороговое. В противном случае канал не появится и транзистор будет заперт.

Основные параметры полевых транзисторов и их ориентировочные значения

1. Крутизна характеристики

$$S = \left.\frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}}\right|_{\substack{U_{СИ}=\text{const}\\ U_{ПИ}=\text{const}}}, \quad S = 0{,}1...500 \text{ мА/В}.$$

2. Крутизна характеристики по подложке

$$S_П = \left.\frac{\partial I_C}{\partial U_{ПИ}}\right|_{\substack{U_{СИ}=\text{const}\\ U_{ЗИ}=\text{const}}}, \quad S_П = 0{,}1...1 \text{ мА/В}.$$

3. Начальный ток стока $I_{C\,нач}$ — ток стока при нулевом напряжении $U_{ЗИ}$, у транзисторов с управляющим *p-n*-переходом составляет 0,2...600 мА; с технологически встроенным каналом — 0,1...100 мА; с индуцированным каналом — 0,01...0,5 мкА.

4. Напряжение отсечки $U_{ЗИ\,отс}$ (0,2...10 В).

5. Пороговое напряжение $U_{ЗИ\,пор}$ (1...6 В).

6. Сопротивление сток — исток в открытом состоянии $R_{СИ\,отк}$ (2...300 Ом).

7. Постоянный ток стока $I_{C\,max}$ (от 10 мА до 0,7 А).

8. Остаточный сток стока $I_{C\,ост}$ — ток стока при напряжении $U_{ЗИ\,отс}$ (0,001...10 мА).

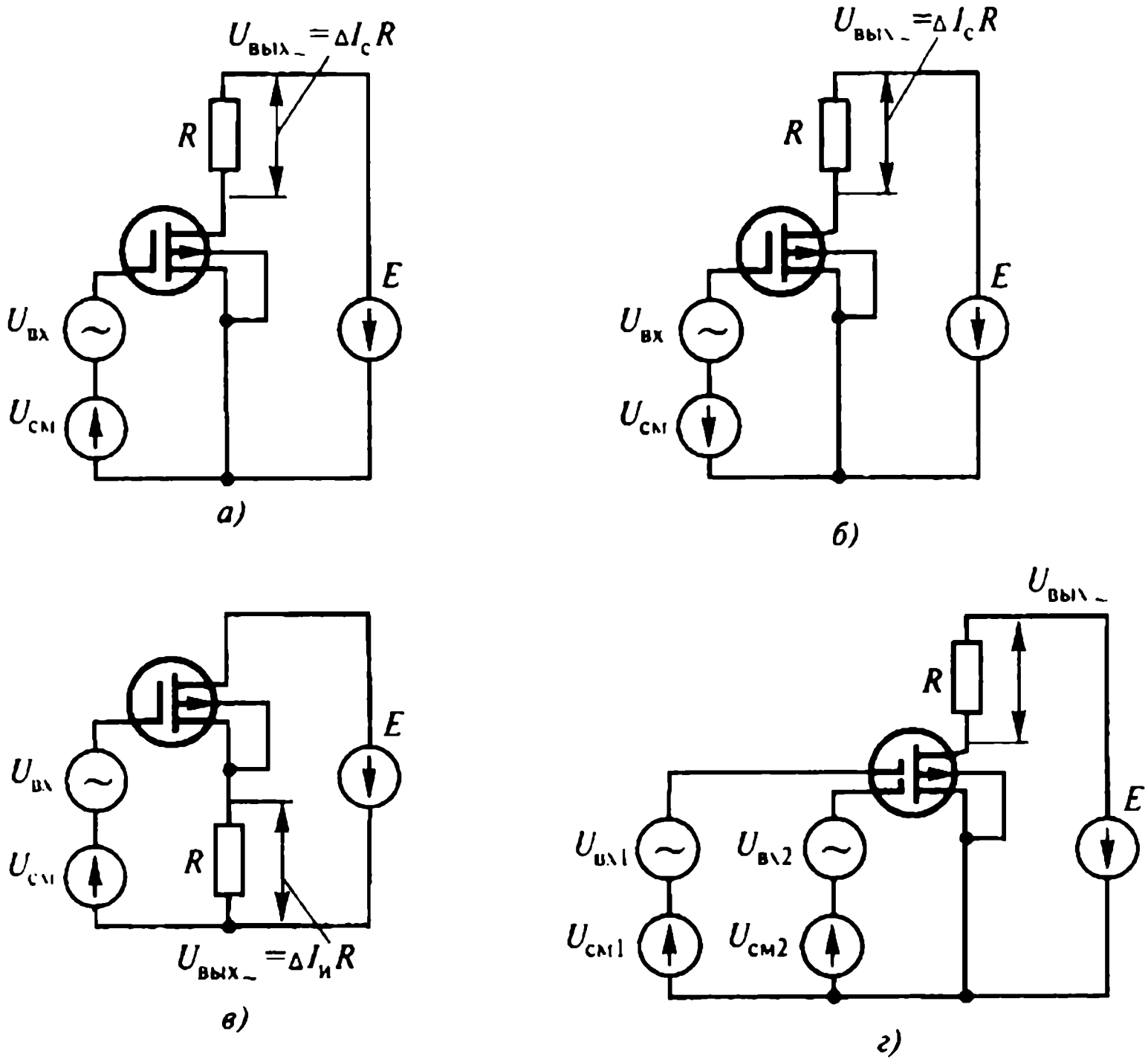


Рис. 2.45. Включения МОП-транзистора с технологически встроенным каналом *p*-типа в схему с общим истоком, при котором постоянное напряжение $U_{см}$ обеспечивает режимы обеднения (*а*) и обогащения носителями заряда (*б*); включение в схему с общим стоком (*в*); включение тетродного транзистора в схему с общим истоком (*г*)

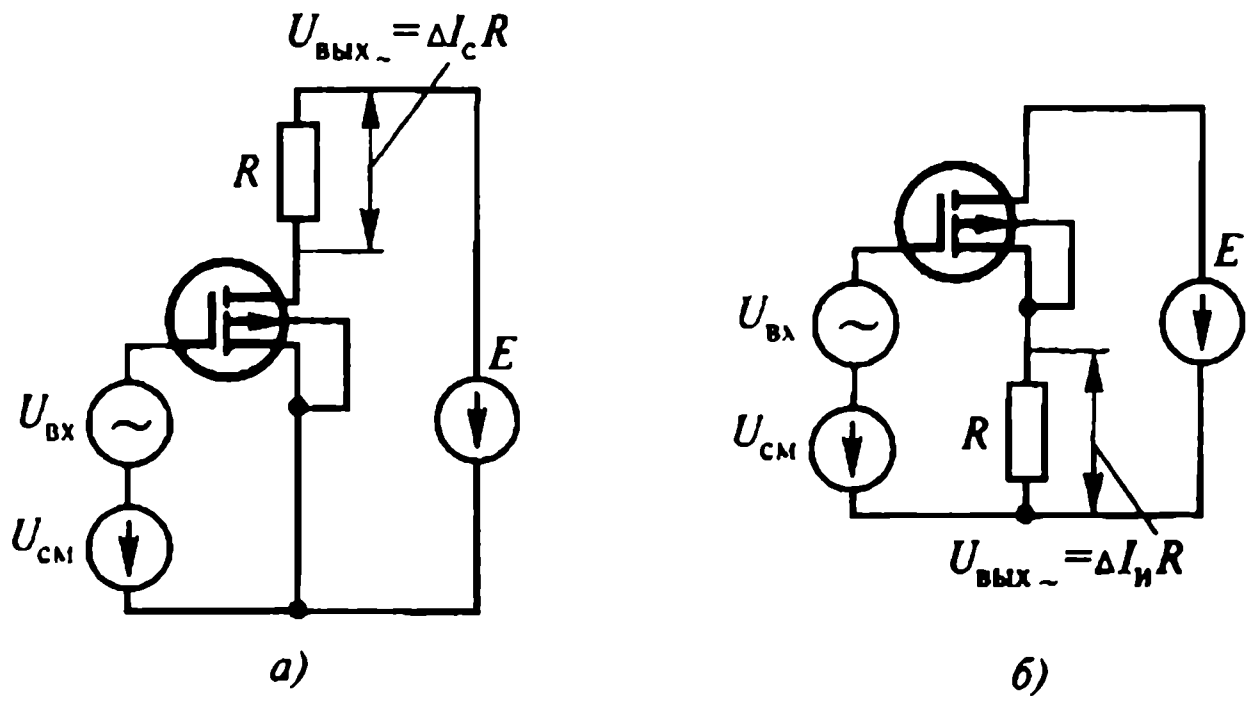


Рис. 2.46. Включение МОП-транзистора с индуцированным каналом *p*-типа в схему с общим истоком (*а*) и общим стоком (*б*)

9. Максимальная частота усиления f_p — частота, на которой коэффициент усиления по мощности K_{yp} равен единице (десятки — сотни мегагерц).

Обозначения полевых транзисторов аналогичны обозначениям биполярных транзисторов, только вместо буквы Т ставится буква П, например КП103А, КП105Б и т.д.

МДП-структуры специального назначения. Кроме рассмотренных полевых транзисторов, которые выпускаются в виде самостоятельных компонентов, применяется ряд МОП-структур со специфичными свойствами. Они являются составной частью отдельных микросхем.

В структурах типа металл—нитрид—оксид—полупроводник (МНОП) диэлектрик под затвором выполнен двухслойным. Он состоит из тонкого слоя оксида SiO_2 (≈5 нм) и толстого слоя нитрида Si_3N_4 (80...100 нм) (рис. 2.47, *а*, *б*). На границе этих двух слоев, а также в слое нитрида имеются «ловушки» электронов. Поэтому при подаче на затвор МНОП-структуры положительного напряжения (28...30 В) электроны из подложки туннелируют через тонкий слой SiO_2 и захватываются «ловушками». Появляются неподвижные отрицательно заряженные ионы. Созданный ими заряд повышает пороговое напряжение $U_{\text{зи пор1}}$ (кривая *4*, рис. 2.47, *в*). Причем этот заряд может храниться в течение нескольких лет при отключении всех напряжений питания, так как слой SiO_2 предотвращает какой-либо перенос заряда в отсутствие электрического поля достаточно большой напряженности. Если на затвор подать большое отрицательное напряжение (28...30 В), то накопленный заряд рассасывается (рис. 2.47, *б*).

После его отключения пороговое напряжение для транзистора существенно уменьшается (кривая *5*, рис. 2.47, *в*). Разность

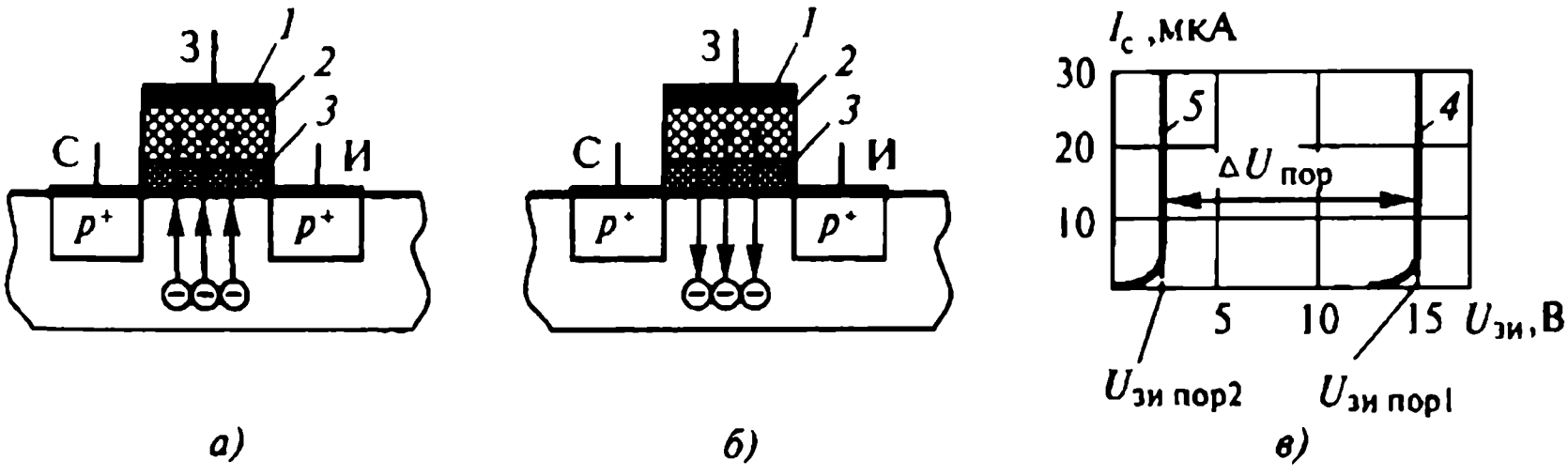
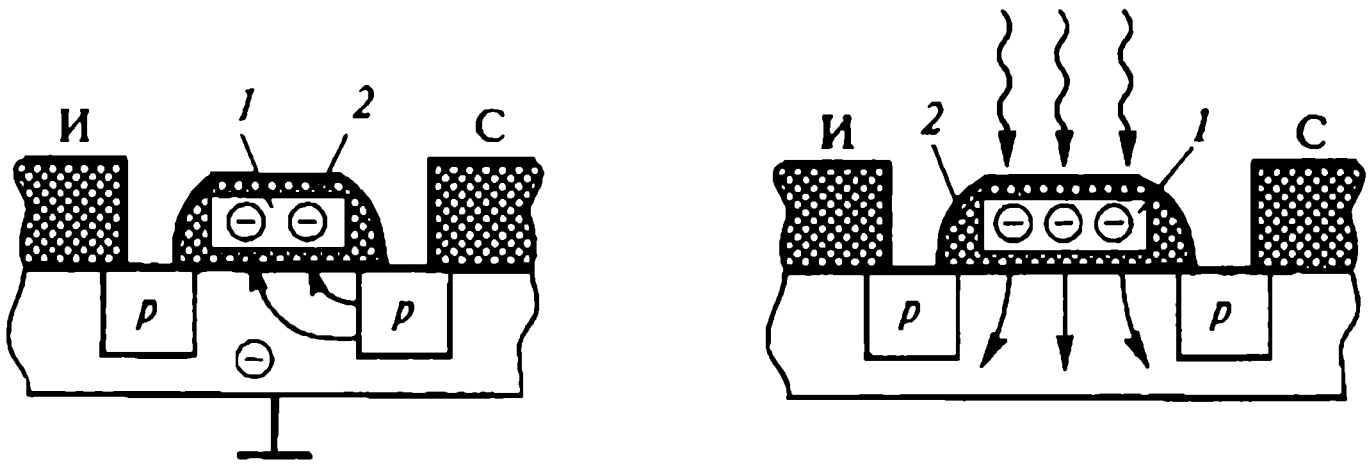


Рис. 2.47. МНОП-структура в режимах записи (*а*) и стирания информации (*б*); вольт-амперные стокозатворные характеристики при наличии (*4*) и отсутствии (*5*) записанного заряда (*в*);
1 — алюминий; *2* — Si_3N_4; *3* — SiO_2

между $U_{\text{ЗИ пор1}}$ и $U_{\text{ЗИ пор2}}$ называется межпороговой зоной $\Delta U_{\text{пор}}$ ($\Delta U_{\text{пор}} \approx 12$ В). На основе МНОП-структур выполняются запоминающие элементы, которые в зависимости от записанного в них «заряда» будут иметь малое или большое сопротивление при подаче одинакового напряжения $U_{\text{ЗИ}}$ (порядка 3...5 В). Межпороговая зона несколько уменьшается при многократно повторяемых процессах перезаписи, но при этом остается достаточно широкой.

МОП-структуры *с плавающим затвором и лавинной инжекцией* имеют затвор, который выполнен из кристаллического кремния и не имеет электрических связей с другими частями структуры (рис. 2.48). При подаче высокого напряжения на сток или исток транзистора возникает лавинный пробой *p-n*-перехода, образованного этой областью и подложкой. При этом электроны приобретают достаточно большие энергии, позволяющие им проникнуть в изолирующий слой и достигнуть затвора. На затворе появляется отрицательный заряд, который вследствие высоких изолирующих свойств диэлектрика сохраняется на протяжении многих лет (уменьшается приблизительно на 25% за 10 лет). Величину заряда выбирают такой, чтобы он обеспечил появление электропроводного канала, соединяющего сток и исток.

Для того чтобы транзистор стал неэлектропроводящим, необходимо убрать электрический заряд с «плавающего» затвора. Для этого область затвора подвергают воздействию ультрафиолетовым излучением (или ионизирующим излучением другого вида). Мощность его должна быть достаточной для ионизации и возникновения в цепи затвора фототока, в результате которого электроны рекомбинируют с дырками и заряд исчезает. Облучение проводят через специальные окошки из кварцевого стекла, имеющиеся в микросхемах. Источниками излучения служат кварцевые лампы.



а) *б)*

Рис. 2.48. МОП-структуры с плавающим затвором в режиме записи (*а*), в режиме стирания (*б*):

1 — плавающий затвор из поликристаллического кремния; *2* — диэлектрик SiO_2

Данные МОП-транзисторы используются при создании микросхем памяти для цифровых устройств. В итоге записи информации, осуществляемой рассмотренным способом, одни транзисторы становятся электропроводными, а другие — нет. Записанная информация может быть стерта и вместо нее записана другая, хотя процессы стирания и перезаписи достаточно трудоемки.

В настоящее время разработаны более усовершенствованные лавинно-инжекционные МОП-структуры с плавающим затвором, в которые введен второй управляющий затвор. В них стирание информации может быть выполнено импульсами напряжения амплитудой около 30 В, что ускоряет и упрощает процесс перепрограммирования.

§ 2.11. ОСОБЕННОСТИ КОМПОНЕНТОВ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ В МИКРОМИНИАТЮРНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Под термином «микроэлектроника» обычно понимают комплекс конструкторских, технологических и схемотехнических вопросов, связанных с проектированием и изготовлением надежной аппаратуры в миниатюрном исполнении. Успехи в конструировании и технологии позволили изготовлять в едином технологическом цикле целые функциональные электронные узлы и из состава изделий полностью или частично исключать дискретные электрорадиодетали и приборы.

Одним из наиболее важных технологических приемов микроэлектроники является интегральная технология, дающая возможность на одной пластине создавать группы схемно соединенных между собой элементов. Используя интегральную технологию, можно изготовлять схемы на высокопроизводительных автоматизированных установках, одновременно выпуская значительное количество идентичных по параметрам функциональных узлов.

Функциональные узлы, выполненные по интегральной технологии, называют *интегральными микросхемами* (ИС) или просто *микросхемами*.

Основные преимущества интегральных микросхем по сравнению с аналогичными схемами на дискретных компонентах — малые габариты, малая масса и повышенная механическая прочность. При их производстве требуются меньшие затраты за счет применения высокопроизводительного автоматизированного оборудования, возможно существенное сокращение ручного труда и получение лучших характеристик схем благодаря идентичности параметров компонентов. Повышается надежность за счет уменьшения количества сварных соединений, автоматизации техноло-

гических операций и снижения вероятности выхода из строя отдельных элементов, изготовленных в едином технологическом цикле. При эксплуатации таких приборов без существенных затрат может быть введено резервирование, что повышает надежность их работы.

Следует подчеркнуть, что в микроэлектронике используются те же теоретические положения, что и в электронных узлах, выполненных на дискретных компонентах. Однако с ее развитием изменился подход к схемотехническому решению отдельных функциональных узлов и устройств. При интегральной технологии значительное увеличение числа активных компонентов существенно не изменяет стоимости изделий. Поэтому используют возможность улучшения каких-либо параметров путем введения дополнительных активных или пассивных элементов.

Принципиальные схемы ИС значительно сложнее своих аналогов, выполненных на дискретных компонентах.

Терминология в микроэлектронике упорядочена ГОСТами и стандартами. В соответствии с этим применяются следующие термины.

Интегральная микросхема — микроэлектронное изделие, выполняющее определенные функции преобразования, имеющая высокую плотность упаковки электрически соединенных между собой элементов и компонентов и представляющая единое целое с точки зрения требований к испытаниям, приемке и эксплуатации.

Элемент — часть ИС, в которой реализуется функция какого-либо радиоэлемента (транзистора, диода, резистора, конденсатора и т.д.) и которую нельзя отделить от кристалла и рассматривать как самостоятельное изделие с точки зрения измерения параметров, упаковки и эксплуатации.

Компонент — часть ИС, с помощью которой можно реализовать функцию какого-либо радиоэлемента. Однако с точки зрения измерения параметров, эксплуатации и упаковки это самостоятельное изделие, которое может быть отделено от изготовленной ИС и заменено на другое, например бескорпусный транзистор, навесной конденсатор в гибридной ИС и т.д.

При разработке технической документации в ИС используются термины «корпус», «подложка», «плата», «полупроводниковая пластина», «кристалл», «контактная площадка» и др.

Корпус — часть конструкции ИС, защищающая кристалл от внешних воздействий. Типы и размеры корпусов, а также число вводов и их расположение стандартизованы. На корпусе имеется «ключ» или корпус выполняется несимметричной формы, что эквивалентно ключу, который необходим для правильного нахождения выводов микросхемы.

Подложка ИС — заготовка, предназначенная для изготовления на ней элементов гибридных и пленочных ИС, межэлементных и межкомпонентных соединений, контактных площадок.

Плата ИС — часть подложки (или вся подложка), на поверхности которой выполнены пленочные элементы, контактные площадки и линии соединений элементов и компонентов.

Полупроводниковая пластина — заготовка, используемая для создания ИС (иногда пластина с выполненными на ней элементами).

Кристалл ИС — часть пластины, полученная после ее резки, когда на одной пластине выполнено несколько функциональных устройств.

Контактные площадки — металлизированные участки на кристалле, предназначенные для присоединения к выводам корпуса ИС.

Бескорпусная микросхема — ИС, содержащая кристалл и выводы (применяется для создания микросборок).

Степень сложности ИС характеризуется степенью интеграции $K = \lg N$, где N — число элементов и компонентов, входящих в ИС.

Коэффициент K обычно округляют до ближайшего целого большего значения. В соответствии с этой формулой ИС первой степени интеграции содержат до 10 элементов и компонентов, второй — от 11 до 100, третий — от 101 до 1000, четвертый — от 1001 до 10 000, пятый — 10 001 до 100 000, шестой — от 100 001 до 10^6 и т. д.

Распространены следующие качественные оценки степени сложности ИС: малая (МИС), средняя (СИС), большая (БИС), сверхбольшая (СБИС).

Ориентировочное соответствие качественных наименований и количественных показателей приведено в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Наименование ИС	Вид ИС	Технология изготовления ИС	Количество элементов и компонентов
МИС	Цифровая	Биполярная	1—100
	Аналоговая	Биполярная	1—30
СИС	Цифровая	Униполярная	101—1000
		Биполярная	101—500
	Аналоговая	Униполярная	31—100
БИС	Цифровая	Униполярная	1001—10 000
		Биполярная	501—2000
	Аналоговая	Биполярная	101—300
		Униполярная	101—300
СБИС	Цифровая	Униполярная	Более 10 000
		Биполярная	Более 2000
	Аналоговая	Биполярная	Более 300
		Униполярная	Более 300

Особо быстродействующие ИС называют сверхскоростными интегральными микросхемами (ССИС). Под ССИС обычно понимают ИС, скорость установления которых для цифровых сигналов менее 2,5 нс, или имеющие границу рабочего диапазона не менее 300 МГц.

Интегральные микросхемы по конструктивно-технологическим признакам подразделяют на монолитные, пленочные, гибридные, совмещенные.

В полупроводниковых *монолитных* ИС все элементы схемы (диоды, транзисторы, резисторы и т.д.) выполнены на основе одного кристалла полупроводникового материала, так называемой активной подложки (обычно монокристалл кремния).

В *пленочных* ИС все элементы представляют собой пленки, нанесенные на диэлектрическое основание (пассивную подложку). Различают тонкопленочные и толстопленочные ИС.

В *гибридных* ИС пассивные элементы выполнены в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку, а активные элементы (диоды, транзисторы и т.д.) являются навесными. Обычно это малогабаритные дискретные элементы или бескорпусные монолитные полупроводниковые ИС, соединенные с соответствующими выводами на подложке с помощью жестких проводников.

Совмещенные ИС изготовляют на основе технологии полупроводниковых и пленочных микросхем, т. е. транзисторы и диоды выполняют так же, как и в полупроводниковых ИС, а пассивные элементы и межсоединения наносят в виде пленок на ту же подложку. Подложка для обеспечения электрической изоляции перед этим окисляется.

ИС обычно является законченным электронным узлом определенного функционального назначения, соответствующие активные и пассивные элементы и компоненты которого выполнены групповым методом с использованием определенных технологических приемов.

Рассмотрим некоторые особенности пассивных и активных элементов, обусловленные технологией изготовления.

Пассивные компоненты ИС. К пассивным компонентам ИС относятся резисторы, конденсаторы, индуктивности и внутрисхемные соединения.

Резисторы в тонкопленочных ИС представляют собой или полоску, или пленку определенной конфигурации, нанесенную между двумя контактами на непроводящем основании (подложке). На рис. 2.49, *а*, *б* показаны две основные конфигурации пленочных резисторов.

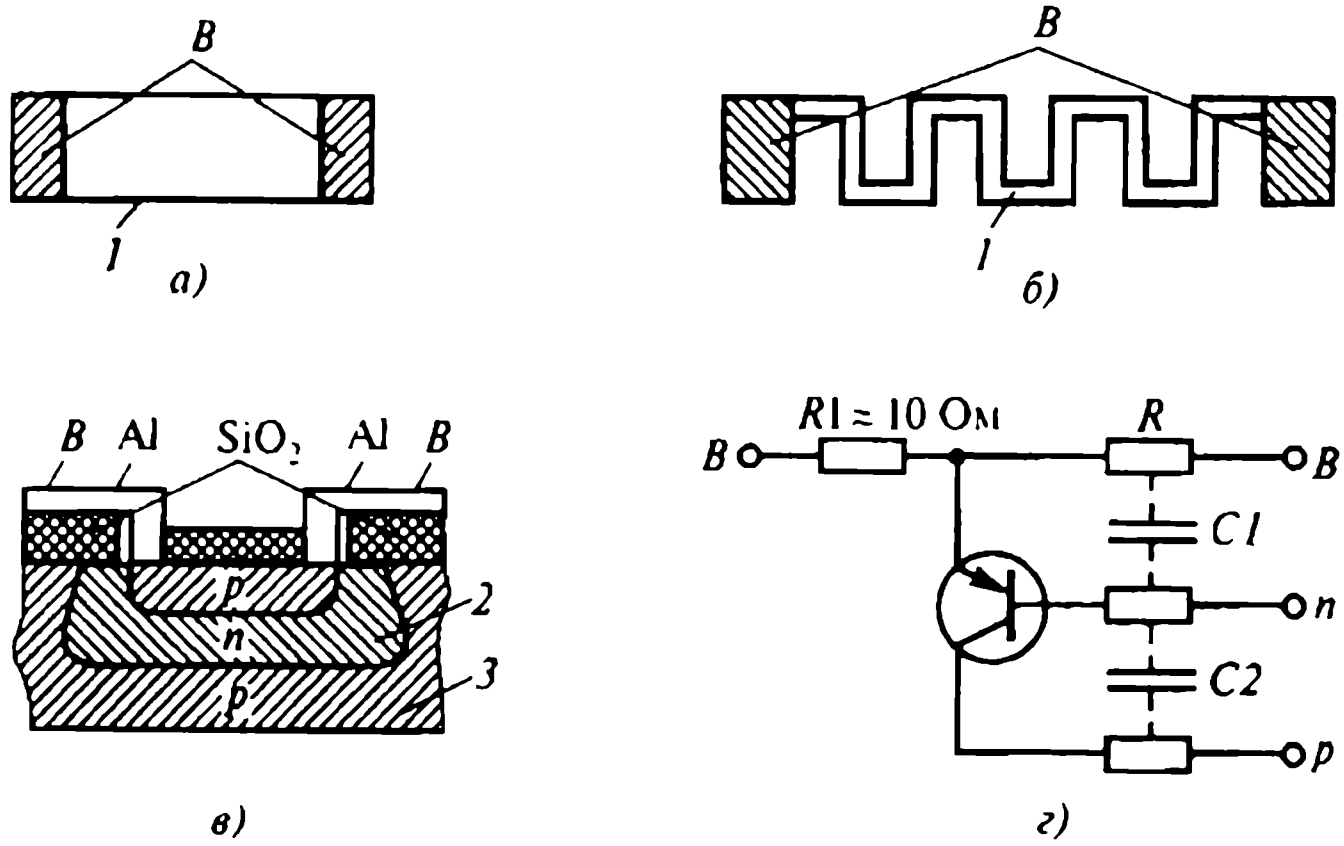


Рис. 2.49. Конструкция пленочных резисторов (*а*, *б*); структура диффузионного резистора (*в*); эквивалентная схема диффузионного резистора (*г*):

***1* — пленка резистора; *2* — эпитаксиальная пленка; *3* — подложка**

Изменение сопротивления резистора осуществляется как за счет изменения геометрических размеров пленки (ширины, длины и толщины), так и за счет изменения ее материала. Металлопленочные резисторы изготовляют путем осаждения из паров нихрома, тантала, нитрида тантала или смеси металлов с диэлектриком, которые называются *керметами*. Их применение обеспечивает высокое удельное сопротивление. Керметы получают из хрома и монооксида кремния путем одновременного осаждения их из паров на подложку.

Свойства элементов тонкопленочных ИС во многом зависят от качества подложки, выполненной из стекла, керамики или пластмассы. К микронеровностям поверхности подложки предъявляют жесткие требования. Их размер колеблется от 0,5 до 1,5 мкм.

В монолитных ИС роль резистора выполняет объемное сопротивление участка монокристалла полупроводника, в объеме которого изготовляют монолитную ИС. Кристалл в этом случае является подложкой. Для получения требуемого номинала резистора размеры соответствующего участка и также проводимость его должны иметь строго определенные значения.

Чаще всего резисторы получают путем локальной диффузии примесей через маску, ограничивающую зону резистора. При этом процессе на подложке одновременно создаются базовые или эмиттерные области соответствующих транзисторов. Резисторы, полученные с помощью диффузионной технологии, называют *диффузионными*. Как правило, они формируются во время процесса

базовой диффузии, т. е. одновременно с образованием базовых слоев всех транзисторов. Следует отметить, что при изготовлении ИС на каждой стадии обычно производят двухэтапную диффузию одного типа примесей (донорной или акцепторной).

В процессе такой диффузии на поверхности полупроводника образуется слой оксида, который при следующей диффузии (процесс получения эмиттеров у транзисторов ИС) защищает образовавшийся ранее диффузионный резистор от проникновения в него примесей, создающих другой тип электропроводности. Затем с помощью фотошаблона с использованием метода фотолитографии травлением производят удаление оксида с участков, где предусмотрен контакт. В образовавшиеся окна в вакууме напыляют алюминий, образующий контакты резистора (*В*). Структура подобного диффузионного резистора представлена на рис. 2.49, *в*.

Эквивалентная схема диффузионного резистора (рис. 2.49, *г*) достаточно сложная. В нее входят транзистор, коллекторный переход которого образован эпитаксиальной пленкой и подложкой, а эмиттерный переход образован слоем резистора и эпитаксиальной пленки. Сопротивление контактов и подводящих электродов показано на эквивалентной схеме в виде резистора $R_1 = 10$ Ом.

На подложку, являющуюся коллектором транзистора, обычно подается самый низкий потенциал. Эмиттерный переход в нормально работающей схеме закрыт. Если же по какой-либо причине в цепи базы появится ток, например из-за утечки, то в соответствии с принципом действия транзистора в цепи резистор — подложка начнет протекать ток, в $h_{21Э}$ раз больший тока базы. Поэтому при проектировании схемы необходимо, чтобы слой *n* находился под самым высоким положительным потенциалом.

Сопротивления диффузионных резисторов не превышают 30 кОм. Погрешность их выполнения 10...20%. Значения барьерных емкостей C_1 и C_2 невелики, и их влияние сказывается лишь на достаточно высоких частотах.

Конденсаторы. В ИС используются конденсаторы двух типов: тонкопленочные и конденсаторы, основанные на использовании барьерной емкости *p-n*-перехода.

Тонкопленочные конденсаторы (рис. 2.50, *а*) представляют собой трехслойную структуру металл—диэлектрик—металл. В качестве диэлектрика обычно используют оксид тантала Ta_2O_5, сульфид цинка ZnS, оксид алюминия Al_2O_3 и диоксид кремния SiO_2 или германия GeO_2 и др.

Тонкопленочные конденсаторы неполярны, имеют удовлетворительную добротность. Для увеличения емкости их в отдельных случаях выполняют многослойными. Однако при изготовлении

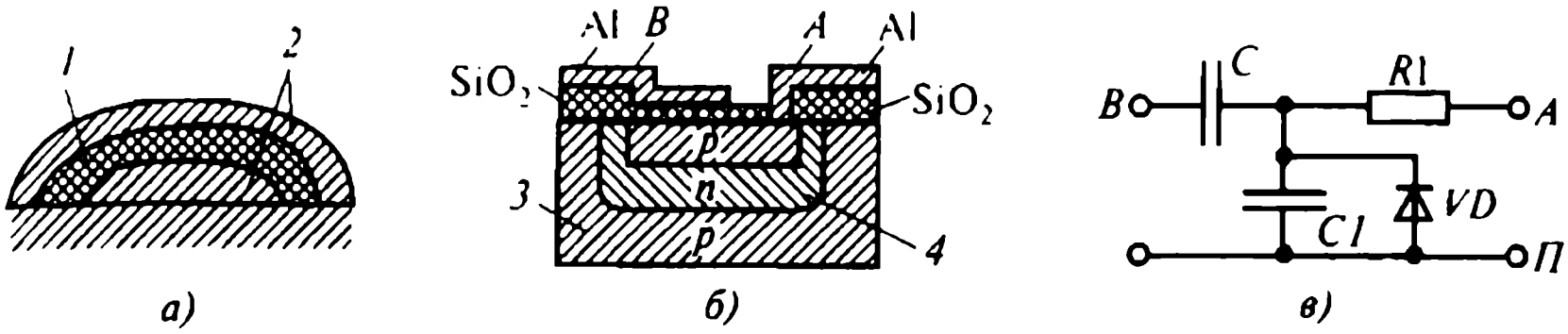


Рис. 2.50. Структура тонкопленочного конденсатора (*а*); структура конденсатора, у которого роль обкладки выполняет кремниевая подложка (*б*), и его эквивалентная схема (*в*):

1 — диэлектрик; *2* — обкладки конденсатора; *3* — подложка; *4* — эпитаксиальный слой; *A*, *B* — выводы

приходится сталкиваться с трудностями получения бездефектных диэлектрических пленок малой толщины (порядка 0,05 мкм). Поэтому достаточно сложно выполнить по этой технологии конденсаторы с большой емкостью.

В ряде случаев одной из обкладок конденсатора является кремниевая подложка (в случае монолитных ИС), на которой методом окисления получен слой диэлектрика SiO_2. На диэлектриках, в свою очередь, напылена вторая обкладка. Структура и эквивалентная схема такого конденсатора показаны на рис. 2.50, *б*, *в*. Как видно из эквивалентной схемы, кроме емкости C имеется ряд дополнительных элементов: сопротивление R_1, характеризующее неидеальность диэлектрика и наличие объемного сопротивления у слоя *p*; емкость C_1 между слоем *p* и эпитаксиальным слоем; диод *VD*, который при неправильно выбранном потенциале между соответствующими электродами может открыться.

Конденсаторы полупроводниковых ИС могут выполняться в виде запертого *p-n*-перехода. Технология их изготовления аналогична технологии изготовления резисторов. Их также создают одновременно с формированием соответствующих областей транзисторов. Поэтому удельная емкость и все свойства конденсаторов определяются требованиями, которые необходимо выполнить для получения у транзисторов оптимальных характеристик. Структура конденсатора монолитных ИС и его эквивалентная схема показаны на рис. 2.51, *а*, *б*.

Эквивалентная схема кроме полезной емкости C, образованной *p-n*-переходом *VD1*, содержит паразитные элементы: *p-n*-переход, *VD2*, образовавшийся между эпитаксиальным слоем и подложкой, создающей емкость C_1; сопротивление $R = 10...60$ Ом, обусловленное наличием объемного сопротивления у слоя *p*. Такой конденсатор является полярным, его емкость изменяется в зависимости от значения приложенного напряжения. Кроме того, наличие пара-

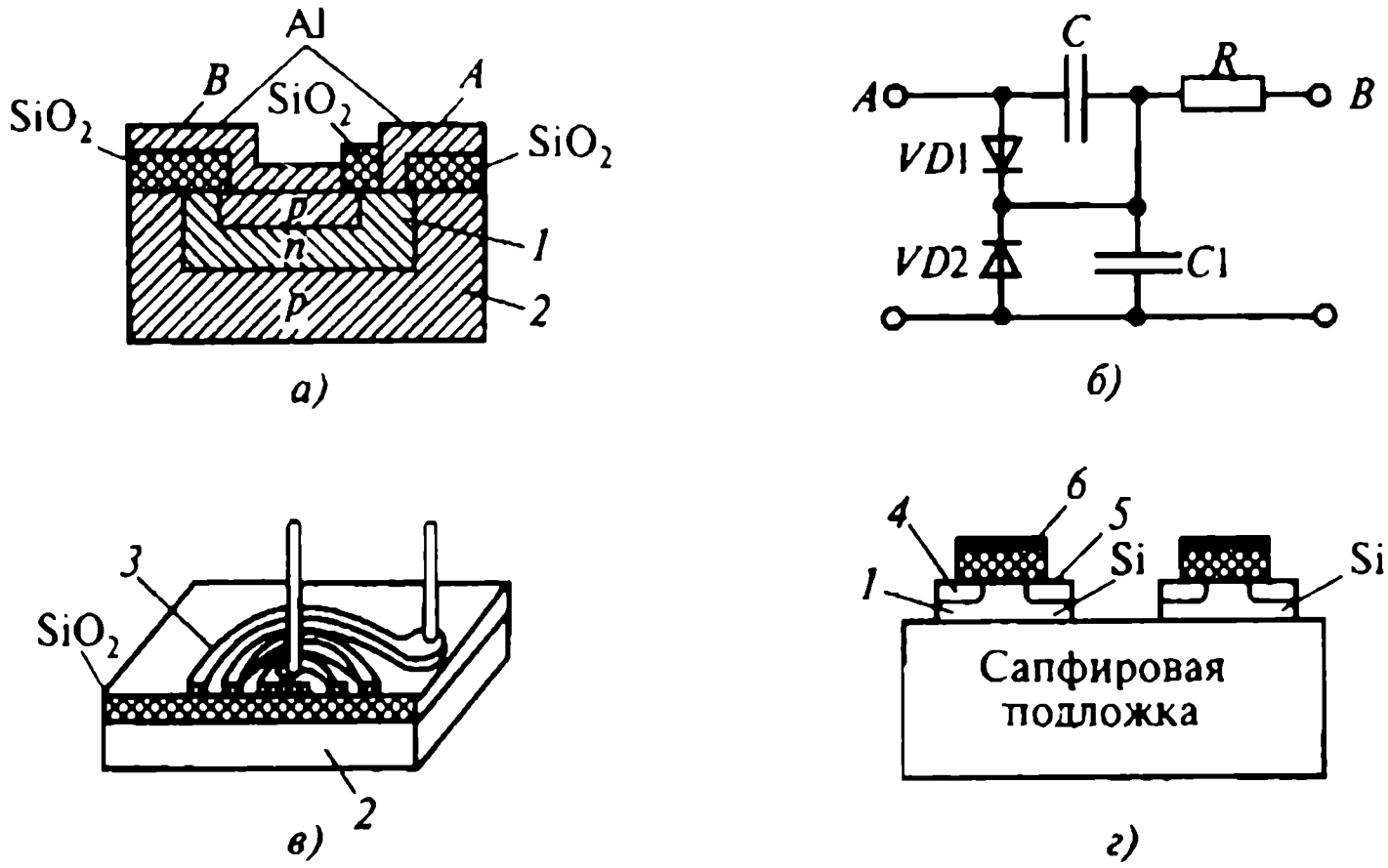


Рис. 2.51. Структура конденсатора монолитных ИС (*а*); его эквивалентная схема (*б*); пленочная индуктивная катушка (*в*); структура полевого транзистора, выполненного по технологии КНС (*г*):

1 — эпитаксиальный слой; *2* — подложка; *3* — тонкая пленка; *4*, *5* — области стока и истока; *6* — затвор; *A*, *B* — выводы

зитной емкости создает паразитную связь конденсатора с подложкой. Другие элементы ИС также имеют емкостную связь с подложкой.

Рассмотренные способы не позволяют изготовлять емкости, удельное значение которых более 1600 пФ/мм^2, поэтому ИС проектируют так, чтобы в них по возможности отсутствовали конденсаторы.

Индуктивности. При создании ИС наибольшую трудность представляет изготовление катушек индуктивности. В настоящее время для этого используют только тонкопленочную технологию, согласно которой индуктивные катушки получают осаждением на подложку материала, имеющего малое удельное сопротивление. Их обычно выполняют в виде спирали с малым шагом (рис. 2.51, *в*). Тонкопленочные индуктивные катушки имеют размеры, значительно большие размеров других компонентов ИС. Номинальные значения их индуктивности не превышают 10 мкГн.

Для изготовления трансформаторных элементов нет разработанной технологии, поэтому в ИС, где необходимо использовать катушки с большими индуктивностями или трансформаторы, эти элементы делают навесными. Некоторые возможности по созданию эквивалентов индуктивных катушек имеются при использовании пьезокерамических кристаллов.

Трудности, возникающие при изготовлении индуктивных катушек, заставляют при разработке ИС почти полностью отказаться от их использования.

Внутрисхемные соединения. Отдельные элементы внутри интегрального узла обычно соединяют с помощью напыленного в вакууме тонкого слоя алюминия. Получающиеся при этом соединения имеют относительно большие значения сопротивления (до нескольких ом). Кроме того, они имеют распределенную емкость относительно подложки ИС, что необходимо учитывать при их проектировании.

Транзисторы ИС. Полевые и биполярные транзисторы, применяемые в интегральных микросхемах, изготовляют по технологии монолитных ИС. Иногда используют отдельные дискретные миниатюрные бескорпусные транзисторы, поскольку тонкопленочная технология пока не всегда позволяет получать биполярные транзисторы удовлетворительного качества.

Технологию, по которой изготовляют тонкопленочные полевые транзисторы, условно называют «кремний на сапфире» (КНС). При этом в качестве подложки используют синтетический сапфир, на котором с помощью эпитаксиального наращивания выращивают пленку кремния толщиной 1 мкм и более, на которой выполняют транзистор (см. рис. 2.51, *г*). Ввиду хороших диэлектрических свойств сапфира емкости между областями стока, истока и подложкой практически отсутствуют, что приводит к существенному увеличению быстродействия компонентов. Полевые транзисторы, выполненные с применением технологии КНС, работают до частоты 250 МГц и выше. Так как сапфировая подложка не меняет своих параметров при радиационном облучении средней мощности, компоненты, изготовленные по этой технологии, имеют высокую радиационную стойкость.

Биполярные транзисторы монолитных ИС по сравнению с дискретными транзисторами имеют более высокое сопротивление коллектора из-за необходимости выводить контакт наверх и добавления сопротивления (кристалла) между коллекторным контактом и переходом. Для уменьшения этого сопротивления под коллекторным переходом иногда создают сильно легированный скрытый слой с большой удельной проводимостью.

Технология изготовления монолитных ИС сводится к следующему. В пластинку кремния (подложку), имеющую электропроводность *p*-типа, проводят локальную диффузию мышьяка для формирования скрытого слоя n^+. Затем на нее наращивают эпитаксиальный слой *n*. Полученную поверхность окисляют. В результате получается диэлектрический слой диоксида SiO_2, который называют *маскирующим*. Маскирующие свойства его основа-

ны на том, что скорость диффузии примесей, используемых для получения областей транзистора, в нем значительно меньше, чем в кремнии. Поэтому в процессе диффузии последняя происходит только на участках, свободных от SiO_2.

Используя фотошаблон базового слоя и процесс фотолитографии, в маскирующем слое травлением вскрывают окно под базу транзистора. Далее проводится двухэтапная диффузия атомов бора. В результате в эпитаксиальном слое появляется зона с электропроводностью *p*-типа. Вследствие особенностей процесса двухэтапной диффузии примесей бора вся поверхность вновь покрыта диоксидом. Затем с помощью фотошаблона и фотолитографии вскрывают окна под эмиттер транзистора и под контакт к коллектору. В эти окна проводят двухэтапную диффузию примесей фосфора. В результате образуются область эмиттера и низкоомная область для подключения коллекторного контакта. После диффузии вся поверхность пластины покрыта диоксидом. В этом диоксиде тем же методом вскрываются окна под выводы контактов эмиттера, коллектора и базы. Затем в вакууме напыляют слой алюминия и, используя фотолитографию, получают рисунок соединений с другими элементами ИС.

Перечисленные процессы являются групповыми и проводятся одновременно для пластины, на которой располагаются десятки — сотни микросхем, имеющих значительное количество транзисторов.

Полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторы изготовляют по технологии монолитных ИС или по КНС-технологии. Особенности технологии изготовления полевого транзистора определяются в основном видом и концентрацией вводимых примесей.

Различают *p*-МОП-; *n*-МОП- и *k*-МОП-технологии. Компоненты, выполненные по *p*-МОП-технологии (с каналом типа *p*), имеют малое быстродействие, большое пороговое напряжение, дешевы, просты в изготовлении, имеют большой выход годных изделий.

Технология *n*-МОП более сложна, позволяет изготовлять транзисторы с меньшим пороговым напряжением, каналом типа *n*, большими быстродействием и плотностью элементов.

В технологии комплементарных приборов *k*-МОП используются комбинации процессов, используемых в *n*-МОП- и *p*-МОП-технологиях. Поэтому производство более дорогостоящее, а плотность элементов на кристалле малая. Однако при небольших напряжениях быстродействие приборов, выполненных по этой технологии выше, чем у приборов, выполненных по *n*-МОП-технологии. Кроме того, такие ИС потребляют очень малую мощ-

ность и могут работать при значительных изменениях напряжения питания.

МОП-транзисторы ИС выполняются или с технологически встроенным, или с индуцированным каналом. При изготовлении МОП-транзисторов количество ответственных операций, влияющих на процесс выхода годных микросхем, значительно меньше, чем при изготовлении биполярных транзисторов. Роль диэлектрика между затвором и каналом выполняет диоксид кремния SiO_2, что хорошо согласуется с основными технологическими процессами. В отличие от своего дискретного аналога полевые транзисторы с управляющим *p-n*-переходом значительно реже применяют в ИС, чем МОП-транзисторы.

Диоды, используемые в ИС, выполняют либо по технологии монолитных интегральных микросхем, либо применяют дискретные навесные. Для упрощения технологического процесса в монолитных ИС в качестве диодов используют транзисторы, выводы которых на стадии формирования контактов соединяют между собой.

Изоляция компонентов в монолитных интегральных узлах. Так как монолитные ИС изготовляют на полупроводниковой подложке, то необходима изоляция отдельных элементов и компонентов. Наиболее распространены два метода изоляции: с помощью дополнительных *p-n*-переходов, смещенных в обратном направлении; с помощью диэлектрика, которым служит слой SiO_2.

При первом методе на каждый элемент требуется дополнительный *p-n*-переход. В этом случае разделение элементов осуществляют операцией выращивания и окисления эпитаксиального слоя. На подложке с эпитаксиальным слоем, покрытой диоксидом, с помощью фотолитографии вскрывают окна под изолирующий контур и проводят двойную диффузию примесей бора на глубину, обеспечивающую смыкание диффузионных *p*-областей с подложкой *p*-типа (рис. 2.52, *а*). В итоге таких операций (которые называют *разделительной диффузией*) образуются островки эпитаксиального слоя с электропроводностью *n*-типа. На этих островках и формируют в дальнейшем отдельные элементы и компоненты.

Переходы *p-n*, полученные таким образом, заперты за счет обратного напряжения, приложенного к ним, и компоненты практически изолированы друг от друга. Недостаток подобной изоляции — значительная паразитная емкость у запертого *p-n*-перехода; пробивное напряжение порядка 20...60 В. Токи утечки, вызванные обратным током запертого *p-n*-перехода, зависят от температуры подложки и отдельных компонентов ИС.

Лучшие результаты могут быть получены при изоляции компонентов с помощью пленки SiO_2. При этом пробивное напряжение увеличивается, а токи утечки и емкость уменьшаются. Тех-

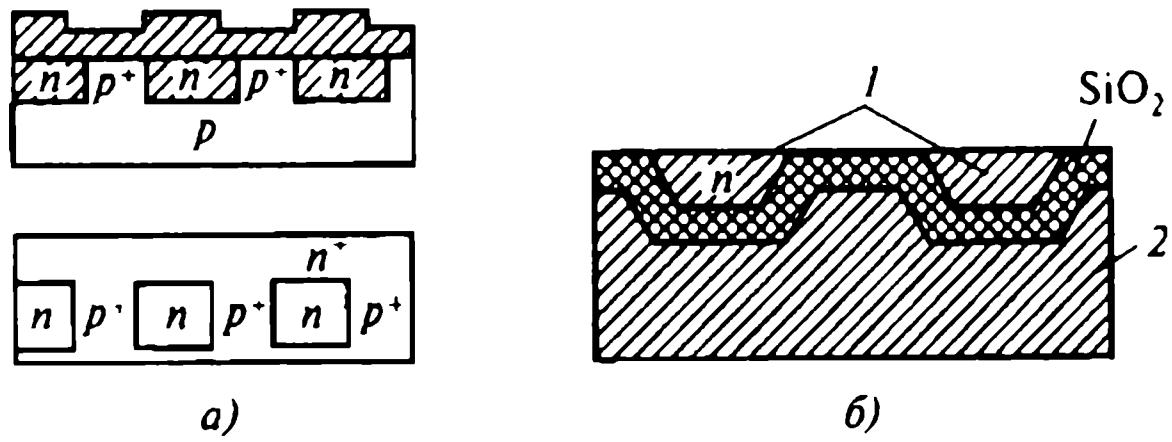


Рис. 2.52. Структура подложки, на которой компоненты изолированы с помощью *p-n*-перехода (*а*) и с помощью диэлектрика (*б*):
1 — эпитаксиальная пленка; *2* — подложка

нология выполнения подобной изоляции сводится к следующему. На подложке с помощью фотолитографии и травления выполняют углубления. Затем поверхность окисляют, получая слой диэлектрика SiO_2, и наращивают на нем эпитаксиальную пленку электропроводности *n*-типа. После этого пластину шлифуют до слоя SiO_2. При этом эпитаксиальные островки останутся только в лунках, образовавшихся при травлении. Получают изолированные карманы с электропроводностью *n*-типа (рис. 2.52, *б*), в которых формируют соответствующие компоненты.

При изготовлении большинства типов интегральных монолитных ИС используют планарно-эпитаксиальную технологию, которая сводится к такой последовательности операций: на подложке кремния с электропроводностью *p*-типа выращивают эпитаксиальную пленку с электропроводностью *n*-типа, которая является коллекторной областью транзисторов, частью резисторов, диодов и конденсаторов; затем поверхность окисляют до получения пленки толщиной 0,3...0,7 мкм; на окисленную поверхность с помощью фотолитографии наносят требуемый рисунок и производят селективное травление окисла для вскрытия окон. После этого проводят разделительную диффузию примесей бора; наносят рисунок баз транзисторов, резисторов, конденсаторов, элементов диодов и производят селективное травление окисла; проводят диффузию примесей бора, при которой образуются области баз транзисторов, резисторы, конденсаторы и т. д.; наносят рисунки эмиттеров транзисторов, элементов диодов, конденсаторов и производят селективное травление оксида; проводят диффузию примесей; наносят рисунки выводов и производят селективное травление; производят вакуумное напыление пленки алюминия; производят селективное травление алюминия по требуемому рисунку соединений; выполняют разрезку пластины на отдельные интегральные схемы, размеры которых зависят от их сложности (порядка $0{,}5 \times 0{,}5 - 2{,}5 \times 2{,}5$ мм).

Технология изготовления ИС непрерывно совершенствуется. Так, при изготовлении аналоговых ИС широко применяется ионная имплантация, обеспечивающая хорошее дозирование и введение примесей на заданную глубину. Развивается технология ИС, выполняемых на основе арсенида галлия, у которого подвижность носителей заряда в пять раз больше, чем у кремния, что будет способствовать созданию ИС большого быстродействия. Проводятся работы по использованию в качестве подложек нитридов и карбидов, которые позволяют повысить рабочую температуру ИС.

ГЛАВА 3

КОМПОНЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

§ 3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О КОМПОНЕНТАХ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

Оптоэлектроникой называют научно-техническое направление, в котором для передачи, обработки и хранения информации используются электрические и оптические средства и методы.

В оптоэлектронике световой луч выполняет те же функции управления, преобразования и связи, что и электрический сигнал в электрических цепях.

Устройства оптоэлектроники имеют ряд преимуществ перед чисто электронными устройствами.

В них обеспечивается практически полная гальваническая развязка между входной и выходной цепями. Отсутствует обратное влияние приемника сигнала на его источник. Легко согласуются между собой электрические цепи с разными входными и выходными импедансами. Оптоэлектронные устройства имеют широкую полосу пропускания и преобразования сигналов, большое быстродействие и высокую информационную емкость оптических каналов связи (до $10^{13}...10^{15}$ Гц). В связи с тем что в оптической цепи носителями заряда являются электрически нейтральные фотоны, которые в световом потоке не взаимодействуют между собой, не смешиваются и не рассеиваются, на подобные цепи практически не влияют всевозможные помехи, вызванные электрическими и магнитными полями. В электронных и электрических цепях, где носителями заряда являются электроны, имеющие определенный электрический заряд, всегда наблюдается «взаимодействие» носителей заряда с электрическими и магнитными полями, вследствие чего информационные сигналы искажаются.

К недостаткам оптоэлектронных компонентов относятся: плохая временная и температурная стабильность характеристик; сравнительно большая потребляемая электрическая мощность; сложности изготовления универсальных устройств для обработки информации; меньшие функциональные возможности по сравне-

нию с интегральными микросхемами; жесткие требования к технологии изготовления. Вследствие этого компоненты оптоэлектроники и электроники существуют не отрицая друг друга и каждый из них используется в той области, где применение его более целесообразно.

Оптоэлектронными приборами называют устройства, излучающие и преобразующие излучение в инфракрасной, видимой или ультрафиолетовой областях спектра или использующие для своей работы электромагнитные излучения, частоты которых находятся в этих областях.

В общем случае термин «оптоэлектронный прибор» характеризует устройство, в котором имеются элементы, обеспечивающие генерирование оптического излучения, его передачу и прием. Сейчас к оптоэлектронным устройствам также относят: полупроводниковые приборы и микросхемы, выполняющие функции устройств оптической переработки информации; устройства отображения информации; сканисторы — устройства развертки изображений; единичные преобразователи электрических сигналов в оптические и наоборот — фотоизлучатели и фотоприемники.

Для осуществления элементарного преобразования в оптоэлектронике необходимо иметь управляемый источник света (фотоизлучатель), яркость свечения которого однозначно определяется электрическим сигналом, а также фотоприемник, сопротивление или ЭДС которого зависит от его освещенности.

Основным компонентом оптоэлектроники является «пара с фотонной связью», называемая *оптроном*. Простейший оптрон представляет собой четырехполюсник, состоящий из трех элементов: источника света *1*, световода *2* и приемника света *3* (рис. 3.1, *а*). В таких оптронах развязка между входом и выходом характеризуется только сопротивлением утечки цепи и составляет $10^{13}...10^{16}$ Ом. Входной электрический сигнал в виде импульса или перепада входного тока возбуждает фотоизлучатель и вызывает световое излучение. Световой сигнал по световоду попадает в фотоприемник, на выходе которого образуется электрический импульс или пере-

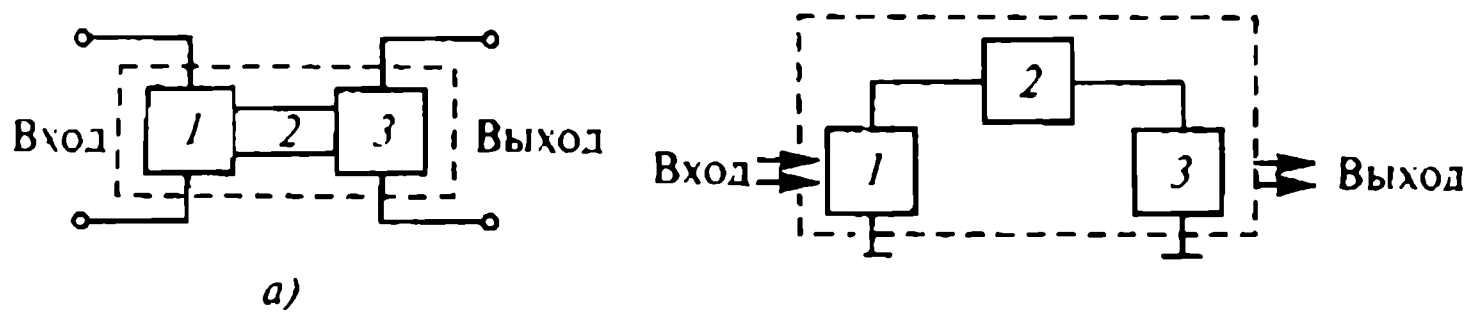


Рис. 3.1. Структурная схема оптронов с внутренней фотонной связью (*а*) и с внутренней электрической связью (*б*)

пад выходного тока. Внутренняя связь в оптроне данного типа — фотонная, а внешние — электрические.

Возможен также тип оптрона с электрической внутренней связью и фотоновыми внешними связями (рис. 3.1, *б*). Он служит для усиления световых сигналов или преобразования сигнала одной частоты в сигнал другой, например сигналов невидимого инфракрасного излучения в сигнал видимого спектра. Фотоприемник *1* преобразует входной световой сигнал в электрический. Последний усиливается электронным усилителем *2* и возбуждает источник света *3*, частота излучения которого может существенно отличаться от частоты входного сигнала.

С помощью более сложных оптических и электрических связей удается получить оптроны с самыми различными свойствами.

§ 3.2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ СВЕТА

Источник, световой поток или яркость которого является однозначной функцией электрического сигнала, поступающего на его вход, называют *управляемым источником света.*

Общими требованиями к управляемым источникам света оптоэлектронных цепей являются: стабильность и линейность характеристики преобразования, миниатюрность, малая потребляемая мощность, большой срок службы, высокая надежность, высокая эффективность, достаточно большое быстродействие, возможность изготовления в виде интегральных микросхем, возможность смещения спектральных характеристик в любую заданную часть рабочей области спектра, механическая прочность и технологичность.

В основе работы управляемых излучателей света лежит одно из следующих физических явлений: *температурное свечение*; *излучение при газовом разряде*; *электролюминесценция*; *индуцированное излучение.*

В некоторых случаях управляемый источник света может быть получен соединением двух оптических приборов, неуправляемого источника света с постоянным световым потоком и модулятора света, т. е. устройства, пропускная способность которого зависит от электрического сигнала, поданного на него.

Существующие излучатели только частично удовлетворяют предъявляемым требованиям. Это существенно тормозит развитие оптоэлектроники.

Лампы накаливания представляют собой вакуумированный балон с вольфрамовой нитью накаливания. Они имеют широкий спектр излучения, который в основном лежит в инфракрасной области (0,4...4 мкм), сравнительно инерционны и не позволяют работать на частотах выше 10...20 Гц. Временная стабильность пара-

метров низкая. В лампах накаливания достигаются высокие уровни освещенности. Они являются дискретными элементами, плохо сочетающимися с транзисторными и интегральными схемами. В качестве излучателей в настоящее время используют миниатюрные лампочки, например НСМ-9, НСМ-25. Ампер-яркостная характеристика НСМ-9 приведена на рис. 3.2, *а*. Из нее видно, что на расстоянии 1 мм при токе порядка 25 мА лампочка создает освещенность порядка 10^3 лк. Этого вполне достаточно для нормальной работы практически всех фотоприемников.

В газоразрядных источниках излучения используется явление свечения, наблюдаемое при протекании электрического тока через ионизированный газ. Причины его появления поясним на примере рассмотрения газоразрядного промежутка между двумя электродами, находящимися в среде инертного газа (обычно неона Ne или ксенона He) либо их смесей (рис. 3.2, *б*). Если к электродам приложить малое напряжение U ($U < U_{заж}$), в цепи будет протекать малый ток, обусловленный наличием в газе небольшого числа ионов, возникших вследствие воздействия теплоты, падающего света и космического излучения, а также вызванный эмиссией (излучением) электронов из электрода, находящегося под отрицательным потенциалом (катода). Это так называемый *темновой разряд*, при котором нет видимого свечения газа.

С повышением напряжения электроны, эмитируемые катодом, приобретают большие скорости и начинают ионизировать газ. В результате появляются дополнительные электроны и ионы, но на участке *OA* их недостаточно для возникновения самостоятельного разряда. За точкой *A* начинается самостоятельный разряд. Напряжение в точке *A* называется *напряжением зажигания*. На участке *AC* происходит уменьшение напряжения при увеличе-

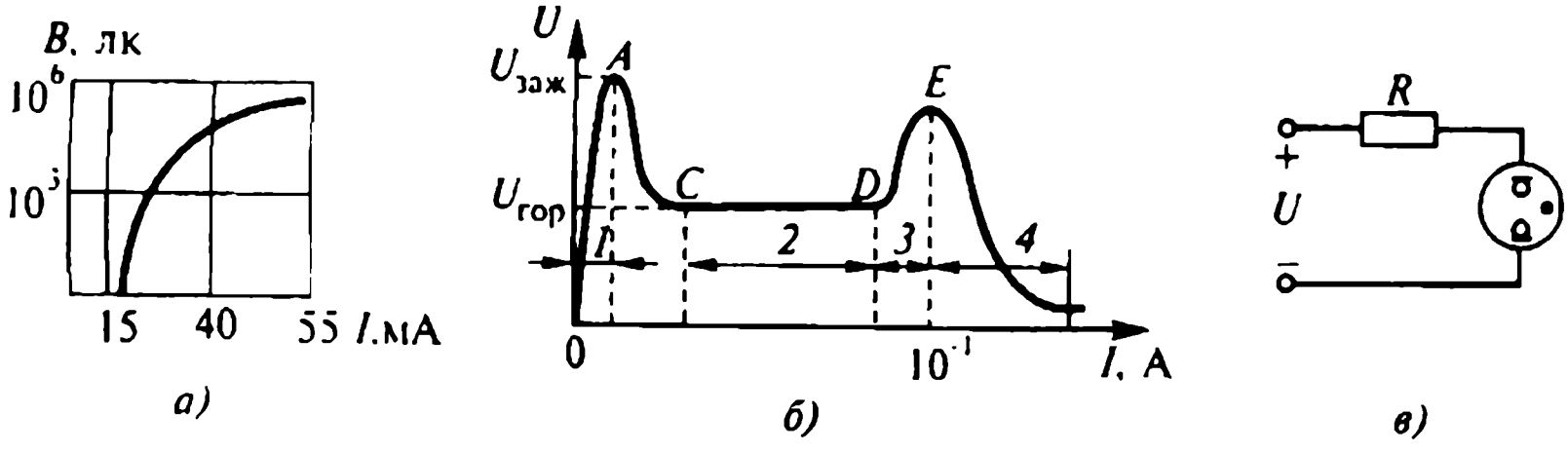


Рис. 3.2. Ампер-яркостная характеристика лампы накаливания НСМ-9 на расстоянии 1 мм (*а*); вольт-амперная характеристика газоразрядного промежутка между двумя электродами (*б*); включение лампы тлеющего разряда в цепь (*в*): *1* — темный разряд; *2* — нормальный тлеющий разряд; *3* — аномальный тлеющий разряд; *4* — дуговой разряд

нии тока. За точкой *C* начинается тлеющий разряд (область *CE).* В нем представляют интерес области *2 нормального* и *3 аномального* разрядов. В области *2* увеличение тока приводит к увеличению площади катода, занятого разрядом. При этом плотность тока и падение напряжения между электродами $U_{гор}$ остаются постоянными. Когда весь катод оказывается «занятым» разрядом, при дальнейшем увеличении тока наблюдается повышение падения напряжения и тлеющий разряд становится аномальным.

Физические процессы, происходящие в области за точкой *A*, можно упрощенно представить следующим образом. Электроны, испускаемые катодом под воздействием света, внешних излучений и бомбардировки катода ионами, приобретают в электрическом поле такую скорость, что начинается лавинная ионизация газа. Положительно заряженные ионы под действием электрического поля движутся к катоду и, бомбардируя его, вызывают появление дополнительных электронов, необходимых для поддержания самостоятельного разряда. Часть ионизированных и тем самым возбужденных атомов газа переходит в нормальное невозбужденное состояние путем «присоединения» электрона к положительно заряженному иону. При этом излучается квант света. Другая часть положительно заряженных ионов накапливается вблизи катода, образуя *положительный пространственный заряд.* Основная часть напряжения, приложенного к электродам, падает на этом небольшом прикатодном участке. Пространственные заряды положительно заряженных ионов и электронов, находящихся в газоразрядном промежутке, в значительной степени уравновешивают друг друга. Поэтому в газонаполненном приборе удается получить большие токи при сравнительно небольшом напряжении, приложенном к электродам.

Яркость свечения тлеющего разряда при прочих равных условиях пропорциональна току, причем излучает не весь газоразрядный промежуток, а только узкие области вблизи катода и анода. Видимое излучение тлеющего разряда зависит от типа газа, заполняющего объем. Так, неон дает оранжевое, а гелий и аргон — желтое и фиолетовое излучения, которые сосредоточены в основном около катода. Кроме того, имеются очень интенсивное инфракрасное и ультрафиолетовое излучения. Это позволяет получать свечение разного цвета с помощью различных люминофоров, которые начинают светиться под влиянием ультрафиолетового облучения или электронной бомбардировки. Так как разные люминофоры, например ZnO; Zn; Zn_2SiO_4 и т.д., имеют разные цвета свечения (зеленый, синий, красный), регулированием режима и условий горения разряда, а также установкой светофильтров можно изменять цвета свечения газоразрядного источника излучения.

В источниках излучения обычно используют аномальную зону тлеющего разряда, в которой свечение наблюдается по всей площади катода.

Таким образом, для возникновения самостоятельного разряда в газовом промежутке к электродам нужно приложить напряжение, большее или равное $U_{заж}$, и уменьшить это напряжение до нужного значения (горения) после его появления. Последнее обычно выполняют с помощью балластного резистора R, включаемого последовательно с газонаполненным излучателем света (рис. 3.2, *в*). Напряжение U берется больше $U_{заж}$ (в зависимости от конструкции лампы, типа газа и давления в баллоне $U_{заж} \approx 50...250$ В). При возникновении тлеющего разряда ток в цепи увеличивается и соответственно повышается падение напряжения на резисторе R. В итоге падение напряжения на газонаполненной лампе становится равным напряжению $U_{гор}$, которое падает на лампе при данном значении тока разряда.

Наблюдается некоторое запаздывание зажигания разряда, которое носит случайный характер. Это обусловлено тем, что концентрация ионов в газовом промежутке и эмиссия электронов из катода зависят от большого числа нестабильных факторов. Поэтому время запаздывания может достигать десятков — сотен микросекунд. Для устранения этой нестабильности в составе сложных излучающих устройств предусматривают ячейки, в которых постоянно горит разряд, обеспечивая этим сравнительно стабильную концентрацию носителей заряда в газовом промежутке. Время запаздывания зажигания в таких устройствах не превышает единиц микросекунд.

Для прекращения газового разряда и потухания газонаполненного прибора необходимо уменьшить напряжение на электродах так, чтобы оно стало меньше $U_{гор}$. В этом случае самостоятельный разряд прекращается и происходит деионизация газового промежутка. Время деионизации — от долей до нескольких микросекунд.

Газонаполненные излучатели, в которых электроды находятся в непосредственном контакте с газом, могут работать как на постоянном, так и на переменном токах. В связи с тем что место свечения и его конфигурация должны быть стабильны и достаточно четко определены, они часто работают при постоянном напряжении и электроды анода и катода имеют соответствующую конфигурацию.

Имеется также второй вид газоразрядных источников излучения, в которых электроды электрически изолированы от газа диэлектрической пленкой. Они работают только при питании от источника напряжения достаточно высокой частоты и поэтому

иногда называются *газоразрядными источниками излучения переменного тока*. Принцип работы таких приборов поясним на примере двухэлектродного прибора (рис. 3.3, *а*). Пусть к электродам *1*, изолированным от газа диэлектриком *2* и находящимся в баллоне *3*, наполненном газом (рис. 3.3, *а*), приложено высокочастотное прямоугольное напряжение (рис. 3.4). В исходном состоянии емкости C_1 и C_2 (рис. 3.3, *б*), образовавшиеся между электродами *1* и газом, разряжены. Все приложенное к электродам напряжение падает на сопротивление $R_{пром}$ и емкости $C_{пром}$ газового промежутка. Если это напряжение меньше $U_{заж}$ (промежуток t_1—t_2), то тлеющий разряд не возникает и свечение отсут-

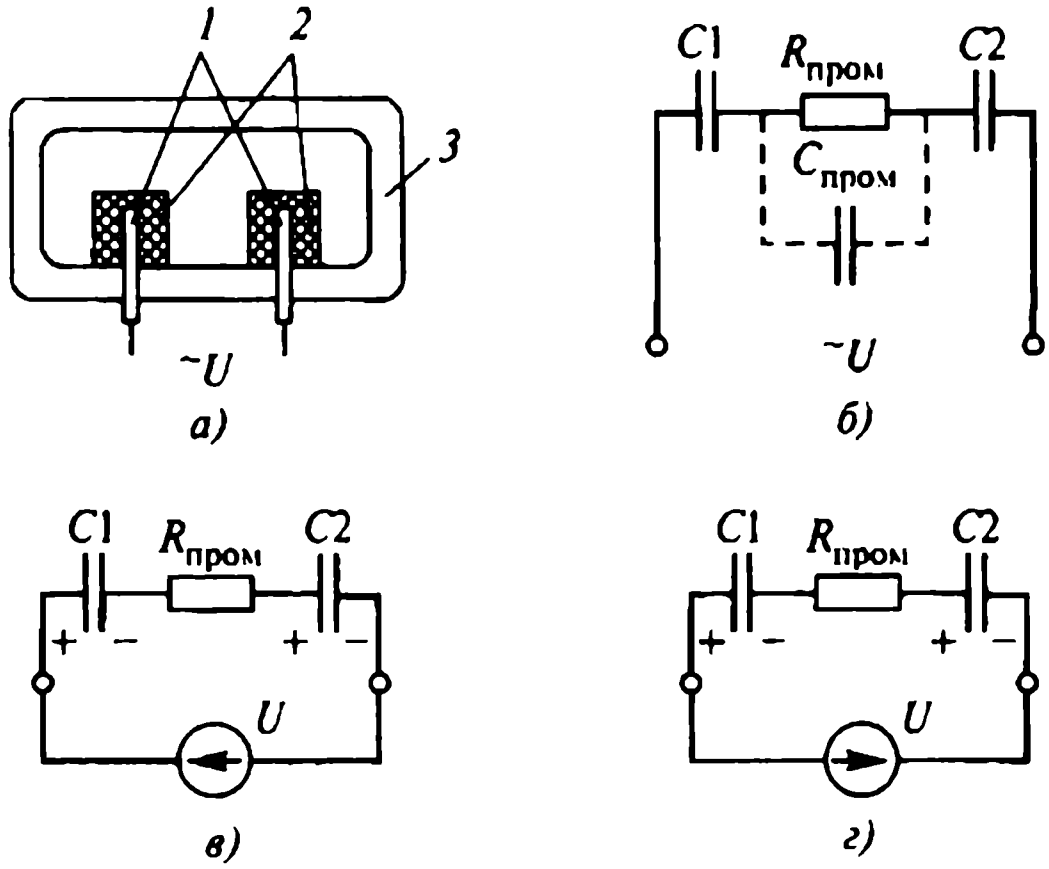


Рис. 3.3. Упрощенная конструкция газоразрядного источника излучения переменного тока (*а*), его эквивалентная схема (*б*); распределение зарядов в момент окончания действия напряжения одной полярности (*в*) и в момент подачи напряжения другой полярности (*г*):

1 — электроды; *2* — диэлектрический изолятор; *3* — баллон с газом

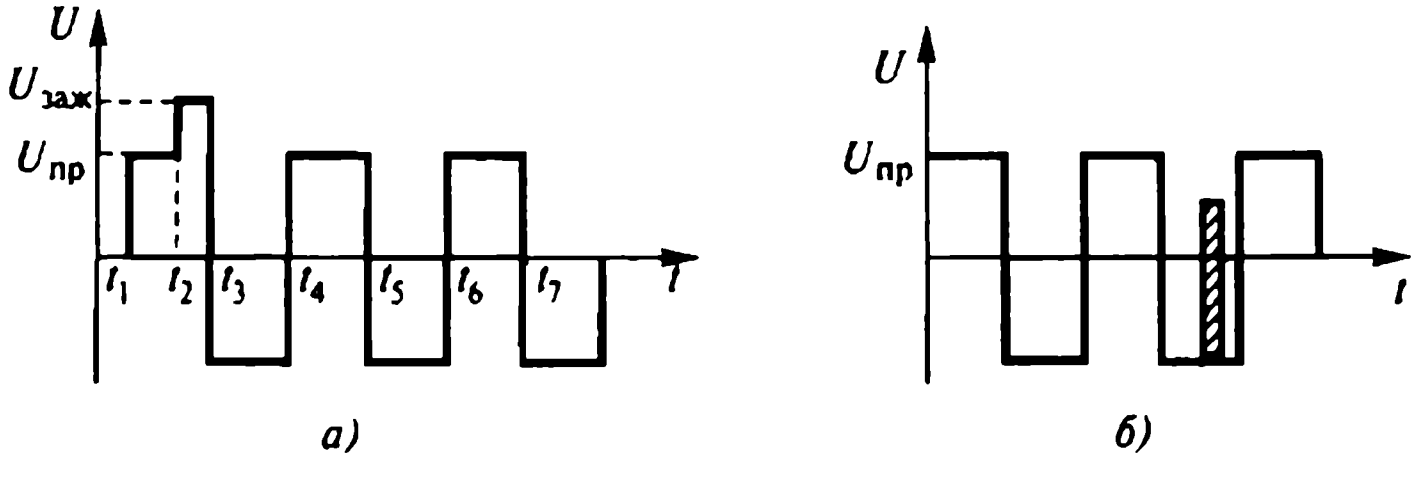


Рис. 3.4. Форма напряжения для зажигания (*а*) и гашения (*б*) газоразрядного источника излучения переменного тока

ствует. При увеличении приложенного напряжения до $U_{заж}$ или большего (момент времени t_2 рис. 3.4, *а*) возникнет тлеющий разряд аналогично рассмотренному. При этом в газовом промежутке появится электрический ток проводимости, обеспечивающей заряд емкостей C_1 и C_2 (создавая во внешней цепи токи смещения). Тлеющий разряд и свечение продолжаются до тех пор, пока вследствие заряда емкостей C_1 и C_2 напряжение, приложенное к газовому промежутку, не станет меньшим $U_{гор}$. При его снижении ниже $U_{гор}$ разряд прекращается. Однако напряжение на емкостях C_1 и C_2 продолжает повышаться вследствие тока темнового разряда. По окончании разряда падение напряжения на газовом промежутке несущественно отличается от нуля.

Напряжение U направлено навстречу напряжению U_C (рис. 3.3, *в*). В момент времени t_3 (рис. 3.4, *а*) полярность напряжения питания изменяется на противоположную и к электродам оказывается приложенной сумма напряжения поддержания разряда $U_{пр}$ и напряжения на емкостях C_1, C_2 ($U_{пр} + U_C$) (рис. 3.3, *г*) Если $U_{пр} + U_C \approx U_{заж}$, то произойдет новый разряд и вспышка света, а емкости C_1 и C_2 опять перезарядятся. При следующем изменении полярности произойдет новая вспышка и перезарядка емкостей и т. д., причем в начальный момент времени значение напряжения на емкостях C_1, C_2 несколько меняется, а после нескольких циклов наступает равновесный режим, который характеризуется постоянным изменением заряда на емкостях от цикла к циклу. Это имеет место в том случае, когда значение приложенного напряжения, обеспечившего зажигание, больше определенного значения, называемого минимальным импульсом записи. Включенный газонаполненный источник излучения переменного тока генерирует световые импульсы, которые воспринимаются глазом как непрерывное свечение, причем в промежутках времени между импульсами напряжения поддержания разряда ячейка «помнит» о включенном состоянии.

Для того чтобы прекратить разряд, необходимо подать дополнительное напряжение, которое уменьшило бы заряд на емкостях C_1 и C_2 так, чтобы $U_C + U_{пр} < U_{заж}$. Тогда значение напряжения поддержания разряда будет недостаточным для очередного разряда ячейки и она гаснет, переходя во второе стабильно выключенное положение. Это может быть выполнено с помощью дополнительного импульса (импульса стирания), уменьшающего заряд на емкостях C_1, C_2, приложенного, например, так, как показано на рис. 3.4, *б*. Длительность стадии выключения обычно меньше 1 мкс.

Таким образом, газонаполненный источник излучения переменного тока имеет два устойчивых состояния — включенное и

выключенное (имеет бистабильную характеристику) — и сохраняет память о своем исходном состоянии.

Напряжение, поддерживающее разряд, может иметь другую форму, например синусоидальную. Частота изменения напряжения обычно берется в несколько десятков килогерц. Длительность фронтов зажигающих импульсов желательно иметь менее 1 мкс.

Газоразрядные лампы работают при токах в диапазоне от единиц до десятков миллиампер и напряжениях свыше 50...60 В. Яркостная характеристика $B = f(I)$ у приборов постоянного тока близка к линейной в широком диапазоне значений токов. Эти приборы имеют невысокую временную стабильность параметров и значительные габариты. Микроминиатюризация газоразрядных источников света затруднена, поэтому они плохо совместимы с интегральными микросхемами, но успешно используются в составе устройств отображения информации.

Оба типа излучателей, особенно лампы накаливания, достаточно широко используются в низкочастотных оптоэлектронных цепях, несмотря на их существенные недостатки.

Электролюминесцентные управляемые источники света в настоящее время считаются наиболее перспективными.

Люминесценция — это световое излучение, превышающее тепловое излучение при той же температуре и имеющее длительность, значительно превышающую периоды излучения в оптическом диапазоне спектра (более 10^{-10} с).

Для возникновения люминесценции в каком-либо теле, в том числе и в полупроводнике, необходимо привести его с помощью внешних источников энергии в возбужденное состояние, т. е. в состояние, при котором его внутренняя энергия превышает равновесную при данной температуре.

Если источником внешней энергии является свет, то наблюдается *фотолюминесценция*. При возбуждении тела быстрыми электронами (или другими частицами) возникает *катодолюминесценция*. При воздействии электрического поля или тока появляется *электролюминесценция*.

Люминесценция характеризуется достаточно длительным свечением после того, как действие возбуждающего фактора прекратилось. Это обусловлено тем, что акты поглощения квантов возбуждающей энергии отделены по времени от актов излучения. В итоге излучение при люминесценции является некогерентным и имеет достаточно широкий спектр.

Электролюминесценция в полупроводниковых элементах оптоэлектроники может быть вызвана как электрическим полем, так и током. При воздействии электрического поля на полупроводники, называемые *люминофорами*, возникает ударная иониза-

ция их атомов электронами, ускоренными электрическим полем, а также эмиссия электронов из центров захвата. Вследствие этого концентрация свободных носителей заряда превысит равновесную и полупроводник окажется в возбужденном состоянии.

Возбуждение электрическим током обычно происходит в тех полупроводниках, где созданы электрические переходы. Избыточная концентрация носителей заряда в них обеспечивается или за счет инжекции неосновных носителей заряда под действием внешнего источника напряжения, или за счет лавинного и туннельного пробоев, возникающих под воздействием внешнего напряжения, приложенного в обратном направлении.

К электролюминесцентным источникам света обычно относят порошковые, сублимированные, монокристаллические фосфоры, у которых в сильных электрических полях возникает электролюминесценция, а также инжекционные диоды, излучение которых обусловлено интенсивной рекомбинацией в результате инжекции через *p*-*n*-переход неосновных носителей заряда.

По эффективности (при комнатной температуре) электролюминесцентные источники света, за редким исключением, уступают лампам накаливания и газоразрядным источникам света. Однако они имеют и ряд существенных преимуществ: технологичность, высокое быстродействие, большой срок службы, надежность в эксплуатации, микроминиатюрность исполнения, высокую монохроматичность излучения.

Электролюминесцентные конденсаторы (рис. 3.5, *а*) представляют собой многослойную структуру, состоящую из подложки *1*, на которую последовательно нанесены проводящий слой *2*, служащий нижним электродом, слой люминофора *3*, защитный слой *4* и верхний электрод *5*. Между верхним и нижним электродами создается электрическое поле, возбуждающее *электролюминесценцию электролюминофора*. Если выход света осуществляется со стороны подложки, то последнюю выполняют прозрачной (стекло, слюда, кварц). В этом случае проводящее покрытие также должно быть прозрачным. При этом используют оксиды различных металлов: SnO_2, In_2O_3, GdO и др. В качестве электролюминофоров используют фосфоры, среди которых особое место занимают соединения элементов третьей и пятой групп периодической системы элементов (так называемые соединения типа A^{III} B^{V}) с примесями из элементов шестой и четвертой групп. В первую очередь это соединения цинка и кадмия с серой и селеном: ZnS, ZnSe, ZnSSe, GaAs—GaP, GaAs—AlAs и др. Условное обозначение электролюминесцентных конденсаторов дано на рис. 3.5, *б*.

Характеристики электролюминесцентного конденсатора зависят от конструкции и от материала люминофора. Последний пред-

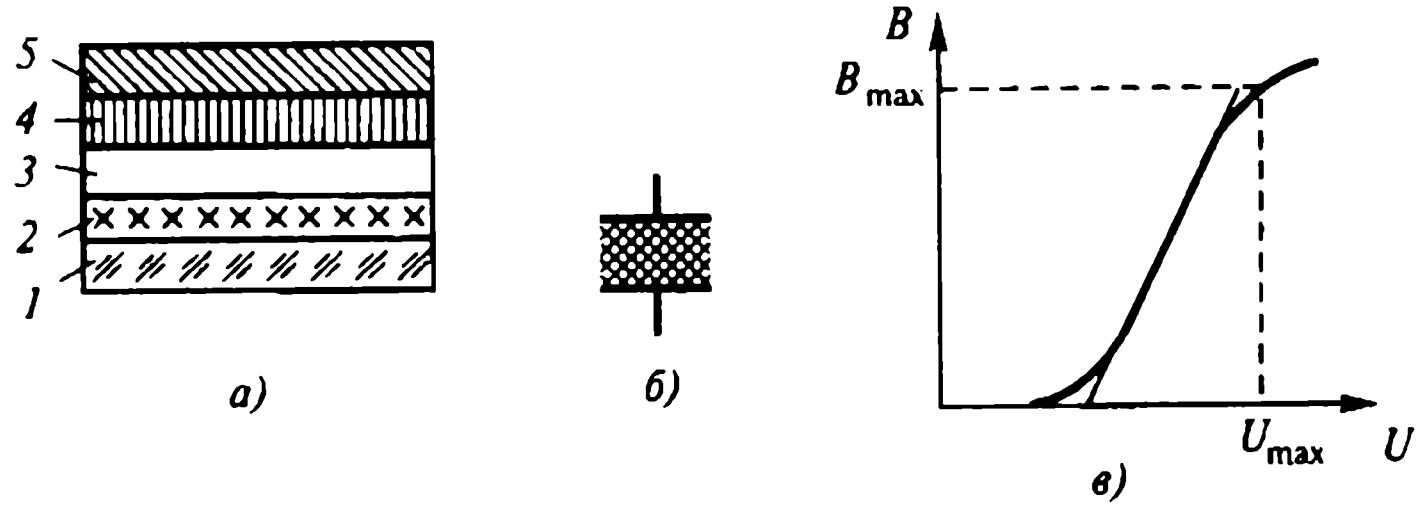


Рис. 3.5. Электролюминесцентный конденсатор:
а — структура; *б* — условное обозначение; *в* — яркостная характеристика

ставляет собой либо комплекс из мелкодисперсного порошка фосфора, взвешенного в диэлектрике (порошковые фосфоры), либо тонкую однородную поликристаллическую пленку, полученную испарением в вакууме (сублимат фосфора).

В первом случае из-за наличия диэлектрика электролюминесцентный конденсатор может работать только на переменном напряжении. При этом рабочие напряжения достаточно высокие (50...300 В), так как размеры зерен не позволяют получить толщину меньше 40...100 мкм. Предполагается, что при скачкообразном воздействии напряжения в микрокристаллах за счет ударной ионизации полем создаются свободные носители заряда. Одна часть из них успевает рекомбинировать, вызвав при этом излучение, другая (в основном — электроны) — уносится полем к концу кристалла. В результате при неизменном приложенном напряжении ионизированные центры излучательной рекомбинации и свободные электроны оказываются разнесенными в пространстве и излучение отсутствует. Если напряжение выключить, то свободные электроны возвратятся к ионизированным центрам, произойдет рекомбинация и вновь появится излучение.

В случае сублимата фосфора возможна работа на постоянном токе. Из-за малой толщины пленок рабочие напряжения составляют 2...2,5 В. Высвечивание в зависимости от типа фосфора и примесей лежит в видимой области спектра в диапазоне от 450 нм (голубое свечение) до 600 нм (желто-оранжевое свечение).

Крутизна вольт-яркостной характеристики (рис. 3.5, *в*), оцениваемая кратностью изменения яркости при уменьшении напряжения на ячейке в два раза от номинального, довольно велика (500...1000 для сублимата фосфора и 20...25 для порошковых фосфоров).

Электролюминесцентные конденсаторы характеризуются низкой стабильностью и малым сроком службы, что обусловлено явления-

ми старения (при постоянном напряжении возбуждения яркость высвечивания электролюминесцентного конденсатора уменьшается со временем). Если срок службы оценивать временем, за которое яркость уменьшится в два раза по сравнению с исходной, то для порошковых фосфоров оно составит $10^3...10^4$ ч, а для сублимата фосфора — 300...500 ч.

Инерционность электролюминесцентных конденсаторов довольно значительна (время разгорания и затухания примерно $10^{-3}...10^{-4}$ с).

Области применения таких конденсаторов — усилители и преобразователи излучения с большим коэффициентом усиления, малогабаритные индикаторные экраны и табло, логические элементы и другие низкочастотные цепи.

Невысокая яркость свечения, малый ресурс, нестабильность параметров и довольно низкое быстродействие ограничивают применение электролюминесцентных конденсаторов в оптоэлектронике.

Инжекционные светодиоды также относятся к электролюминесцентным источникам света. Светодиод представляет собой излучающий *p-n*-переход, свечение в котором возникает вследствие рекомбинаций носителей заряда (электронов и дырок). Оно наблюдается при смещении перехода в прямом направлении.

Как известно, прохождение тока через *p-n*-переход в прямом направлении сопровождается рекомбинацией инжектированных неосновных носителей заряда. Состояние полупроводника, которое возникает при инжекции неосновных носителей заряда через *p-n*-переход и характеризуется наличием в зоне проводимости значительного количества электронов, а в валентной зоне — большого количества дырок, не является достаточно устойчивым, и поэтому наблюдается непрерывный переход электронов из зоны проводимости в валентную зону. Рекомбинации происходят в примыкающих к переходу слоях, ширина которых определяется диффузионными длинами L_n и L_p. Этот процесс в большинстве полупроводников осуществляется через примесные центры (ловушки), расположенные вблизи середины запрещенной зоны, и является безызлучательным. В процессе каждой рекомбинации выделяется энергия, определяемая разницей энергий между уровнями рекомбинирующих частиц и выделяемая в виде тепловой энергии (фонона). Эта энергия передается атомам решетки при безызлучательной рекомбинации. Однако в ряде случаев процесс рекомбинации сопровождается выделением кванта света — *фотона*. Это обусловлено тем, что в определенных материалах (GaAs, GaSb, InAs, InSb и т. д.) переход из зоны проводимости в валентную зону относится к числу переходов типа зона — зона. При этом примесные центры не играют существенной роли и при ре-

комбинациях происходит выделение фотонов и возникает *некогерентное свечение люминесценции*. Фотон, испущенный при переходе электрона, может вызвать индуцированное излучение идентичного фотона, заставив еще один электрон перейти в валентную зону (рис. 3.6, *а*). При этом следует отметить, что фотоны с энергией, большей $\Delta E + 2\delta E$, в основном поглощаются, переведя электроны из валентной зоны в зону проводимости. Фотоны с энергией от ΔE до $\Delta E + 2\delta E$ поглотиться не могут, так как нижнее состояние (валентная зона) свободно и в нем нет электронов, а верхнее уже заполнено. Следовательно, *p-n*-переход более прозрачен для фотонов, энергия которых лежит в этом интервале. Излучение возможно только в узком диапазоне частот, соответствующем энергии запрещенной зоны ΔE с шириной спектра, обусловленной δE. В современных светодиодах широко используются полупроводники, в которых в создании излучения существенную роль играют примесные центры. По существу, это ловушки, энергетические уровни которых лежат в запрещенной зоне. Возможны следующие механизмы излучательной рекомбинации: носитель заряда захватывается своим примесным центром (электрон — акцепторным, дырка — донорным), а затем он рекомбинирует со свободным носителем заряда противоположного знака; электрон и дырка захватываются примесным центром, так что зона вблизи его оказывается в возбужденном состоянии (образу-

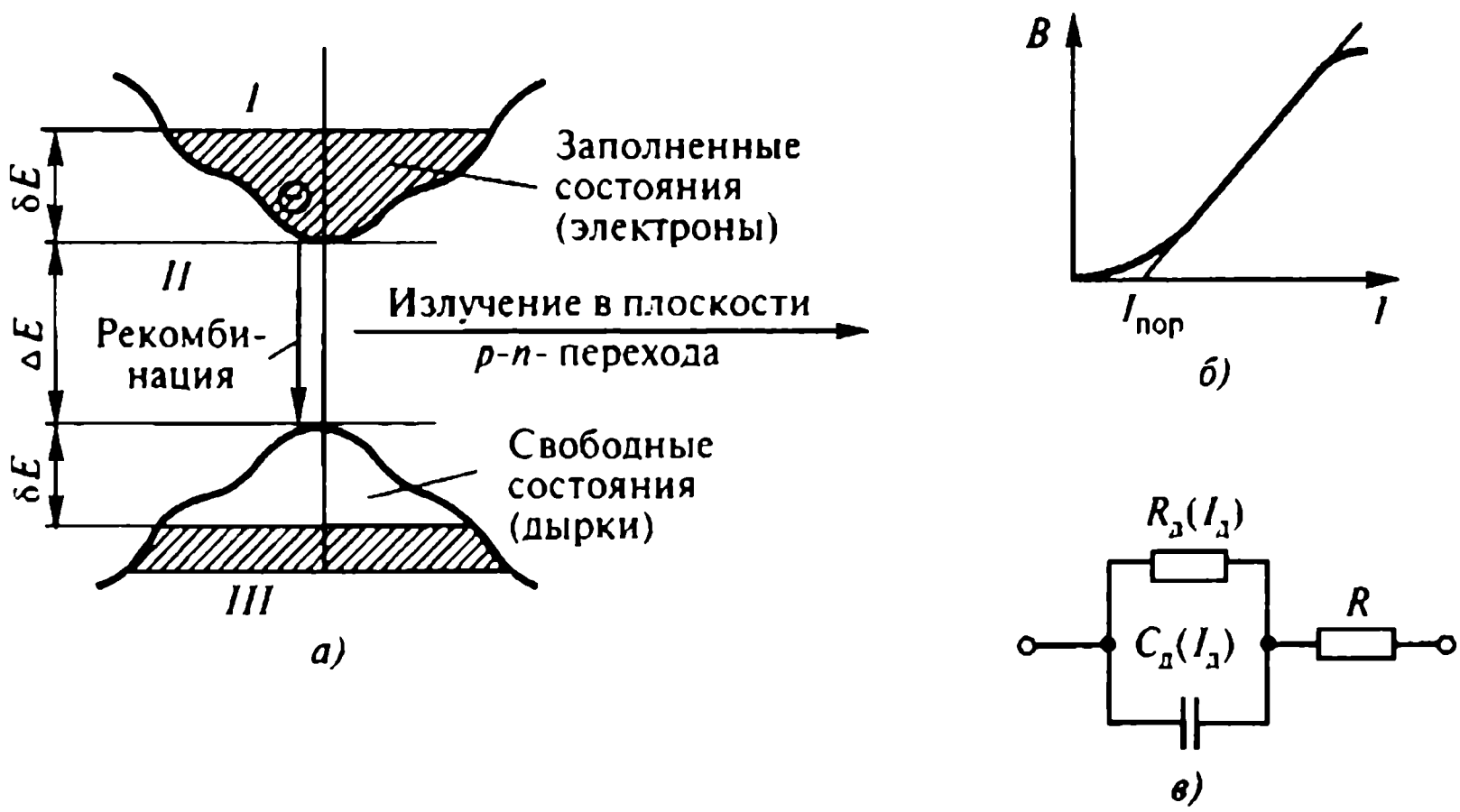


Рис. 3.6. Энергетическая диаграмма, поясняющая механизм действия инжекционного светодиода (*а*); его яркостная характеристика (*б*) и эквивалентная схема (*в*):

I — зона проводимости; *II* — запрещенная зона; *III* — валентная зона

ется связанный экситон), после чего осуществляется рекомбинация и пр. Цвет свечения зависит от материала примесей. Так, например, примесные центры из ZnO обеспечивают получение красного свечения, из азота N — зеленое, из ZnO и N — желтое и оранжевое и т. д.

Яркость свечения светодиода примерно пропорциональна числу зарядов, инжектированных *p-n*-переходом. При этом для получения приемлемых значений необходимо обеспечить значительную плотность тока, протекающего через переход (не менее 30 А/см^2).

При обычно используемых размерах это приводит к необходимости пропускать через переход ток порядка 5...100 мА, что требует значительных затрат электрической мощности на питание инжекционного диода. При малых токах инжекции (1...2 мА) пропорциональность между током и светом нарушается, так как начинают сказываться конкурирующие безызлучательные рекомбинационные процессы.

Так как полупроводник покидает часть фотонов, остальные же сначала отражаются от поверхности, а затем поглощаются в объеме полупроводника, то вводят понятие *квантовой эффективности излучения*. Внешней квантовой эффективностью излучения, или квантовым выходом, называется отношение числа излученных во внешнее пространство фотонов к числу неосновных зарядов, инжектированных через *p-n*-переход. Обычно значение квантового выхода составляет 0,1...30%.

Основная характеристика инжекционного светодиода — *люкс-амперная* (рис. 3.6, *б*). Она имеет нелинейный начальный участок, характеризуемый низкими выходными яркостями, и практически линейный участок, в пределах которого яркость изменяется в 10...100 раз. Этот участок чаще всего и используется в качестве рабочего. В общем случае характеристику аппроксимируют степенной функцией

$$B = b\, I_{\text{Д}}^{\gamma},$$

где B — яркость свечения; b — коэффициент пропорциональности; $I_{\text{Д}}^{\gamma}$ — ток светодиода; $\gamma = 0{,}5...0{,}9$ для светодиодов из GaP; $\gamma = 1...3$ для светодиодов из GaAs.

При работе на линейном участке характеристика обычно аппроксимируется выражением

$$B = B_0(I_{\text{Д}} - I_{\text{пор}}),$$

где B_0 — чувствительность по яркости (изменение яркости свечения при изменении тока перехода на единицу); $I_{\text{пор}}$ — пороговый

ток через диод, при котором возможна линеаризация характеристики $B = f(I)$. Значения $I_{пор}$ у диодов разного типа находятся в интервале 0,1...2,5 мА.

Ток светодиода, смещенного в прямом направлении, в первом приближении определяется выражением, аналогичным выражению для обычного диода:

$$I_Д = I_T(e^{U/(m\varphi_T)} - 1),$$

где m — коэффициент, изменяющийся в пределах 0,5...2 (типовое — 1,5).

В большинстве случаев при использовании светодиодов в диапазоне комнатных температур зависимостью тока $I_Д$ от температуры окружающей среды пренебрегают. Величина B_0 имеет разные значения от экземпляра к экземпляру.

Эквивалентная схема светодиода приведена на рис. 3.6, *в*. Сопротивление R характеризует омическое сопротивление полупроводника и контактов, $R_Д(I_Д)$ — сопротивление p-n-перехода, смещенного в прямом направлении, а $C_Д(I_Д)$ — его емкость.

Дифференциальное сопротивление p-n-перехода в области линейного участка характеристики $R_{Д\,диф}$ достаточно мало (при $R_Д = 10^1...10^2$ Ом $R_{Д\,диф} < 1$ Ом), что позволяет линеаризовать эквивалентную схему светодиодов, работающих на указанном участке.

Инжекционные светодиоды в отличие от электролюминесцентных конденсаторов являются токовыми приборами, питать и управлять которыми необходимо с помощью источников тока.

Наиболее типичные конструкции светодиодов приведены на рис. 3.7, *а—в*, условное обозначение — на рис. 3.7, *г*.

Частота излучения зависит от материала светодиодов и состава легирующих примесей. В качестве его используют арсенид галлия, фосфид галлия, фосфид кремния, карбид кремния и др. В настоящее время светодиоды различных типов позволяют перекрыть диапазон длин волн излучения от 366 до 950 нм и более.

Возможно создание светодиодов, которые в зависимости от их включения или режима работы будут излучать в различных областях спектра и иметь управляемый цвет свечения. При этом используются или зависимость интенсивности отдельных частот излучения от тока p-n-перехода, или смешение излучений двух светодиодов, имеющих свечение разного цвета.

В первом случае изменение цвета происходит из-за того, что в составе излучения p-n-перехода имеется несколько световых полос, яркость которых неодинаково изменяется при изменениях протекающего тока. При их смешивании получается результиру-

ющее излучение, цвет которого зависит от значений яркости отдельных полос.

Во втором случае, который получил преимущественное распространение, используются двухпереходные структуры GaP (рис. 3.8, *а*). Как видно из рисунка, на кристалле фосфида галлия созданы два *p-n*-перехода. Примеси подобраны так, что один *p-n*-переход излучает свет красного, а другой — зеленого цвета. При их смешивании получается желтый цвет. В структуре имеется три (*1*, *2*, *3*) вывода, что позволяет через каждый *p-n*-переход пропускать свое значение тока (рис. 3.8, *б*). Изменяя токи переходов, удается менять цвет излучения от желто-зеленого до красно-желтого оттенка,

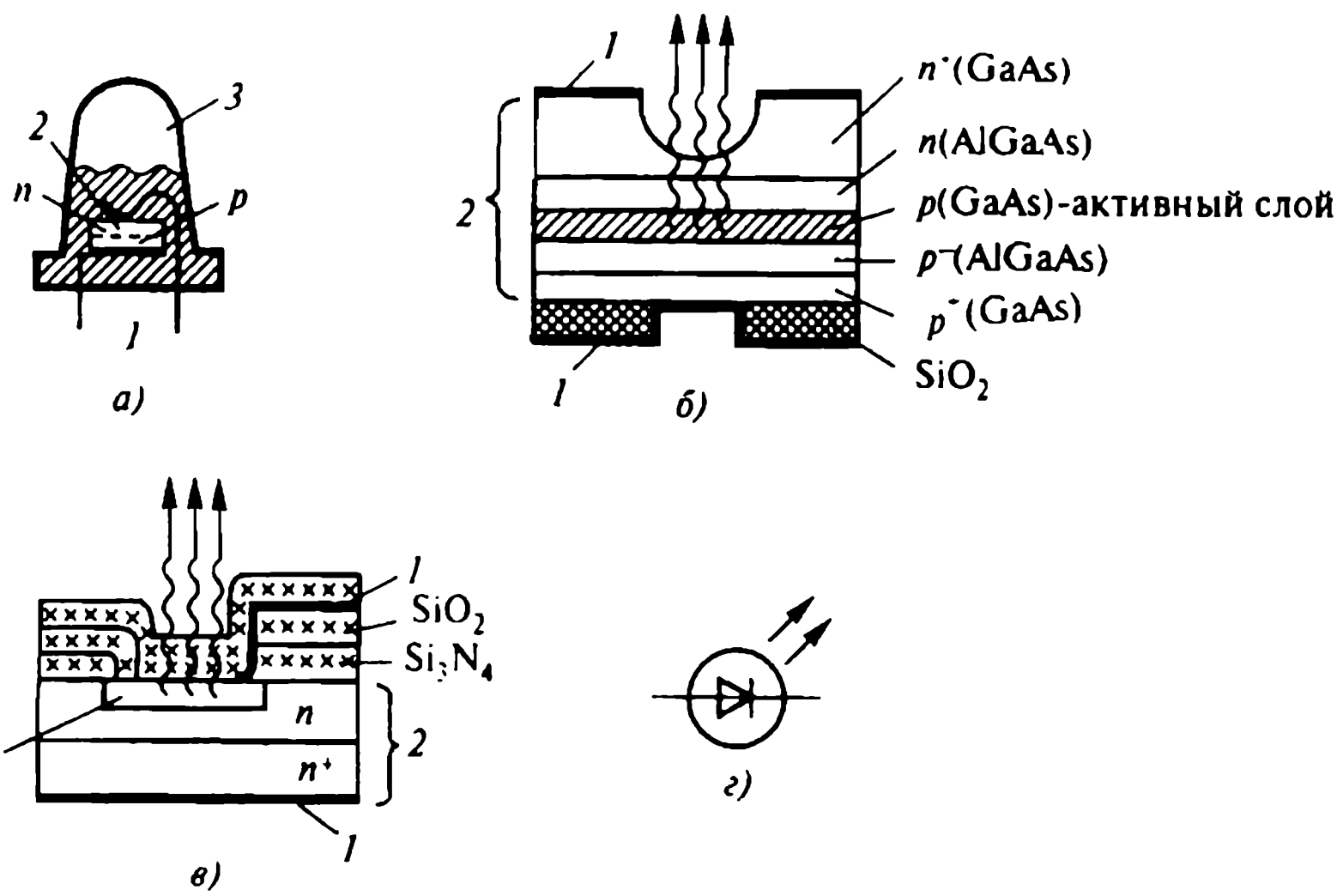


Рис. 3.7. Конструкция светодиодов:

а — плоская; *б* — плоскопланарная; *в* — полусферическая; *г* — условное обозначение светодиода; *1* — выводы; *2* — кристалл; *3* — полимерная линза

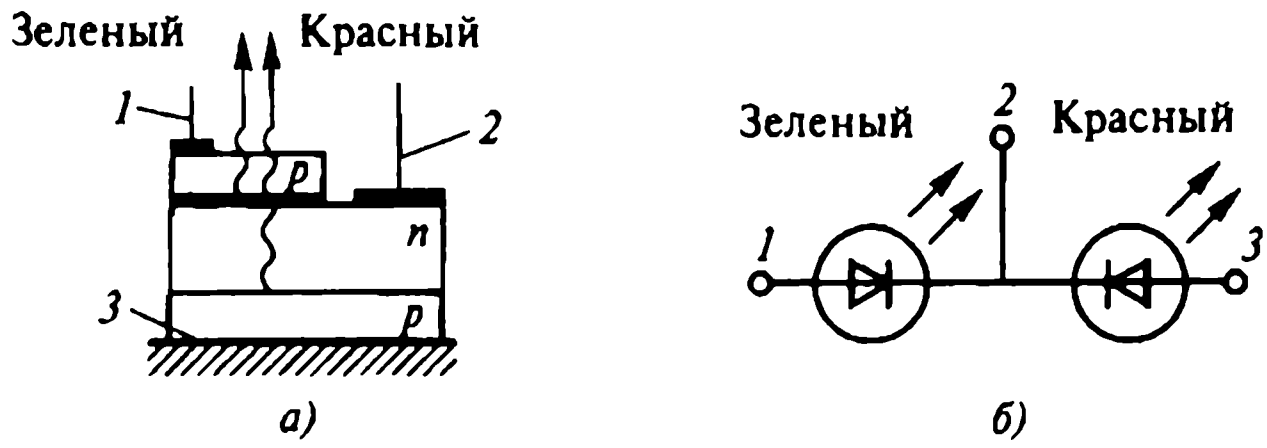


Рис. 3.8. Структура светодиода с управляемым цветом свечения (*а*); его принципиальная схема (*б*)

а также получать чистые красный и зеленый цвета. Промышленностью выпускается аналогичный светодиод типа 3ЛС331 (АЛС331А), у которого токи переходов могут меняться до 20 мА. Сила света при $I_{пр}$ = 10 мА равна 0,25 мкд, постоянное прямое напряжение 3 В.

Основные параметры и характеристики светодиодов

1. Сила света I_v — световой поток, приходящийся на единицу телесного угла в заданном направлении; выражается в канделах (обычно 0,1...10 мкд).

2. Цвет свечения или длина волны излучения.

3. Постоянное прямое напряжение — падение напряжения при заданном токе (2...4 В).

4. Угол излучения α — плоский угол, в пределах которого сила света составляет не менее половины ее максимального значения.

5. Характеристики зависимостей: силы света от тока; спектральной плотности излучения $I_v(\lambda) / I_v(\lambda)_{max}$ от длины волны; постоянного прямого тока от постоянного прямого напряжения и др.

Для получения повышенной мощности излучения применяют *суперлюминесцентные* диоды, занимающие промежуточное положение между инжекционными светодиодами и полупроводниковыми лазерами. Они обычно представляют собой конструкции, работающие на том участке вольт-амперной характеристики, на котором наблюдается оптическое усиление (стимулированное излучение). Этот участок характеризуется тем, что внешний квантовый выход на нем существенно больше, чем у обычного светодиода. Суперлюминесцентные диоды имеют уменьшенную спектральную ширину полосы излучения и требуют для работы больших плотностей тока (при мощности излучения 60 мВт плотность тока 3 кА/см^2). Их применяют при работе с волоконно-оптическими линиями связи.

В ряде случаев в качестве управляемых источников света применяют инжекционные лазеры. Они отличаются от светодиодов тем, что излучение сконцентрировано в узкой спектральной области и является когерентным. Лазеры имеют относительно высокий КПД и большое быстродействие.

При когерентном излучении все частицы излучают согласованно (вынужденное стимулированное излучение) и синфазно с колебаниями, установившимися в резонаторе. Для обычных светодиодов характерны спонтанное излучение, складывающееся из волн, посылаемых различными частицами независимо друг от друга, и хаотическое изменение амплитуды и фазы суммарной электромагнитной волны.

Стимулированное излучение возникает при высокой концентрации инжектированных в полупроводник носителей заряда и наличии оптического резонатора. Поэтому объем зоны, где происходит излучательная рекомбинация, в полупроводниковых лазерах ограничивают с помощью конструктивных и технологических мер (площадь поперечного сечения 0,5...2 мкм^2, протяженность зоны 300...500 мкм) и эту активную область выполняют из материала с другим показателем преломления, чем у окружающей ее среды. В итоге получается световод, торцы которого ограничены с обеих сторон зеркальными гранями (полупрозрачными зеркалами, получающимися при сколе кристалла). Он выполняет роль резонатора.

При токе инжекции, менее порогового значения $I_{пор}$, наблюдается спонтанное излучение, как и в обычном светодиоде. При увеличении тока до $I_{пор}$ (более 50...150 мА) и выше возникает стимулированное излучение и наблюдается резкое увеличение выходной оптической мощности, например с 5 мкВт/мА, характерной для спонтанного излучения, до 200 мкВт/мА. Благодаря тому что фотоны, появившиеся в процессе рекомбинаций, многократно проходят через световод, отражаясь от зеркальных граней, прежде чем им удается выйти за пределы кристалла через полупрозрачное зеркало, наблюдается монохроматичность и когерентность излучения.

Из-за дифракционных явлений в резонаторе сечение светового луча имеет эллипсоидную форму. Угол расходимости светового пучка около 20...50°.

Полупроводниковые лазеры широко применяются при создании световодных линий связи большой протяженности и в измерительных устройствах различного назначения.

Система обозначений светодиодов аналогична обозначениям обычных диодов, только вместо буквы Д используют Л, например АЛ302В.

§ 3.3. ФОТОПРИЕМНИКИ

Фотоприемники предназначены для преобразования светового излучения в электрические сигналы. Так как функциональные возможности электролюминесцентных источников света ограничены, то многообразие возможных характеристик оптронов реализуется за счет фотоприемников.

В качестве фотоприемников могут быть использованы фоторезисторы, фотодиоды, фототиристоры и т. д.

При подборе фотоизлучателей и фотоприемников необходимо согласовывать их спектральные характеристики. В противном слу-

чае вследствие несовершенства существующих источников света достаточно сложно получить удовлетворительные результаты.

Фотоэлектрические явления, на основе которых строятся фотоприемники, можно разделить на три основных вида: 1) изменение электропроводности вещества при его освещении — *внутренний фотоэффект;* 2) возникновение ЭДС на границе двух материалов под действием света — *фотоэффект в запирающем слое* (используют в полупроводниковых фотоэлементах); 3) испускание веществом электронов под действием света — *внешний фотоэффект* (используют в вакуумных и газонаполненных фотоэлементах).

Фоторезисторы. В фоторезисторах используется явление изменения сопротивления вещества под действием инфракрасного, видимого или ультрафиолетового излучения. Основным элементом их является полупроводниковая пластина, сопротивление которой при освещении изменяется. Механизм возникновения фотопроводимости можно объяснить следующим образом. В затемненном полупроводнике в результате воздействия тепловой энергии имеется небольшое количество подвижных носителей заряда (электронов и дырок). Соответственно полупроводник обладает начальной проводимостью σ_0, которая носит название темновой:

$$\sigma_0 = q(n_0\mu_n + p_0\mu_p), \qquad (3.1)$$

где q — заряд электрода; n_0, p_0 — концентрация подвижных носителей заряда в полупроводнике в равновесном состоянии.

Под действием света концентрация подвижных носителей заряда увеличивается, причем возможны различные механизмы их генерации.

Возрастание концентрации дырок и электронов может происходить за счет того, что кванты электромагнитного излучения возбуждают электроны и переводят их из валентной зоны в зону проводимости.

Кроме того, они могут вызвать переход электронов из валентной зоны на примесные уровни и увеличение только дырочной электропроводности или переход электронов с примесных уровней в зону проводимости и увеличение электронной электропроводности.

Таким образом, в полупроводнике при облучении светом концентрация подвижных носителей заряда увеличивается на величину Δn и Δp и проводимость его резко возрастает:

$$\sigma = q[(n_0 + \Delta n)\mu_n + (p_0 + \Delta p)\mu_p]. \qquad (3.2)$$

Изменение электропроводности полупроводника под действием света и есть его *фотопроводимость*:

$$\sigma_{\Phi} = \sigma - \sigma_0 = q(\Delta n \mu_n + \Delta p \mu_p). \quad (3.3)$$

Меняя яркость освещения, изменяют фотопроводимость полупроводника.

При включении потока облучающего света интенсивность процесса генерации носителей заряда не сразу достигает стационарного значения, соответствующего интенсивности падающего излучения, а нарастает со временем по экспоненциальному закону

$$\Delta n(t) = \alpha\beta\tau N(1 - e^{-t/\tau}), \quad (3.4)$$

где N — число фотонов, падающих в секунду на единицу площади; α — коэффициент поглощения, характеризующий энергию, поглощенную полупроводником; β — квантовый выход, определяющий число носителей заряда, образующихся при поглощении одного фотона; τ — время жизни неравновесных носителей заряда.

Если время облучения достаточна велико: $t \geq (3...5)\tau$,— то концентрация неравновесных носителей заряда достигает своего стационарного значения, причем когда электроны и дырки образуются парами при переходе электронов из валентной зоны в зону проводимости (собственное поглощение энергии полупроводником), число неравновесных дырок равно числу неравновесных электронов:

$$\Delta n_{ст} = \Delta p_{ст} = \alpha\beta\tau N. \quad (3.5)$$

При примесном поглощении, когда генерируются в основном носители заряда одного знака, имеет место или электронная, или дырочная фотопроводимость, причем в переходных режимах она также изменяется по экспоненциальному закону. Если выключить облучающий поток света, то изменение концентрации неравновесных носителей заряда при $\Delta n << (n_0 + p_0)$ описывается выражением

$$\Delta n(t) = \Delta n_{ст} e^{-t/\tau}. \quad (3.6)$$

Явление постепенного изменения σ_{Φ} при включении и выключении облучающего потока называют *релаксацией фотопроводимости*.

Конструктивно фоторезистор представляет собой пластину полупроводника, на поверхности которой нанесены электропроводные электроды Э. Принципиально возможны две конструкции фоторезисторов: *поперечная* (рис. 3.9, *а*) и *продольная* (рис. 3.9, *б*).

В первом случае электрическое поле, прикладываемое к фоторезистору, и возбуждающий свет действуют во взаимно перпендикулярных плоскостях, во втором — в одной плоскости. Очевидно, что в продольном фоторезисторе возбуждение осуществляется через электрод, прозрачный для этого излучения. Поперечный фоторезистор представляет собой почти омическое сопротивление до частот порядка десятков и сотен мегагерц. Продольный фоторезистор из-за конструктивных особенностей имеет значительную электрическую емкость, которая не позволяет считать фоторезистор чисто омическим сопротивлением на частотах уже в сотни — тысячи герц.

В качестве исходного материала фоторезистора чаще всего используются сернистый таллий, селенистый теллур, сернистый висмут, сернистый свинец, теллуристый свинец, сернистый кадмий и т. д. Условное обозначение фоторезистора приведено на рис. 3.9, *в*.

Основные характеристики и параметры фоторезисторов

1. Вольт-амперная характеристика — зависимость тока I через фоторезистор от напряжения U, приложенного к его выводам, при различных значениях светового потока Φ (рис. 3.9, *г*). Ток при $\Phi = 0$ называется темновым током $I_т$, при $\Phi > 0$ — общим током $I_{общ}$. Разность этих токов равна фототоку:

$$I_\Phi = I_{общ} - I_т. \qquad (3.7)$$

2. Энергетическая характеристика — зависимость фототока (фоторезистора) от светового потока при $U = \text{const}$ (рис. 3.9, *д*). В области малых Φ она линейная, а при увеличении Φ рост фототока замедляется из-за возрастания вероятности рекомбинаций носителей заряда через ловушки и уменьшения их времени жизни. Энергетическая характеристика иногда называется *люкс-амперной*. Тогда по оси абсцисс откладывается не световой поток, а освещенность E в люксах.

3. Чувствительность — отношение входной величины к выходной. Для фоторезисторов чаще всего используют токовую чувствительность S_I, под которой понимают отношение фототока (или его приращения) к величине, характеризующей излучение

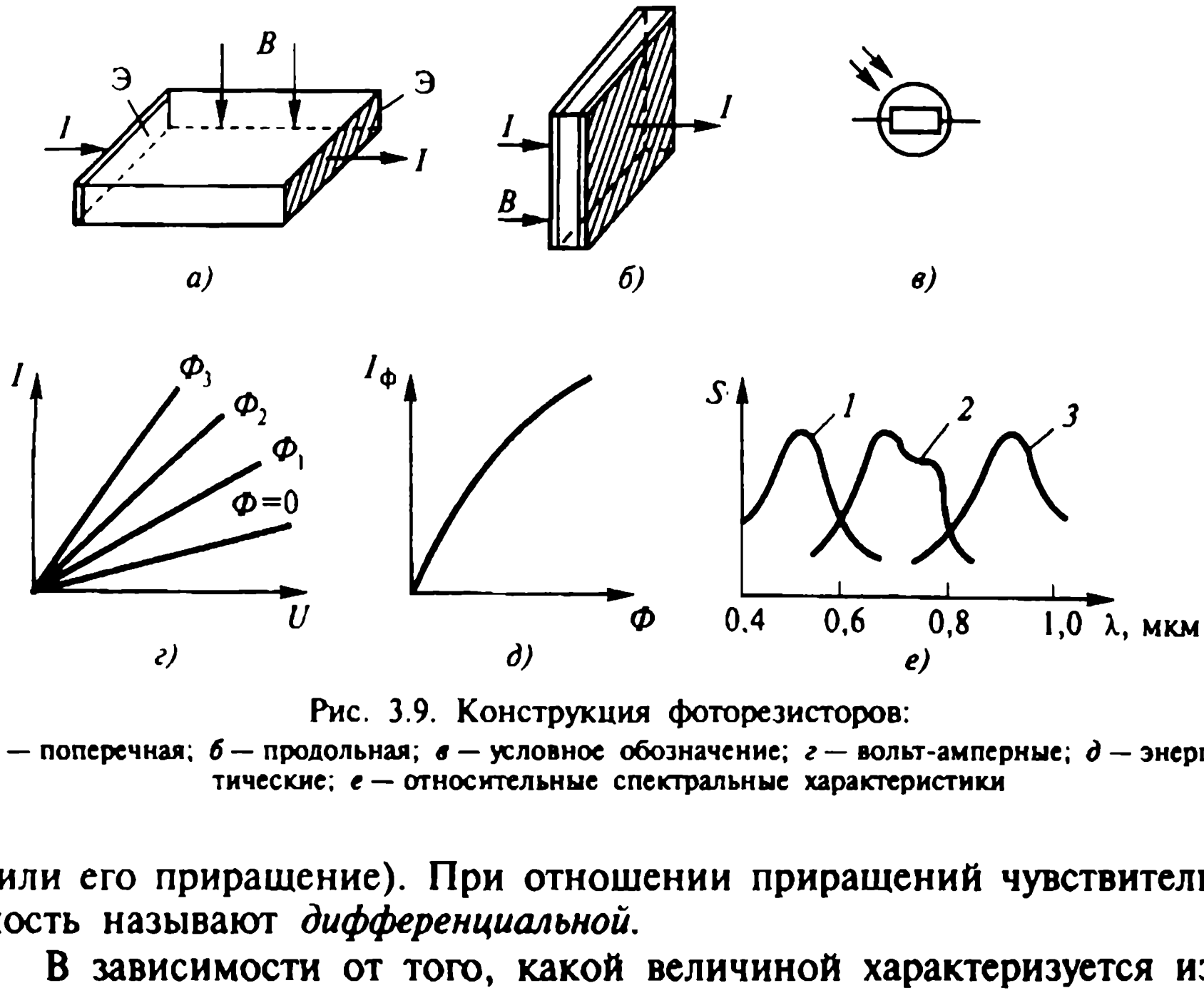


Рис. 3.9. Конструкция фоторезисторов:

а — поперечная; *б* — продольная; *в* — условное обозначение; *г* — вольт-амперные; *д* — энергетические; *е* — относительные спектральные характеристики

(или его приращение). При отношении приращений чувствительность называют *дифференциальной*.

В зависимости от того, какой величиной характеризуется излучение, различают токовую чувствительность к световому потоку Φ: $S_\Phi = I_\Phi/\Phi$; токовую чувствительность к освещенности E: $S_E = I_\Phi/E$.

При этом в зависимости от спектрального состава излученного света чувствительности могут быть либо интегральными $S_{ин}$ (при немонохроматическом излучении), либо монохроматическими S_λ (при монохроматическом излучении).

В качестве одного из основных параметров фоторезистора используют величину *удельной интегральной чувствительности*, которая характеризует интегральную чувствительность, когда к фоторезистору приложено напряжение 1 В:

$$S_{\Phi\ инт\ уд} = I_\Phi / (\Phi U). \qquad (3.8$$

У промышленных фоторезисторов удельная интегральная чувствительность имеет пределы от десятых долей до сотен мА/(В·лм) при освещенности $E = 200$ лк.

4. Абсолютная $S_{абс}(\lambda)$ и относительная $S(\lambda)$ спектральные характеристики — это значения чувствительности в полосе частот Абсолютная спектральная характеристика представляет собой за-

висимость монохроматической чувствительности, выраженной в абсолютных единицах, от длины волны регистрируемого потока излучения.

Относительная спектральная характеристика — зависимость монохроматической чувствительности от длины волны, отнесенная к значению максимальной чувствительности:

$$S(\lambda) = S_{\text{абс}}(\lambda) / S_{\text{абс max}}(\lambda). \qquad (3.9)$$

Спектральная характеристика определяется материалом фоторезистора и введенными в него примесями. На рис. 3.9, *е* показаны спектральные характеристики фоторезисторов, выполненных на основе материалов: *1* — CdS, *2* — CdSe, *3* — CdTe. Вид спектральной характеристики свидетельствует о том, что для фоторезисторов некоторых типов необходимо тщательно подбирать пару излучатель — фотоприемник.

5. Граничная частота $f_{\text{гр}}$ — частота синусоидального сигнала, модулирующего световой поток, при котором чувствительность фоторезистора уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с чувствительностью при немодулированном потоке (10^3...10^5 Гц).

В ряде случаев частотные свойства фоторезистора характеризуются переходной характеристикой. На рис. 3.10, *б* показаны переходные характеристики фоторезисторов с высокой (кривая *1*) и низкой (кривая *2*) темновой проводимостями. Хотя истинная переходная характеристика обычно не является строго экспоненциальной, в большинстве случаев инерционность характеризуют постоянной времени τ.

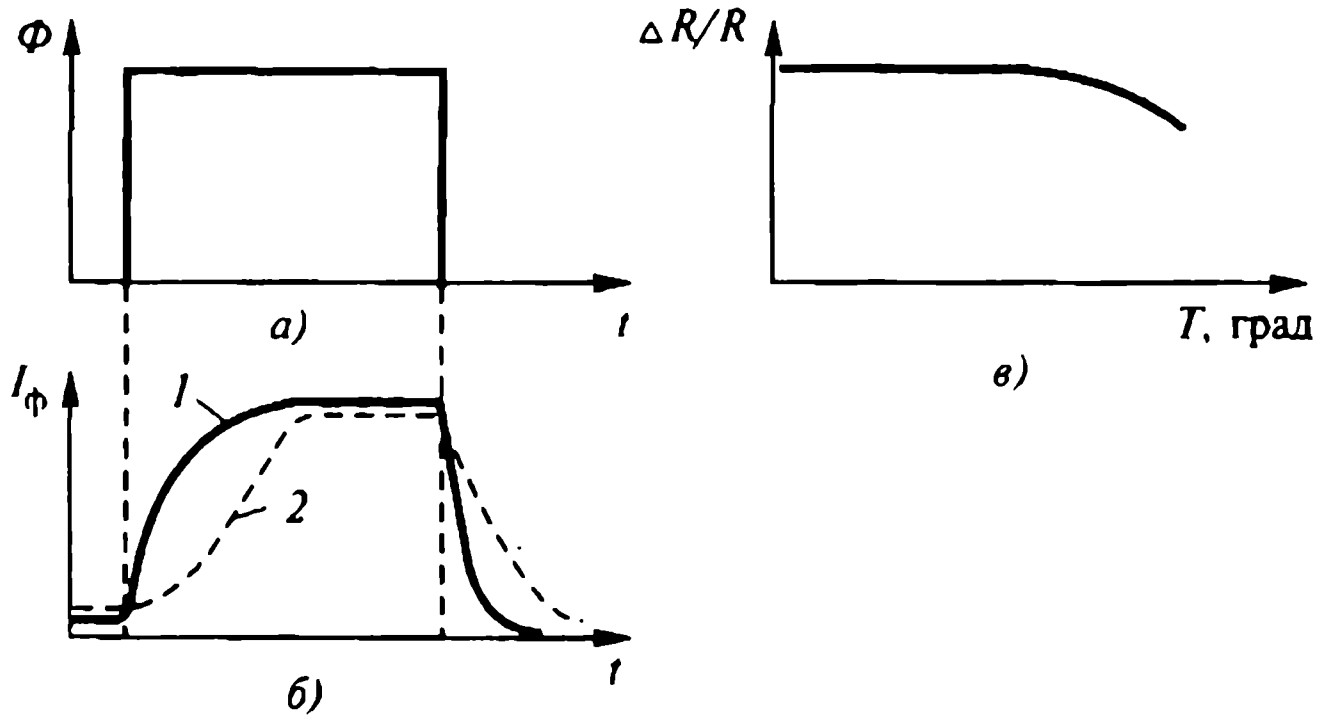


Рис. 3.10. Входной сигнал (*а*), переходная (*б*) и температурная (*в*) характеристики фоторезистора

6. Температурный коэффициент фототока — коэффициент, показывающий изменение параметров фоторезистора с изменением температуры:

$$\alpha_T = \frac{\partial I_\Phi}{\partial T}\frac{1}{I_\Phi}\bigg|_{\Phi = \text{const}}. \qquad (3.10)$$

У промышленных фоторезисторов $\alpha_T \approx -10^{-3}...10^{-4}$ град$^{-1}$. Иногда используют *температурную характеристику фоторезистора*, показывающую относительное изменение сопротивления при изменении температуры окружающей среды (см. рис. 3.10, *в*).

Пороговый поток — это минимальное значение потока $\Phi_п$, которое может обнаружить фоторезистор на фоне собственных шумов. Определяется $\Phi_п$ как среднеквадратичное значение синусоидально модулированного светового потока, при воздействии которого среднеквадратичное значение выходного электрического сигнала равно среднеквадратичному значению шумов фоторезистора.

Фотодиоды. Фотодиоды имеют структуру обычного *p-n*-перехода (рис. 3.11, *а*). Пусть *p-n*-переход находится в равновесии, т. е. в исходном состоянии к нему не приложена внешняя разность потенциалов. Вследствие оптического возбуждения в *p*- и *n*-областях возникает неравновесная концентрация носителей заряда. Так как в области объемного заряда концентрация носителей меньше, чем в *p*- и *n*-областях, то под влиянием градиента концентрации электронно-дырочные пары диффундируют к *p-n*-переходу. На границе перехода они разделяются, и неосновные носители заряда под влиянием электрического поля, значение которого однозначно связано с контактной разностью потен-

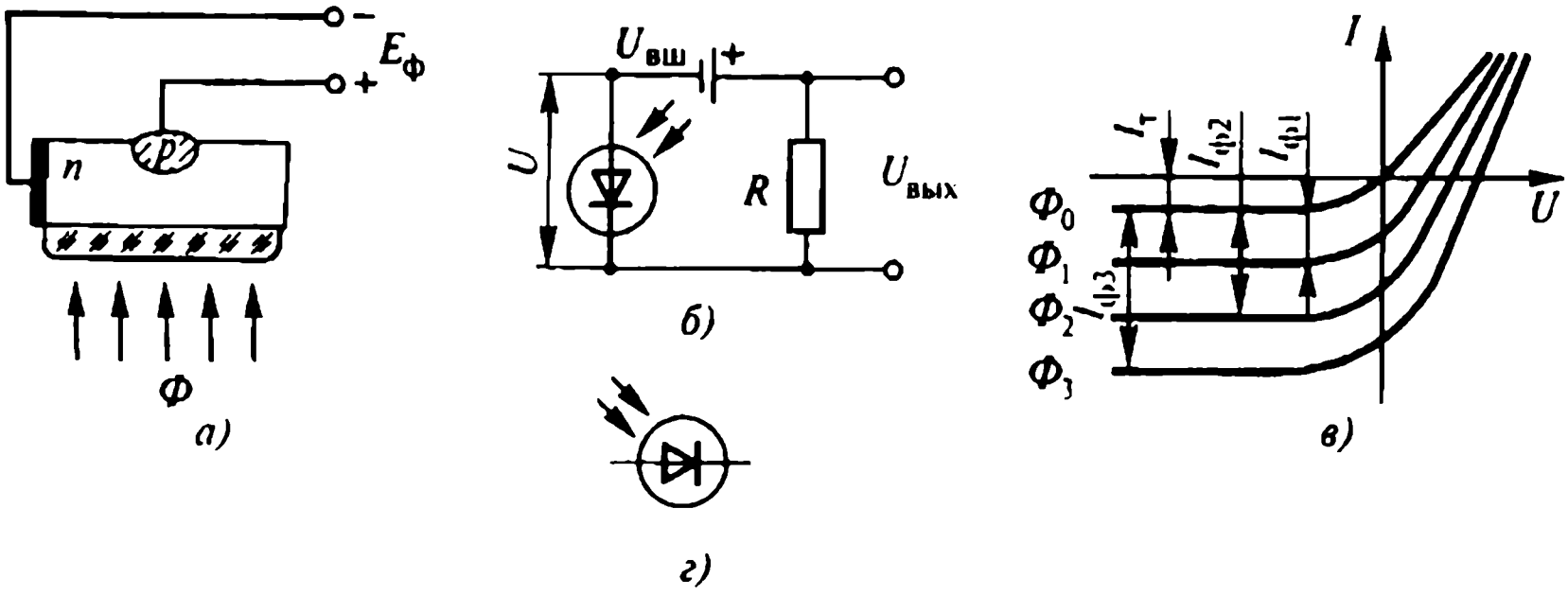


Рис. 3.11. Структура фотодиода (*а*); включение фотодиода совместно с внешним источником (*б*); его вольт-амперные характеристики при $Ф_3 > Ф_2 >$ ((*в*); условное обозначение (*г*)

циалов, перебрасываются через переход в область, где являются основными носителями заряда. Электрический ток, созданный ими, есть полный фототок. Дырки тормозятся электрическим полем и остаются в *p*-области.

Таким образом, в результате освещения полупроводника по обе стороны от *p-n*-перехода увеличиваются концентрации основных носителей заряда. При этом электронно-дырочные пары, генерируемые на расстоянии от перехода, большем диффузионной длины, успевают рекомбинировать, не достигнув перехода. Поэтому они не вносят вклада в фототок.

Если *p-n*-переход разомкнут, то перенос носителей заряда, генерируемых светом, приводит к накоплению отрицательного в *n*-области и положительного в *p*-области зарядов. Объемный заряд этих основных носителей заряда частично компенсирует заряды ионов запирающего слоя, сужая ширину *p-n*-перехода и снижая потенциальный барьер, что приводит к нарушению условия равновесия и возникновению диффузионного движения через переход основных носителей заряда. Новое равновесное состояние соответствует меньшей высоте потенциального барьера, равной $(U_К - E_Ф)$, при которой поток неосновных носителей заряда через переход, вызванный световым облучением, полностью уравновешен встречным диффузионным потоком основных носителей заряда.

ЭДС, возникающую при этих процессах, на значение которой снижается потенциальный барьер в *p-n*-переходе, называют *фотоэлектродвижущей силой*, или фото-ЭДС. Она зависит от светового потока, облучающего *p-n*-переход, и ряда других факторов, но ее максимальное значение не может превысить контактную разность потенциалов.

Фото-ЭДС может быть использована для создания тока в нагрузочном сопротивлении, включенном во внешнюю цепь прибора. При этом фотодиод работает в режиме *фотогенератора* без постороннего источника напряжения, непосредственно преобразуя световую энергию в электрическую.

Фотодиод может работать и совместно с внешним источником электрической энергии $U_{вш}$, положительный полюс которого подключается к *n*-слою, а отрицательный — к *p*-слою (рис. 3.11, *б*). Под действием напряжения источника в цепи фотодиода, включенного в непроводящем направлении, при отсутствии освещения протекает небольшой темновой ток $I_т$. В этом случае фотодиод ничем не отличается от обычного диода. При освещении фотодиода поток неосновных носителей заряда через *p-n*-переход возрастает. Увеличивается ток во внешней цепи, определяемый в этом случае напряжением внешнего источника и световым потоком.

Значение фототока в первом приближении можно найти из выражения

$$I_{\Phi} = S_{\text{инт}}\, \Phi, \tag{3.11}$$

где $S_{\text{инт}}$ — интегральная чувствительность.

Вольт-амперные характеристики освещенного p-n-перехода показаны на рис. 3.11, *в*. Как следует из принципа его работы, фототок суммируется с обратным током теплового происхождения. В соответствии с этим уравнение тока p-n-перехода фотодиода, известное из теории работы полупроводниковых приборов, имеет вид

$$I_{\text{общ}} = I_{\Phi} - I_0(e^{U/(m\varphi_T)} - 1), \tag{3.12}$$

где I_0 — тепловой ток p-n-перехода*.

Если фотодиод замкнут на резистор $R(U_{\text{ш}}) = 0$ (рис. 3.11, *б*), то напряжение на p-n-переходе $U_{\text{вых}} = IR$. Тогда ток в цепи p-n-перехода при $m = 1$

$$I_{\text{общ}} = I_{\Phi} - I_0(e^{IR/\varphi_T} - 1). \tag{3.13}$$

Решив (3.13) относительно $U_{\text{вых}}$, получим

$$U_{\text{вых}} = \varphi_T \ln\left(1 + \frac{I_{\Phi} - I_{\text{общ}}}{I_0}\right). \tag{3.14}$$

Уравнение (3.14) аналитически описывает вольт-амперную характеристику фотодиода.

При коротком замыкании фотодиода ($U = 0$) ток в цепи диода $I_{\text{общ к}}$ равен фототоку:

$$I_{\text{общ к}} = I_{\Phi} = S_{\text{инт}}\, \Phi. \tag{3.15}$$

В режиме холостого хода ток в цепи отсутствует ($I = 0$) и напряжение на зажимах фотодиода U_x, согласно (3.14), растет по логарифмическому закону при увеличении светового потока:

$$U_x = E_{\Phi} = \varphi_T \ln(1 + S_{\text{инт}}\, \Phi / I_0). \tag{3.16}$$

---

* Тепловой ток обозначен индексом «0», так как в фотоприемниках индексом «т» принято обозначать темновой ток.

При интенсивном облучении, когда ($1 \ll S_{инт}\, \Phi/I_0$), фото-ЭДС определяют из выражения

$$E_\Phi \approx \varphi_T \ln \frac{I_\Phi}{I_0}. \tag{3.17}$$

Материалами для изготовления фотодиодов служат германий, кремний, селен, сернистый таллий и сернистое серебро.

Основные характеристики и параметры фотодиодов

1. *Энергетические характеристики* фотодиода связывают фототок со световым потоком, падающим на фотодиод. Зависимость фототока от светового потока при работе фотодиода в генераторном режиме ($U_{вш} = 0$) является строго линейной только при короткозамкнутом фотодиоде ($R_н = 0$). С ростом нагрузочного сопротивления характеристики все больше искривляются и при больших $R_н$ имеют ярко выраженную область насыщения (рис. 3.12, *а*). При работе фотодиода в схеме с внешним источником напряжения $U_{вш}$ энергетические характеристики значительно ближе к линейным. При увеличении приложенного напряжения фототок несколько возрастает (рис. 3.12, *б*). Это объясняется расширением области

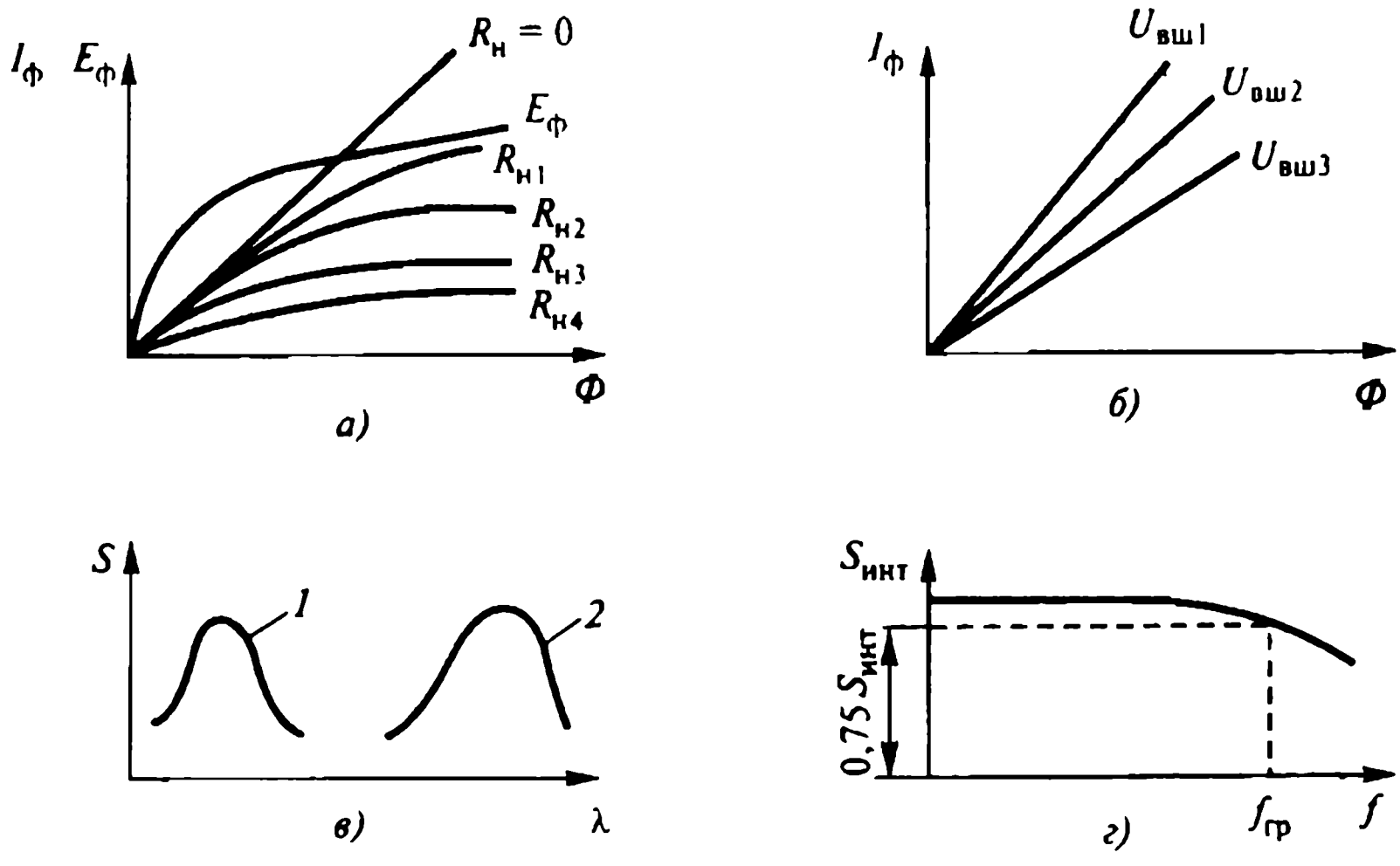


Рис. 3.12. Энергетические характеристики фотодиода в генераторном режиме (*а*) и при работе с внешним источником $|U_{вш1}| > |U_{вш2}| > |U_{вш3}|$ (*б*); относительные спектральные (*в*) и частотные (*г*) характеристики

p-n-перехода и уменьшением ширины базы, в результате чего меньшая часть носителей заряда рекомбинирует в базе при движении к *p-n*-переходу.

2. *Абсолютные* и *относительные спектральные характеристики* фотодиода аналогичны соответствующим характеристикам фоторезистора и зависят от материала фотодиода и введенных примесей (рис. 3.12, *в*).

Спектральные характеристики практически захватывают всю видимую (300...750 нм) и инфракрасную области спектра.

3. *Частотная характеристика* показывает изменение интегральной чувствительности при изменении яркости светового потока с разной частотой излучения (рис. 3.12, *г*). Иногда инерционные свойства фотодиода характеризуют граничной частотой, на которой интегральная чувствительность уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со своим статическим значением.

Граничная частота быстродействующих кремниевых фотодиодов — порядка 10^7 Гц.

Для повышения быстродействия и увеличения чувствительности в последние годы разработан ряд фотодиодов: со встроенным электрическим полем; на основе *p-i-n*-структур; с барьерами Шоттки; лавинные фотодиоды и т. д.

В фотодиодах с *встроенным электрическим полем* базу получают с помощью процесса диффузии. Из-за неравномерного распределения концентрации примесей в ней возникает внутреннее электрическое поле, которое ускоряет движение неосновных носителей заряда к *p-n*-переходу. Вследствие наложения диффузионного и дрейфового движений $f_{гр}$ фотодиода несколько возрастает.

Фотодиоды, *выполненные на основе p-i-n-структур*, имеют значительно большую толщину области, обедненной основными носителями заряда, так как между *p*- и *n*-областями имеется *i*-область с собственной электропроводностью. К переходу без риска пробить его можно приложить значительные напряжения. В результате возникает ситуация, когда световое излучение поглощается непосредственно в области, обедненной основными носителями заряда, в которой создано электрическое поле высокой напряженности. Электроны и дырки, возникающие в области перехода при световом облучении, мгновенно перекидываются в соответствующие области. В результате быстродействие резко возрастает и $f_{гр}$ достигает значений $10^9...10^{10}$ Гц.

Аналогичными по быстродействию являются фотодиоды на основе *барьера Шоттки*. Они выполняются из кремния, на поверхность которого нанесено прозрачное металлическое покрытие из пленок золота ($h \approx 0{,}01$ мкм) и сернистого цинка ($h \approx 0{,}05$ мкм), создающее барьер Шоттки. Благодаря минимальному соп-

ротивлению базы и отсутствию процессов накопления и рассасывания избыточных зарядов быстродействие получается достаточно высоким ($f_{гр} \geq 10^{10}$ Гц).

В *лавинных* фотодиодах используется лавинный пробой *p-n*-перехода или барьера Шоттки. От обычных фотодиодов они отличаются тем, что возникшие в результате светового облучения носители заряда лавинно размножаются в области *p-n*-перехода вследствие ударной ионизации. Выбором внешнего напряжения и параметров цепи обеспечивается возникновение лавинного пробоя только при световом облучении. Этот процесс приводит к тому, что ток в цепи $I_{общ\ л}$ увеличивается по сравнению с током $I_{общ}$, обусловленным световой генерацией и тепловым током перехода, в $M = I_{общ\ л} / I_{общ}$ раз (M — коэффициент лавинного умножения носителей).

Коэффициент лавинного умножения описывается зависимостью

$$M = \frac{1}{\left(1 - \dfrac{U_{пер}}{U_{проб\ л}}\right)^{b}}, \qquad (3.18)$$

где $U_{пер} = U - I_{общ\ л} R$ — напряжение на переходе; b — коэффициент, зависящий от материала ($b = 3{,}4...4$ для Si *n*-типа, $b = 1{,}5...2$ для Si *p*-типа); $U_{проб\ л}$ — напряжение лавинного пробоя перехода, при котором $M \to \infty$; R — объемное сопротивление *p*- и *n*-областей фотодиода.

Коэффициент лавинного умножения M может достигать от нескольких десятков до десятков тысяч единиц.

Вольт-амперные характеристики лавинного фотодиода показаны на рис. 3.13.

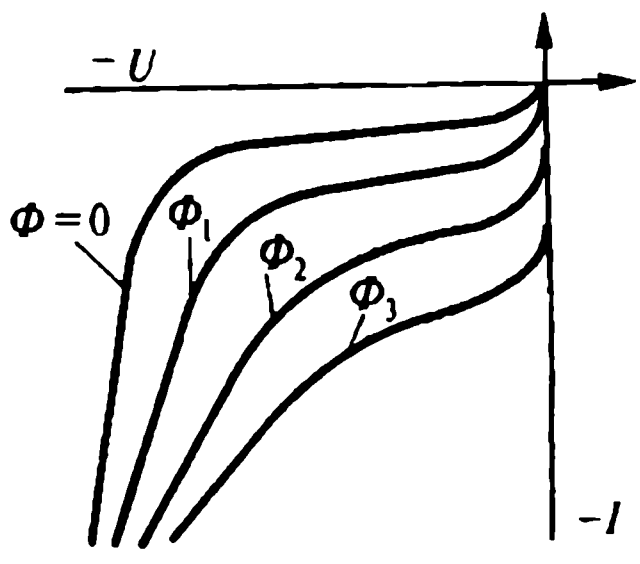


Рис. 3.13. Вольт-амперные характеристики лавинного фотодиода ($\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1$)

Использование лавинного режима позволяет существенно увеличить чувствительность фотодиодов и повысить их быстродействие до $f_{гр} = 10^{11}...10^{12}$ Гц. Лавинные фотодиоды считаются одними из наиболее перспективных элементов оптоэлектроники.

Фототранзисторы. В качестве фотоприемников применяются транзисторные структуры. Простейший фототранзистор (рис. 3.14, *а*) имеет два *p-n*-перехода: эмиттерный и коллекторный. Фототранзистор можно рассматривать как комби-

нацию фотодиода и транзистора. Его характеристики аналогичны характеристикам фотодиода, но соответствующие токи оказываются усиленными, поэтому масштаб по оси токов увеличен в соответствующее число раз (рис. 3.14, *б*).

Напряжения питания на транзистор подают так же, как и на обычный биполярный транзистор, т. е. эмиттерный переход смещают в прямом направлении, а коллекторный — в обратном (рис. 3.14, *в*). Часто применяют включение, когда напряжение прикладывается только между коллектором и эмиттером, а вывод базы остается оторванным (рис. 3.14, *г*). Такое включение называется включением с *плавающей базой* и характерно только для фототранзисторов. При включении с плавающей базой фототранзистор всегда находится в активном режиме, однако при $\Phi = 0$ протекающий через него ток невелик.

Этот темновой ток коллектора транзистора обозначают $I_{тк}^{э}$*.

Конструктивно фототранзистор выполнен так, что световой поток облучает область базы. В результате собственного поглощения энергии в ней генерируются электронно-дырочные пары. Неосновные носители заряда в базе (дырки) диффундируют к коллекторному переходу и перебрасываются электрическим полем перехода в коллектор, увеличивая ток последнего. Этот процесс аналогичен процессу в фотодиоде. Если база разомкнута, то основные носители заряда (электроны), образовавшиеся в результате облучения, не могут покинуть базу и накапливаются в ней. Объемный заряд этих электронов снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода, в результате чего увеличивается диффузи-

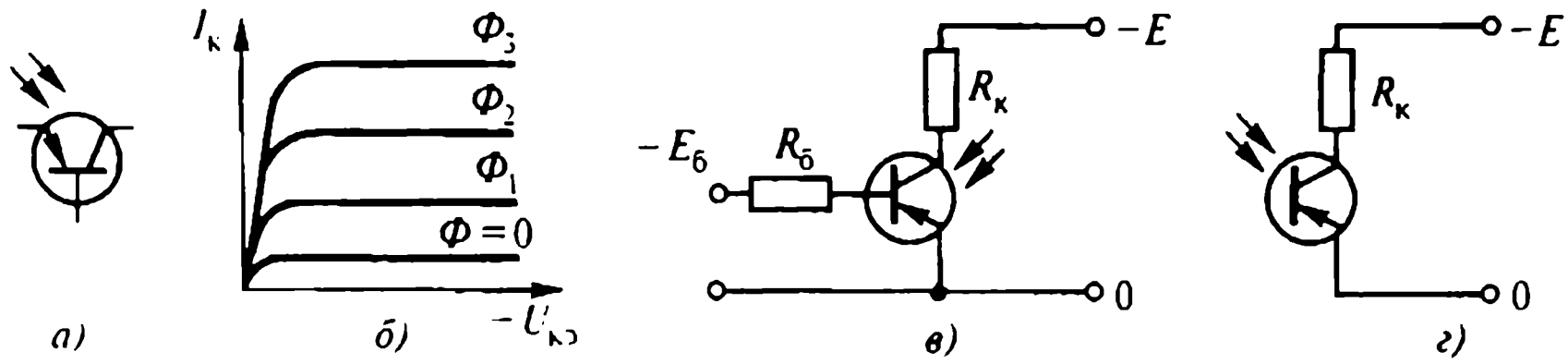


Рис. 3.14. Обозначение фототранзистора (*а*); вольт-амперные (выходные) характеристики (*б*); схемы включения с подключенной базой (*в*) и со свободной базой (*г*)

* Для фототранзисторов принята следующая система обозначений: верхний индекс характеризует схему включения, нижний — электрод, в цепи которого измеряется ток или напряжение. В нашем случае в схеме включения с общим эмиттером (э) в отличие от схемы с общей базой (б) ток измеряется в цепи коллектора (к).

онное движение дырок через эмиттерный переход. Инжектированные дырки, попав в базу, движутся, как и в обычном транзисторе, к коллекторному переходу и, переходя в область коллектора, увеличивают его ток. Таким образом, носители заряда, генерируемые в результате облучения светом, непосредственно участвуют в создании фототока.

Такие же процессы наблюдаются и при подаче тока от внешнего источника в цепь базы. В этом случае темновой ток при $\Phi = 0$ определяется током базы, т. е. появляется дополнительная возможность управлять током фототранзистора. Выбор соответствующего темнового тока обеспечивает оптимальный режим усиления слабых световых сигналов, а также суммирование их с электрическими сигналами.

Уравнение фототранзистора получим, используя уравнение биполярного транзистора, включенного по схеме с ОБ (2.31). Очевидно, что если ток эмиттера задан и через коллекторный переход протекает обратный (темновой) ток $I^{б}_{тк} = I_{КБО}$, то фототок $I^{б}_{фк}$ увеличивает обратный ток. В этом случае уравнение токов фототранзисторов имеет вид

$$I^{б}_{общ\,к} = h_{21б} I^{б}_{э} + I^{б}_{тк} + I^{б}_{фк}. \qquad (3.19)$$

В схеме с ОЭ, по которой обычно включают фототранзистор, задается ток базы $I^{э}_{б} = I^{э}_{э} - I^{э}_{к}$. Тогда уравнение для схемы с общим эмиттером запишется в виде

$$I^{э}_{общ\,к} = h_{21б} (I^{э}_{общ\,б} + I^{э}_{общ\,к}) + I^{б}_{тк} + I^{б}_{фк}. \qquad (3.20)$$

Преобразуя его, получим

$$I^{э}_{общ\,к} = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}} I^{э}_{общ\,б} + \frac{I^{б}_{тк}}{1 - h_{21б}} + \frac{I^{б}_{фк}}{1 - h_{21б}}, \qquad (3.21)$$

или, учитывая, что $h_{21э} = h_{21б} / (1 - h_{21б})$; $(1 + h_{21э}) = 1 / (1 - h_{21б})$; $(1 + h_{21э}) I^{б}_{тк} = I^{э}_{тк}$, перепишем (3.21):

$$I^{э}_{общ\,к} = h_{21э} I^{э}_{общ\,б} + I^{э}_{тк} + (1 + h_{21э}) I^{б}_{фк}. \qquad (3.22)$$

Так как $h_{21э}$ достигает нескольких десятков — сотен единиц, фототок фотодиода $I^{б}_{фк}$ увеличивается в соответствующее число

раз. При включении со свободной базой $I^{э}_{общ\,б} = 0$ уравнение (3.22) примет вид

$$I^{э}_{общ\,к} = I^{э}_{тк} + (1 + h_{21э}) I^{б}_{фк}. \qquad (3.23)$$

Основные характеристики и параметры фототранзисторов

1. Вольт-амперные характеристики напоминают выходные характеристики биполярного транзистора в схеме с ОЭ (рис. 3.14, *б*), только параметром служит не ток базы $I_б$, а световой поток Φ или фототок $I^{б}_{фк}$ (при $I_б = \text{const}$).

2. Энергетические характеристики и спектральные характеристики подобны характеристикам фотодиода.

3. Токовая чувствительность — отношение изменения электрического тока на выходе фототранзистора к изменению «входного» светового потока при холостом ходе на входе и коротком замыкании на выходе:

$$h^{э}_{23} = \left.\frac{dI^{э}_{общ\,к}}{d\Phi}\right|_{I^{э}_{общ\,б} = 0}$$

4. Коэффициент усиления по фототоку $K_{уф} = (1 + h_{21э})$. В промышленных фототранзисторах он достигает значения $(1...6)10^2$ и может быть найден как отношение фототока коллектора фототранзистора со свободной базой к фототоку коллекторного *p-n*-перехода, измеренному в диодном режиме (при отключенном эмиттере) при том же значении светового потока.

5. Ширина полосы пропускания у биполярных фототранзисторов достигает $10^4...10^5$ Гц.

Кроме фототранзисторов *p-n-p-* и *n-p-n*-типов в качестве высокочувствительных фотоприемников можно использовать полевые фототранзисторы. Они имеют высокую фоточувствительность (до нескольких ампер на люмен), широкую полосу пропускания ($10^6...10^8$ Гц), значительную мощность рассеяния. По своим выходным характеристикам они ближе к фоторезисторам, чем к биполярным транзисторам. Полевой фототранзистор выполняется с управляющим *p-n*-переходом и, так же как обычный полевой транзистор, имеет три электрода: исток, сток и затвор (рис. 3.15, *а*). Объем полупроводника между стоком и истоком образует проводящий канал. Затвор отделен от канала *p-n*-переходом, об-

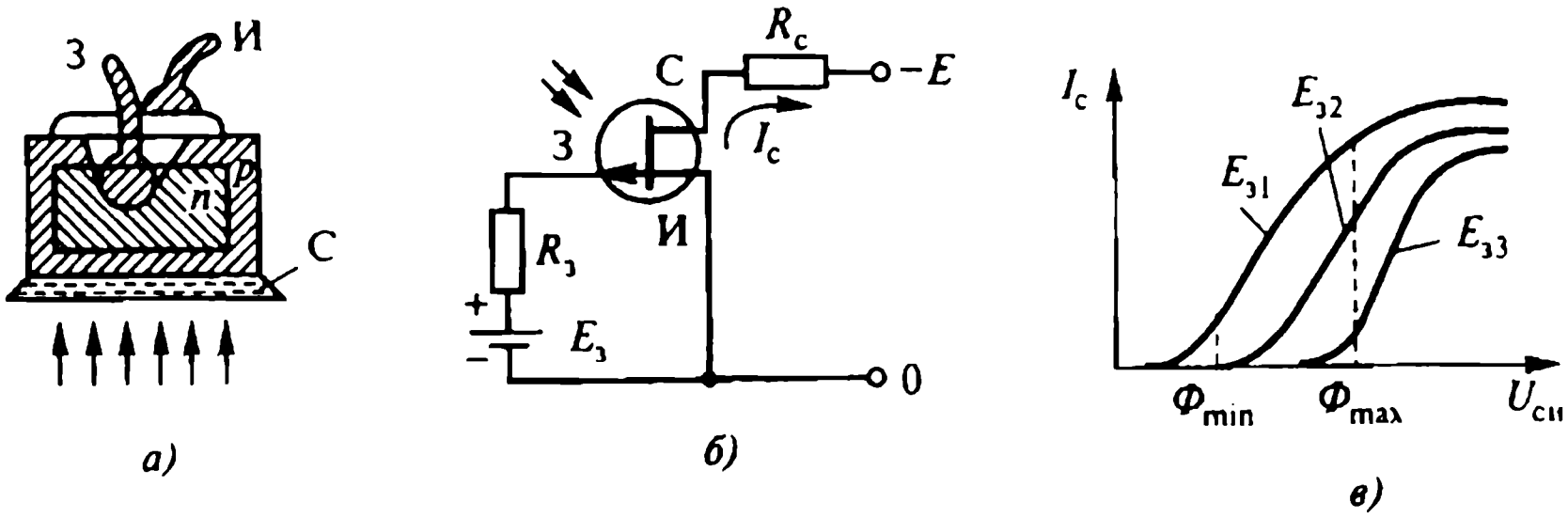


Рис. 3.15. Структура полевого фототранзистора (*а*); его включение в цепь (*б*) и энергетические характеристики (*в*)

ласть объемного заряда которого модулируется потенциалом затвор — исток. Переход затвор — канал можно рассматривать как фотодиод, фототок которого вызывает падение напряжения на резисторе $R_з$ включенном в цепь затвора (рис. 3.15, *б*). При $E_з = \text{const}$ это приводит к модуляции потенциала затвора

$$U_з^и = E_з - I_{фз}^и R_з \qquad (3.24)$$

и соответствующим изменениям сопротивления канала.

Энергетические характеристики полевого фоторезистора показаны на рис. 3.15, *в*. При малом световом потоке $Ф < Ф_{min}$ и $E_з = E_{з1} = \text{const}$ транзистор практически заперт и ток стока близок к нулю. При $Ф > Ф_{min}$ в цепи стока протекает ток, значение которого зависит от светового потока. До $Ф = Ф_{max}$ энергетическая характеристика близка к линейной. При большом световом потоке $Ф >> Ф_{max}$ влияние напряжения затвора на $I_{фз}^и$ становится малым и его изменения почти не влияют на ток стока, который близок к максимальному значению.

Инерционность полевого фототранзистора определяется инерционностью фотодиода в области затвора и временем пролета носителей заряда через канал и оценивается значениями $10^{-6}...10^{-9}$ с. Граничная частота полевых фототранзисторов находится в пределах $10^7—10^8$ Гц.

Фототиристоры. Фототиристоры используются для коммутации световым сигналом электрических сигналов большой мощности. Они представляют собой фотоэлектрические аналоги управляемого тиристора. Одна из возможных конструкций фототиристора и схема его включения показаны на рис. 3.16, *а*, *б*.

Фототиристор имеет четырехслойную *p-n-p-n*-структуру, у которой переходы $П_1$ и $П_3$ смещены в прямом направлении, а коллекторный переход $П_2$ — в обратном. Свет обычно попадает на

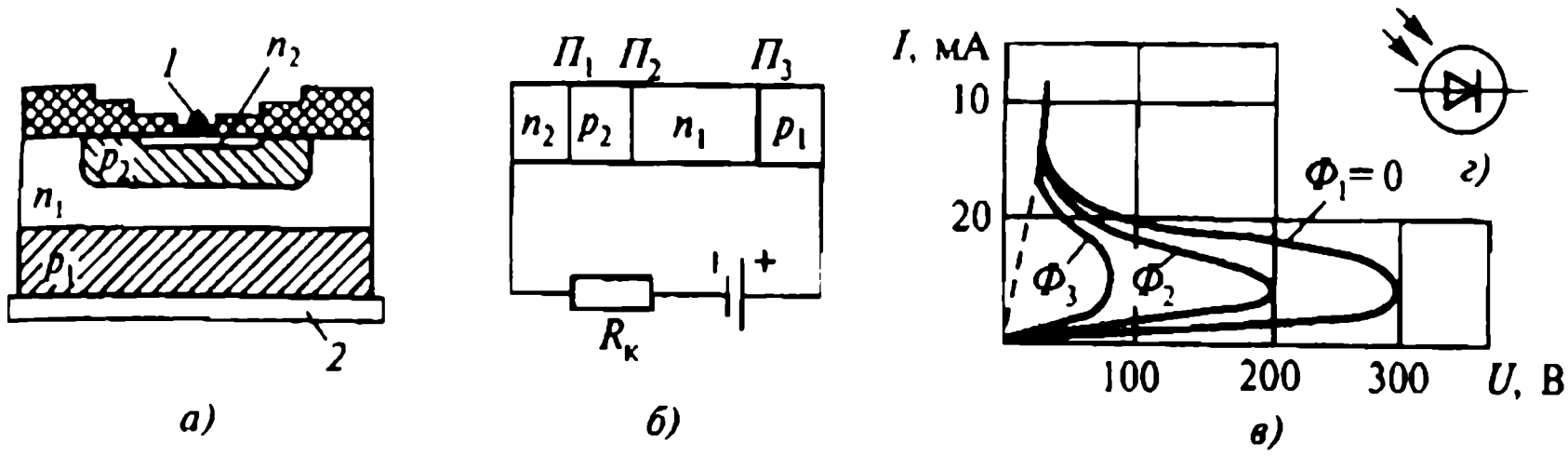


Рис. 3.16. Эпитаксиально-планарная конструкция фототиристора (*а*); схема подключения к нему напряжения (*б*); его вольт-амперная характеристика (*в*) и условное обозначение (*г*): *1* — катод; *2* — анод

обе базы тиристора — слои p_2 и n_1. При этом с ростом освещенности возрастают эмиттерные токи, что приводит к увеличению коэффициентов α. Другими словами, основное отличие фототиристоров от обычных тиристоров заключается в том, что в фототиристорах коэффициенты передачи тока α, хотя и косвенно, являются функцией освещенности. Вольт-амперная характеристика типового фототиристора имеет вид, показанный на рис. 3.16, *в*. Сопротивление фототиристора изменяется от 10^8 Ом (в запертом) до 10^{-1} Ом в открытом состоянии. Время переключения тиристоров лежит в пределах $10^{-5}...10^{-6}$ с.

Таким образом, фототиристоры позволяют с помощью светового луча управлять значительными мощностями.

Многоэлементные фотоприемники. Многоэлементные фотоприемники предназначены для преобразования распределенного по поверхности оптического сигнала (изображения) в электрические сигналы. Их выполняют либо в виде *линейки* фотоприемников (строчных), в которой фоточувствительные элементы расположены на одной линии с малыми и, как правило, равными расстояниями между элементами, либо в виде *светочувствительных матриц*, в которых фоточувствительные элементы расположены в местах «пересечения» ортогональных токопроводящих электропроводных полосок, расстояние между которыми чрезвычайно мало. Так как светочувствительные линейки являются частным и простейшим случаем матричных фотоприемников, будем рассматривать только вторую группу преобразователей изображения.

Укрупненно матричные фотоприемники состоят из двух групп взаимно перпендикулярных электродов, фоточувствительных элементов, расположенных в местах пересечения электродов и электрически соединенных с ними, а также электронных схем управления. В состав схем управления входят электронные ключи и генераторы разверток, обеспечивающие последовательный опрос

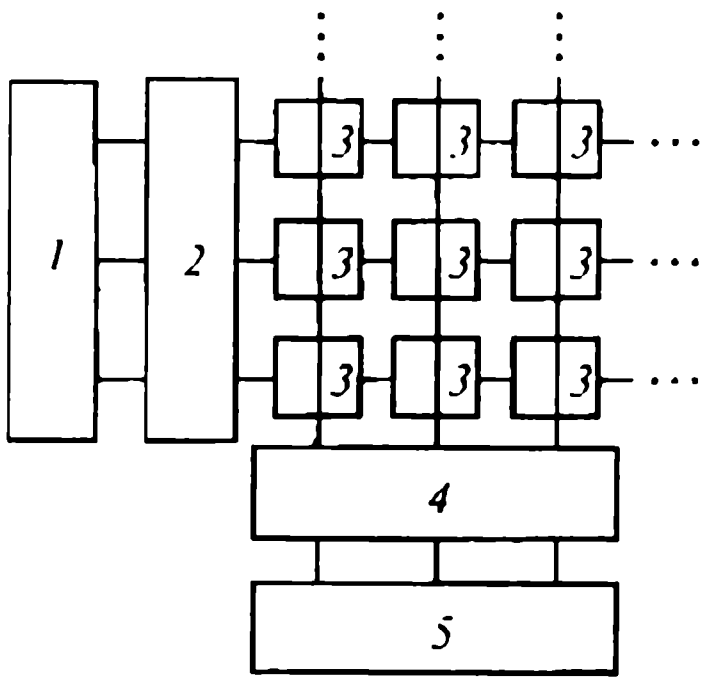


Рис. 3.17. Упрощенная структура матричного фотоприемника:

1 — генератор вертикальной развертки; *2*, *4* — цепи получения сигнала; *3* — фоточувствительные элементы; *5* — генератор горизонтальной развертки

всех фоточувствительных элементов (рис. 3.17). Схемы управления выполнены так, что в каждый момент времени к цепям получения сигнала подключен лишь один элемент матрицы. При поочередном подведении электрических импульсов к горизонтальной и вертикальной шинам опрашиваются все фоточувствительные элементы. В итоге получается полная информация о распределении светового потока по поверхности светочувствительной матрицы. Ввиду большого количества фоточувствительных элементов, электронных ключей и соединяющих их цепей выполнение матричных фотоприемников целесообразно только при использовании интегральной технологии.

В качестве фоточувствительных элементов матрицы используются фотослои, выполняющие функции фоторезисторов, фотодиодов, фототранзисторов, полевых фототранзисторов, фотоприборов с зарядовой связью (ПЗС). Поясним только принцип действия фотодиодного матричного фотоприемника, приведенного на рис. 3.18. На нем показаны две вертикальные шины, подключаемые ключами *Кл2*, *Кл3*, и одна горизонтальная, подключаемая ключом *Кл1*. Каждая вертикальная шина соединена с горизонтальной с помощью фотодиода, у которого имеется барьерная емкость *С*, показанная пунктиром. При замыкании ключей *Кл1* и *Кл2* барьерная емкость фотодиода заряжается до напряжения источника питания *Е*. Длительность и частота включения ключей зависят от количества элементов в матрице и частот генераторов горизонтальной и вертикальной разверток. В моменты, когда фотодиод отключен от цепи вследствие того, что разомкнут ключ вертикальной или горизонтальной шин или оба вместе, емкость разряжается через фотодиод, причем ток разрядки зависит от освещенности последнего.

За фиксированные промежутки времени между моментами подключения фотодиодов к шинам заряды на емкостях различны и определяются освещенностью соответствующих фотодиодов. При очередном подключении фотодиода к шинам ток зарядки емкости зависит от значения остаточного заряда на ней. Чем ярче освещен фотодиод, тем сильнее разрядится емкость, будет меньше ее напряжение и больше ток зарядки.

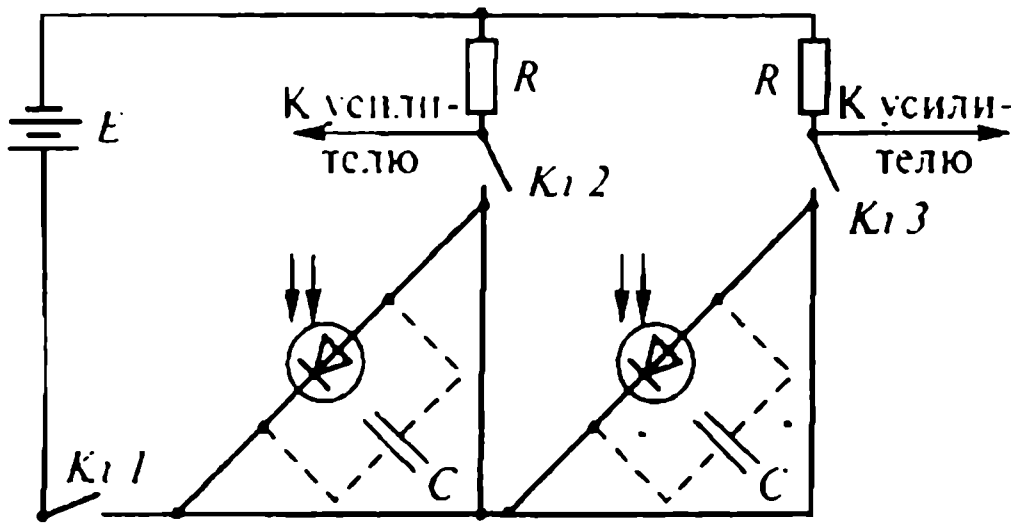


Рис. 3.18. Упрощенная схема подключения фоточувствительных элементов в матричном фотоприемнике

Падение напряжения на резисторах *R* определяется током зарядки емкостей, т.е. освещенностью соответствующих фотодиодов. Включая поочередно ключи *Кл2*, *Кл3* при замкнутом ключе *Кл1*, получают электрические сигналы, пропорциональные освещенности фотодиодов данной строки. Включив ключ следующей строки, разомкнув ключ *Кл1* и повторив включение ключей *Кл2*, *Кл3*, получим электрические сигналы, характеризующие освещенность фотодиодов следующей строки, и т. д.

Таким образом, яркостный рельеф светового изображения преобразуется в сдвинутые во времени электрические сигналы, значения которых пропорциональны освещенности соответствующего фоточувствительного элемента. Очевидно, что аналогичные результаты будут получены в том случае, если с низкой частотой включать ключи вертикальных, а с большой — горизонтальных шин.

Генераторы вертикальной и горизонтальной разверток должны иметь существенно различные частоты, при которых обеспечивается уверенный опрос всех фоточувствительных элементов. Частоту выборки информации обычно берут порядка 10...20 Гц, а частоту считывания строк — 10...15 кГц. Время «прочтения» одной «страницы» составляет десятые доли — несколько секунд. Шаг между центрами фоточувствительных элементов может достигать 5...15 мкм.

Многоэлементные фотоприемники применяют при создании технического зрения, систем автоматического контроля размеров, при определении положения в пространстве и качества обработки и пр.

Существуют и другие типы фотоприемников, используемых в оптоэлектронике. Однако принцип работы большинства из них такой же, так как в основе их работы лежит или изменение электропроводности материала при его освещении, или фотоэффект в *p-n*-переходах.

Фотоприемники с внешним фотоэффектом. В оптоэлектронике они широко не применяются, за исключением случаев, когда требуется получить максимальные быстродействие и чувствительность. Для решения этих задач, как правило, применяют фотоумножители. Они представляют собой вакуумный прибор, в котором имеются фотокатод, анод и группа электродов, называемых *анодами вторичной эмиссии*, которые расположены последовательно.

Аноды вторичной эмиссии характеризуются тем, что один упавший на них электрон выбивает несколько (4...10) вторичных электронов.

При освещении фотокатода *1* (рис. 3.19, *а*) из него выбиваются электроны (*внешний фотоэффект*). Они с ускорением летят к первому аноду вторичной эмиссии, на котором относительно катода имеется положительный потенциал. Ударяясь в него, электроны выбивают несколько вторичных электронов, которые летят ко второму аноду вторичной эмиссии, имеющему более высокий положительный потенциал. Падая на него, каждый электрон выбивает несколько вторичных электронов (рис. 3.19, *б*). Так как каждый последующий анод вторичной эмиссии имеет более высокий потенциал, чем предыдущий, количество электронов, летящих к аноду, непрерывно увеличивается и ток анода становится во много раз больше тока катода. Коэффициент такого своеобразного усиления может достигать $10^4...10^8$. Напряжение питания фотоумножителей E берется большим (порядка 1400...1700 В). Требуемое электрическое поле обеспечивается с помощью резистивного делителя напряжения (рис. 3.19, *а*). Темновой ток $5 \cdot 10^{-9}$ А. Число анодов вторичной эмиссии 10...12. Чувствительность катода 25...100 мкА/лм, чувствительность анода 10...2000 А/лм.

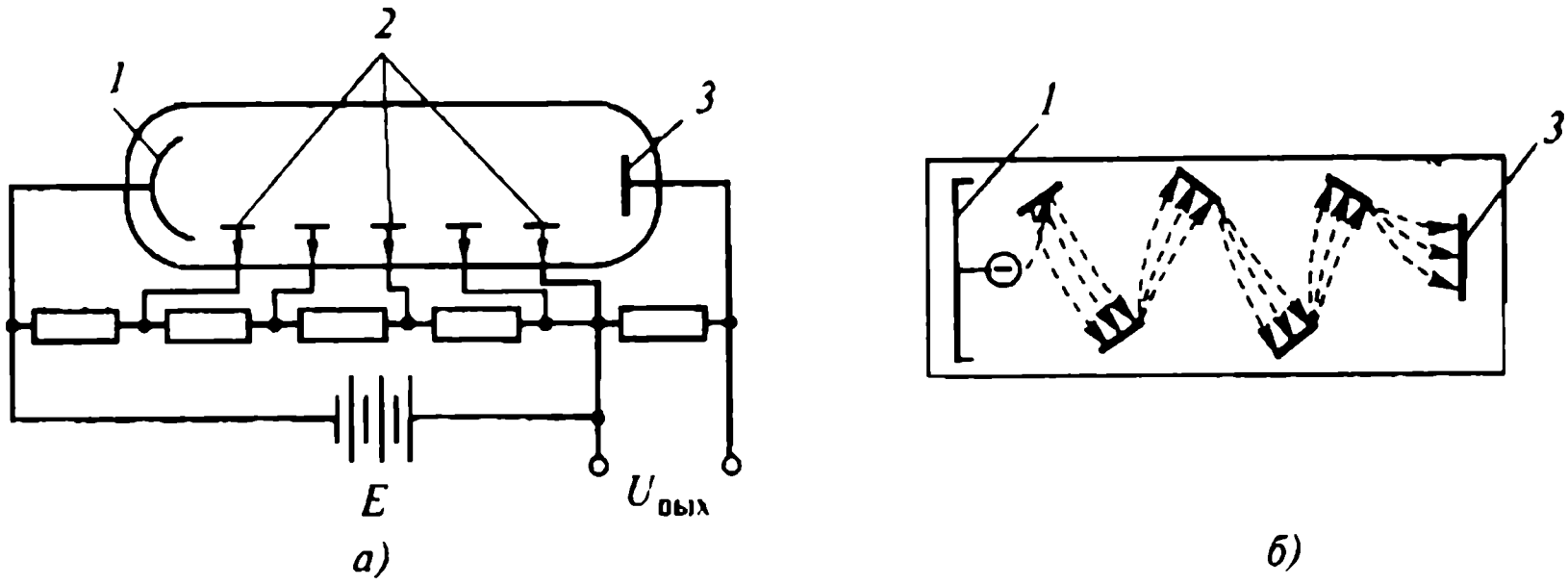


Рис. 3.19. Включение фотоумножителя с пятью анодами вторичной эмиссии (*а*), расположение электродов в фотоумножителе (*б*):
1 — фотокатод; *2* — аноды вторичной эмиссии; *3* — анод

§ 3.4. СВЕТОВОДЫ И ПРОСТЕЙШИЕ ОПТРОНЫ

Между источником излучения и фотоприемником имеется проводящая среда, которая выполняет функции *световода*. Чтобы уменьшить потери на отражение от границы раздела светоизлучателя и световода, последний должен обладать большим коэффициентом преломления, так как соответствующий коэффициент преломления материалов, служащих источниками света, обычно велик, например для GaAs $n = 3{,}6$. Среды с большим коэффициентом преломления называются *иммерсионными*. Иммерсионное вещество должно иметь высокий коэффициент преломления, быть прозрачным в рабочей области спектра, хорошо согласовываться по коэффициентам расширения с материалами фотопреобразователей и т.п.

Перспективными считаются свинцовые ($n = 1{,}7...1{,}9$) и селеновые стекла ($n = 2{,}4...2{,}6$).

На рис. 3.20, *а* показан один из простейших оптронов с иммерсионным световодом.

В оптоэлектронике применяется также волоконная оптика, которая во многих случаях имеет и самостоятельное значение. Работа элементов волоконной оптики основана на том, что свет передается по отдельному тонкому волокну, не выходя за его пределы вследствие полного внутреннего отражения. Собранные в один жгут волокна передают световые лучи независимо друг от друга.

Световод волоконной оптики не зависит от его формы, состоит из сердечника *6* и отражающего покрытия *7* (рис. 3.20, *б*, *в*). Коэф-

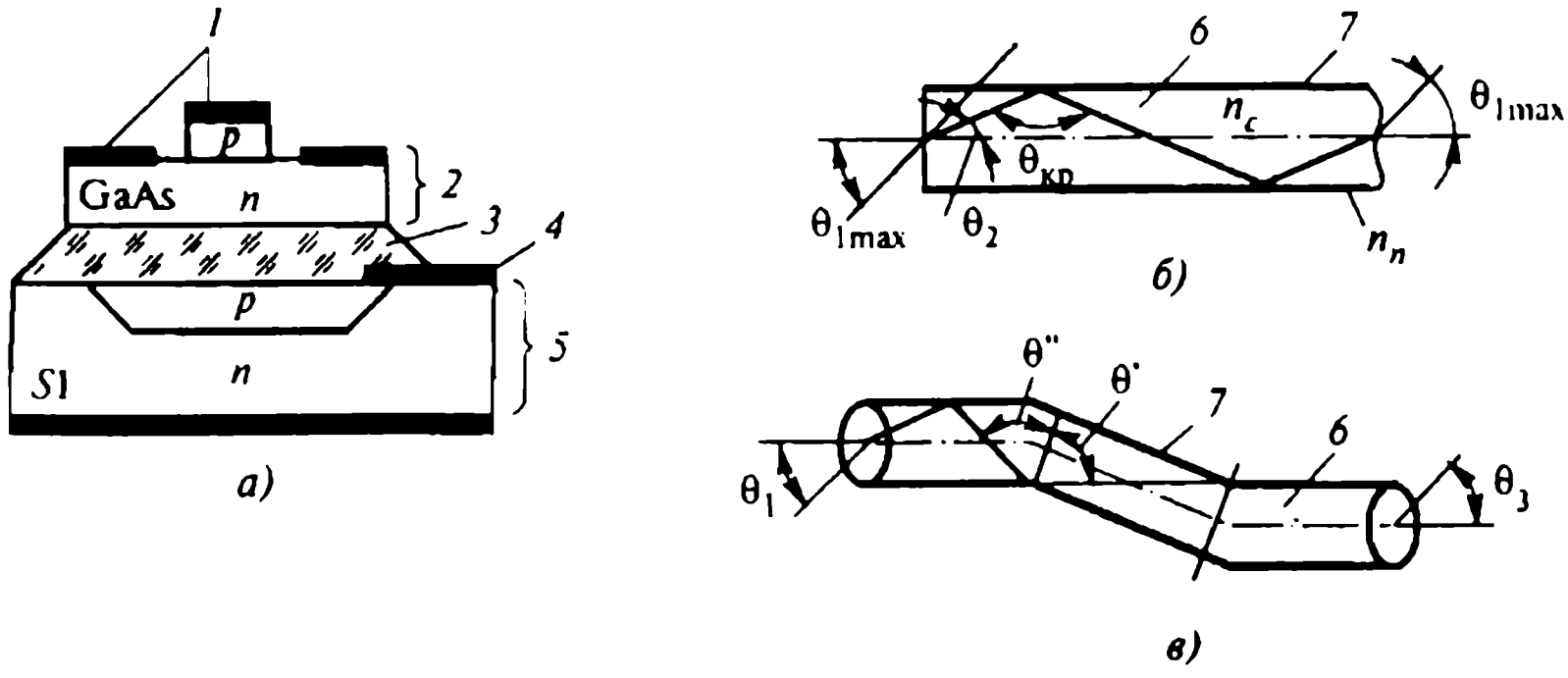


Рис. 3.20. Конструкция простейшего оптрона (*а*); распространение света по световоду (*б*, *в*):

1 — омические контакты; *2* — источник света; *3* — световод из селенового стекла; *4* — контакт со слоем *p*; *5* — фотоприемник; *6* — сердечник; *7* — отражающее покрытие

фициент преломления покрытия $n_п$ меньше коэффициента преломления сердечника $n_с$. В таком волокне малого диаметра свет проходит, не выходя за поверхность волокна, если угол изгиба меньше 90° и угол, под которым свет попадает в световод, меньше $\theta_{1\ max}$.

Максимальный угол отклонения от оси, при котором еще имеет место полное внутреннее отражение, определяют из уравнения

$$\sin\theta_{1\,max} = \sqrt{n_с^2 - n_п^2} = A_0.$$

Коэффициент A_0 называется *числовой апертурой световода*. Волокно можно рассматривать как диэлектрический световод. Распространяясь вдоль волокна, световой луч претерпевает многократные отражения. В результате эффективность светопередачи зависит от качества изготовления волокон, объемных неоднородностей и неровностей поверхностей волокон, а также от коэффициента поглощения материала.

Лучи, падающие на торец под углом $\varphi > \theta_{1\ max}$ (внеапертурные лучи), при взаимодействии с покрытием частично отражаются, а частично уходят из световода. После многих встреч с границей «светопроводящая жила — покрытие» они полностью рассеиваются.

Следует отметить, что каждое волокно передает информацию только о значении суммарного светового потока, попавшего на его входной торец, так как в результате многократных отражений на выходном торце будет равномерная освещенность, пропорциональная общей интенсивности света, падающей на входной торец. Световоды вносят некоторое запаздывание в передачу сигнала, которое мало и на длине 1 м составляет $10^{-9}...10^{-10}$ с.

Лучи распространяются вдоль волокна и в том случае, если уменьшение показателя преломления происходит не ступенчато, а плавно от центра к краю (обычно по параболическому закону). В таких волокнах из-за наблюдающейся рефракции волн (преломления) лучи самофокусируются вдоль оси, так как любой отрезок волокна действует как короткофокусная линза. Подобные световоды называются *градиентными* или *селфоками*.

Показатели преломления света зависят от длины волны, что обусловлено различием скоростей распространения волн различных типов (мод). Поэтому если на торец световода воздействовать световым импульсом немонохроматического излучения, то на выходе будет наблюдаться «размытие» сигнала и увеличение его длительности. Значения этих параметров определяются шириной спектра светового излучения и параметрами волокна. Поэтому иногда различают одномодовые и многомодовые световоды. *Одномодовые* волокна предназначены для передачи волн одной частоты

(монохроматических) и дают большие искажения сигнала в многомодовом режиме. Диаметр их обычно от нескольких до десятков микрометров. *Многомодовые* волокна позволяют без существенных искажений передавать немонохроматические световые сигналы. При этом увеличение их длительности и «размытие» сравнительно невелики, особенно в селфоках, и могут достигать $10^{-9}...10^{-10}$ с/км. Диаметр волокон, предназначенных для передачи многомодовых сигналов, обычно больше, чем у одномодовых.

В зависимости от состава стекла удельное электрическое сопротивление световода можно изменять от 10^{14} до 10^{20} Ом·см. Это позволяет применять световод для передачи электрического сигнала. В ряде случаев поверхность волокна дополнительно металлизируют.

Материалами для волоконных световодов, в том числе и для покрытия, служат различные стекла, как органические, так и неорганические. Длина световода может быть любой и ограничена лишь ослаблением в нем светового потока, оцениваемого затуханием светового сигнала B, которое обычно имеет размерность дБ/км:

$$B = \frac{1}{l} 10 \lg \frac{P_{вх}}{P_{вых}},$$

где l — длина световода, км; $P_{вх}$, $P_{вых}$ — мощности входного и выходного сигналов.

Иногда прохождение света оценивают с помощью светопропускания b, выражаемого в %/м. В высококачественных волокнах затухание составляет 0,5...4 дБ/км (при $\lambda \approx 0{,}82$ и 1,06 мкм). Светопропускание в не очень прозрачных волокнах 10...30%/м.

Для интегральных оптоэлектронных микросхем считаются перспективными пленочные световоды. Они выполняются на стеклянной подложке в виде пленочных полосок стекла толщиной 0,5 мкм и шириной 1...3 мкм, имеющих повышенный коэффициент преломления. Больший, чем в подложке, коэффициент преломления позволяет удерживать световой луч в пределах световода благодаря полному внутреннему отражению на границах подложки. Подобный световод можно легко изготовить с помощью метода фотолитографии. В стеклянной подложке вытравливают канавку требуемой конфигурации, в которую методом напыления или эпитаксиального наращивания наносят стеклянную пленку с необходимыми свойствами. После этого сверху наносят основной материал подложки.

Изготовляют пленочные световоды также методом *ионного обмена*. Сущность его сводится к тому, что участки плавленого

кварца облучают ионами высокой энергии. Вследствие захвата ионов, а также структурных смещений и химических взаимодействий в соответствующих областях исходного материала создаются зоны с более высоким показателем преломления.

В простейших оптронах, выпускаемых промышленностью, обычно применяют прямую оптическую связь. В некоторых случаях к оптической связи добавляется электрическая. Тогда говорят об *электрооптической связи* между источником излучения и фотоприемниками.

В интегральных оптоэлектронных схемах в качестве источников излучения широко применяются инжекционные светодиоды, что позволяет обеспечить достаточно высокое быстродействие оптронов.

Обозначение диодного оптрона и его возможная структура показаны на рис. 3.21, *а*, *б*. Источником света служит светодиод из арсенида галлия, а фотоприемником — кремниевый фотодиод. Оптрон используется в качестве ключа и может коммутировать ток с частотой $10^6...10^7$ Гц. Темновое сопротивление в закрытом состоянии — $10^8...10^{10}$ Ом, в открытом — порядка сотен ом — нескольких килоом. Сопротивление между входной и выходной цепями — $10^{13}...10^{15}$ Ом. Таким образом, диодный оптрон позволяет практически полностью гальванически развязать между собой входную и выходную цепи и обеспечивает хорошие характеристики переключения. Так как в структуре оптрона предусмотрен

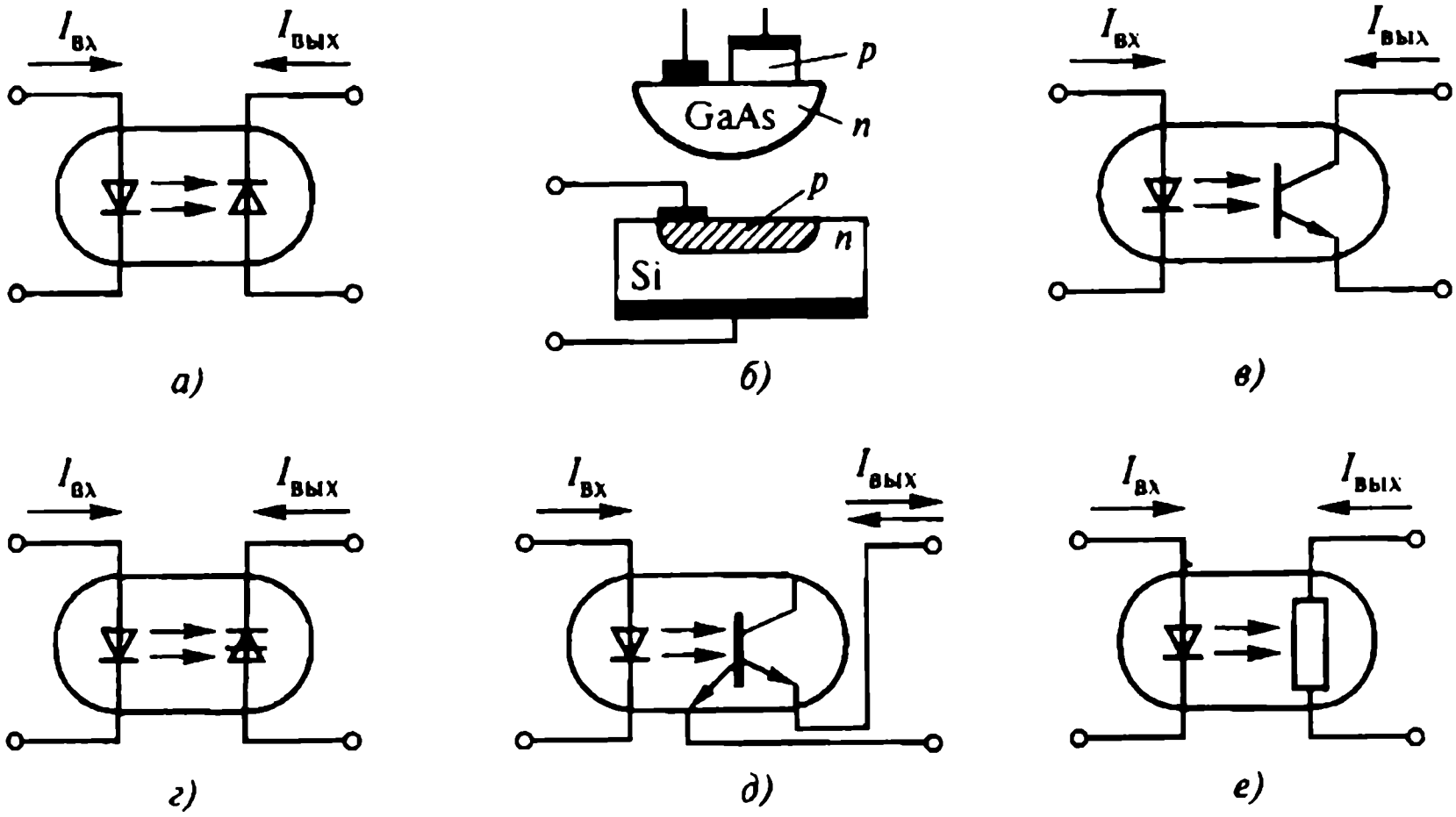


Рис. 3.21. Простейшие оптроны: диодный (*а*) и его структура (*б*); транзисторный (*в*); тиристорный (*г*); с двухэмиттерным фототранзистором (*д*); с фоторезистором (*е*)

воздушный зазор между источником излучения и фотоприемником, для минимизации потерь за счет внутреннего отражения на границе сред с разными коэффициентами преломления ($n = 1$ для воздуха; $n = 3{,}6$ для GaAs) источник света делают сферической формы.

Транзисторные оптроны (рис. 3.21, *в*) благодаря большей чувствительности фотоприемника экономичнее диодных. Однако быстродействие их меньше, максимальная частота коммутации обычно не превышает 10^5 Гц. Так же как и диодные, транзисторные оптроны имеют малое сопротивление в открытом состоянии и большое в закрытом и обеспечивают полную гальваническую развязку входных и выходных цепей.

Если в фототранзисторе имеется два эмиттера с внешними выводами (рис. 3.21, *д*), то получится ключевая цепь, позволяющая коммутировать малые измерительные сигналы как постоянного, так и переменного токов. Фототранзистор в этом случае представляет компенсированный ключ. От обычного компенсированного ключа на биполярных транзисторах (транзисторного прерывателя) он отличается только способом управления и имеет симметричную выходную вольт-амперную характеристику (рис. 3.22, *а*).

Во включенном состоянии остаточное напряжение на фототранзисторе (напряжение между выводами выходной цепи при $I_{вых} = 0$) достаточно мало и составляет сотни микровольт — несколько десятков милливольт при динамическом сопротивлении в несколько десятков ом. В выключенном состоянии сопротивление фототранзистора велико — более $10^6...10^8$ Ом. Эти оптроны позволяют исключить в схемах громоздкие навесные трансформаторы, неизбежные при использовании транзисторных прерывателей на обычных биполярных транзисторах.

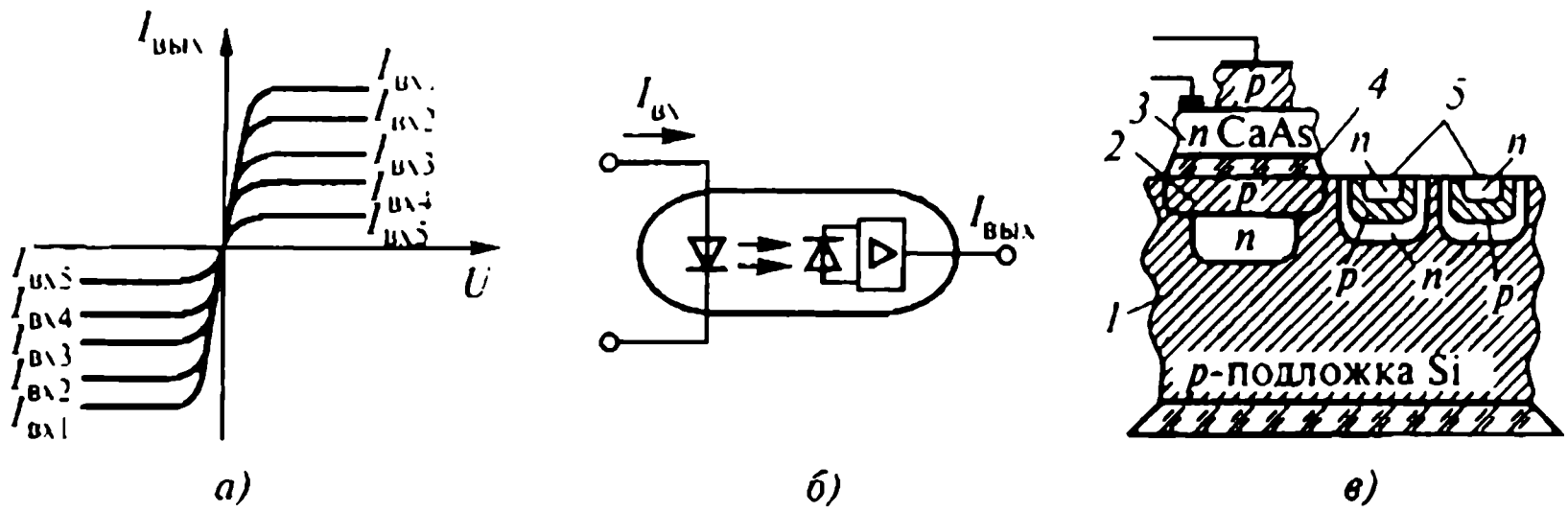


Рис. 3.22. Выходная характеристика двухэмиттерного транзисторного оптрона (*а*); диодный оптрон с усилителем (*б*) и его структура (*в*):

1 — фотодиод; *2* — оптически прозрачный экран; *3* — светодиод; *4* — световод; *5* — транзисторы *n-p-n*-типа

Замена фототранзистора на кремниевый фототиристор (см. рис. 3.21, *г*) позволяет увеличить импульс выходного тока до 5 А и более. При этом время включения менее 10^{-5} с, а входной ток включения не превышает 10 мА. Такие оптроны позволяют непосредственно управлять сильноточными устройствами различного назначения.

Диодные, транзисторные и тиристорные оптроны в основном используют в ключевых режимах в качестве быстродействующих высокоэффективных ключей различного функционального назначения. Аналоговые оптроны реализуют на основе фоторезисторов (см. рис. 3.21, *е*) и применяют для различного рода бесконтактных регулировок в цепях автоматического управления. В цепях точного преобразования сигналов их использование ограничено из-за невысокой временной стабильности и зависимости характеристик преобразования от температуры. В качестве излучателей используют или светодиоды (часто на основе фосфида галлия GaP), или электролюминесцентные конденсаторы. Роль фотоприемников выполняют обычно пленочные фоторезисторы.

Темновое сопротивление резисторных оптронов может достигать $10^7...10^9$ Ом. При освещении сопротивление снижается до нескольких сотен ом — нескольких килоом. Быстродействие их невелико, а максимальная рабочая частота без принятия специальных мер повышения быстродействия ограничена несколькими килогерцами.

Резисторные оптроны успешно используют и в ключевом режиме. При этом по сравнению с оптронами других типов они имеют более широкий динамический диапазон входных сигналов и меньшие значения темновых токов. Однако по быстродействию они существенно уступают диодным оптронам.

Устойчивой тенденцией в создании оптоэлектронных устройств является выполнение оптронов и электронных преобразователей на одной подложке (рис. 3.22, *б*, *в*). Это позволяет уменьшить размеры преобразователей, снизить их стоимость, повысить надежность и улучшить характеристики преобразования. Роль фотодиода *1* в оптоэлектронном импульсном усилителе играют подложка *p*- и *n*-область, полученная диффузионным путем в одном технологическом цикле с коллекторами транзисторов *p*-*n*-электронного усилителя *5*. Светодиод *3* выполнен плоским и связан с фотоприемником световодом из селенового стекла *4*. Для устранения электрической емкости между излучателем и фотоприемником введен оптически прозрачный слой *p* (*2*), изготовленный диффузионным путем и электрически соединенный с подложкой. Он выполняет роль электростатического экрана и снижает емкость до 4...5 пФ. Весь усилитель представляет собой твердотельный блок, вход и выход которого гальванически развязаны между собой.

§ 3.5. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О КОМПОНЕНТАХ УСТРОЙСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Устройства отображения информации применяются в системах, где информацию требуется представить в форме, удобной для визуального восприятия. Их основными компонентами являются приборы, обеспечивающие преобразование электрических сигналов в пространственное распределение яркости излучения или в распределение степени пропускания или поглощения светового излучения. С помощью этих приборов из электрических сигналов получают видимое изображение букв различных алфавитов, цифр, геометрических фигур, в том числе и объемных, различных знаков, сплошных или дискретных полос, длина которых однозначно зависит от значения входного сигнала, мнемосхем и пр.

Преобразовательные приборы данной группы создаются на основе *активных* излучающих компонентов: электронно-лучевых трубок; электролюминесцентных, газонаполненных или накаливаемых источников излучения, в которых излучающие элементы выполнены в виде фигур или сегментов или образуют управляемое матричное поле, а также *пассивных* компонентов, модулирующих световой поток: жидкокристаллических, в которых пропускание или отражение света различными участками поверхности зависит от значения электрического поля; электрохромных, в которых цвет вещества зависит от значения электрического поля; электрофоретических, в которых под действием электрического поля перемещаются заряженные пигментные частицы, имеющие определенный цвет.

Наиболее часто применяют так называемые *знакосинтезирующие индикаторы* (ЗСИ), в которых изображения получают с помощью мозаики из независимо управляемых преобразователей «электрический сигнал — свет», и *электроннолучевые трубки* (ЭЛТ), на экране которых при соответствующем формировании управляющих сигналов можно получить любые знаки и графические объемные изображения.

Устройства отображения информации, которые устанавливают на выходе информационных систем, например ЭВМ, обеспечивающие визуальное отображение информации и связь человека с машиной, называют *дисплеями*.

В качестве дисплеев наиболее часто используют электронно-лучевые трубки, но в ряде случаев применяют и знакосинтезирующие индикаторы.

По виду отображаемой информации ЗСИ делятся на: *единичные* — для отображения информации в виде простой геометрической фигуры (точки, запятой, круга, квадрата и др.); *цифровые* — для ото-

бражения информации в виде цифр; *буквенно-цифровые* — для отображения информации в виде букв и цифр, включая и специальные математические символы; *шкальные* — для отображения в дискретной или аналоговой форме информации в виде уровней или значений величин; *мнемонические* — для отображения информации в виде мнемосхемы или их частей; *графические* — для отображения сложной информации в виде графиков, специальных знаков, символов, букв и цифр.

По виду элементов, обеспечивающих отображение информации, и способам формирования информационного поля ЗСИ делят на *сегментные,* элементы отображения в которых выполнены в форме сегментов, и *матричные,* в которых элементы отображения имеют форму квадратов, кругов, прямоугольников, сгруппированных и управляемых по строкам и столбцам.

По виду питающего напряжения ЗСИ подразделяют на постоянного тока, переменного и импульсного токов. Ряд ЗСИ функционирует при подаче тока (напряжения) любой формы. В зависимости от значения питающего напряжения различают: низковольтные ($U < 5$ В); средневольтные (постоянное и переменное напряжения питания $U < 30$ В, импульсное $U < 70$ В); высоковольтные (переменные и постоянное $U > 30$ В, импульсное $U > 70$ В).

Условное обозначение ЗСИ содержит в своем составе букву И — первый элемент, показывающий на принадлежность к группе ЗСИ; второй — буква, характеризующая принцип действия (Н — накаливаемый; Л — вакуумный люминесцентный; Г — газоразрядный; Ж — жидкокристаллический; П — полупроводниковый; Э — электролюминесцентный); третий — буква, указывающая на вид отображаемой информации (Д — единичный знак; Ц — цифра; В — буквенно-цифровой; Т — шкальный; М — мнемонический; Г — графический); четвертый — число, обозначающее порядковый номер разработки: при отсутствии встроенного управления выбирается из ряда 1...69; со встроенным управлением — из ряда 70...99; пятый — для единичных индикаторов буква, указывающая на цвет свечения, которая пишется через дефис (К — красный, Л — зеленый, С — синий, Ж — желтый, Р — оранжевый, Г — голубой), например ИЭД 1-Л; для полупроводниковых ЗСИ это буква, указывающая на группу по значению параметров (от А до Я); у ряда компонентов этот элемент обозначения может отсутствовать; шестой (пятый) для сегментных ЗСИ приводится в виде дроби двух чисел. В числителе указывается число разрядов, в знаменателе — число сегментов в разряде. Если знаки получают с помощью матричных элементов, сгруппированных в определенных местах (с фиксированным знакоместом), то в знаменателе стоит произведение, обозначенное

знаком «×», числа элементов в строке и в столбце. В матричных ЗСИ без фиксированных знакомест (преобразователи сигнала света расположены равномерно по полю на пересечении строк и столбцов) в обозначении указывается произведение числа элементов в строке на число элементов в столбце, например 8×8.

Примеры обозначений: ИЭД 1-Л — ЗСИ — электролюминесцентный, единичный, без встроенного управления, номер разработки — 1, зеленого цвета свечения; ИПЦ 70А-1/7 — ЗСИ — полупроводниковый, цифровой, со встроенным управлением, номер разработки — 70, группа по значению параметров А, одноразрядный, семисегментный; ИЛВ 1-18/5×7 — ЗСИ — вакуумный, люминесцентный, буквенно-цифровой, без встроенного управления, номер разработки — 1, восемнадцатиразрядный, каждый разряд матричный, число строк — 5, столбцов — 7; ИГГ 1-32×32 — ЗСИ — газоразрядный, графический, без встроенного управления, номер разработки — 1, число строк и столбцов 32.

К числу основных параметров ЗСИ, определяющих качество отображения и восприятия информации, относят: яркость; равномерность яркости на протяженной светоизлучающей поверхности или на разных излучающих элементах; яркостный контраст; спектр излучения или его количественные характеристики, помехоустойчивость.

§ 3.6. ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Жидкокристаллические индикаторы относятся к числу пассивных приборов. В основу их работы положено свойство некоторых веществ изменять свои оптические показатели (коэффициенты поглощения, отражения, рассеивания, показатель преломления, спектральное отражение или пропускание, оптическую анизотропию, оптическую разность хода, оптическую активность) под влиянием внешнего электрического поля. Вследствие модуляции падающего света изменяется цвет участка, к которому приложено электрическое поле, и на поверхности вещества появляется рисунок требуемой конфигурации.

В качестве веществ, имеющих подобные свойства, используют жидкие кристаллы. *Жидкокристаллическим* (мезаморфным) называется термодинамически устойчивое состояние, при котором вещество сохраняет *анизотропию физических свойств*, присущую твердым кристаллам, и *текучесть*, характерную для жидкостей. Это состояние имеют некоторые производные бензола, дифенила, стероидов, гетероциклических и других сложных соединений. Характерной особенностью жидкокристаллических фаз является

то, что молекулы вещества имеют сравнительно большую длину и относительно малую ширину. Они относятся к числу диэлектриков и имеют удельное сопротивление $10^6...10^{10}$ Ом·см.

Различают три основных типа жидких кристаллов (ЖК): смектические, нематические, холестерические.

В *смектических* ЖК молекулы расположены параллельно своим длинным осям и образуют слои равной толщины, лежащие на равном расстоянии друг над другом (рис. 3.23, *а*). Текучесть обеспечивается за счет взаимного скольжения слоев.

В *нематических* ЖК оси молекул также параллельны, но они не образуют слоев и размещены хаотично (рис. 3.23, *б*). В них наблюдается скольжение вдоль длинных осей. На разных участках ориентация молекул различна и ЖК состоит из небольших областей, различающихся направлением ориентации осей. Из-за этой неупорядоченности наблюдаются оптическая неоднородность среды и сильное рассеивание света. Поэтому нематический ЖК мутный для проходящего и отраженного света. Однако с помощью внешних сил (электрического или магнитного поля) можно добиться оптической однородности среды и полного ее просветления.

В *холестерических* ЖК молекулы расположены слоями, как в смектических, однако их длинные оси параллельны плоскостям слоев, а направление их преимущественной ориентации (называемое *директором*) монотонно меняется от слоя к слою, поворачиваясь на некоторый угол (рис. 3.23, *в*). Распределение молекул имеет спиральный характер. Данные ЖК имеют большой показатель вращения плоскости поляризации. Под воздействием внешних сил шаг спирали меняется и соответственно изменяется окраска вещества, освещенного белым светом.

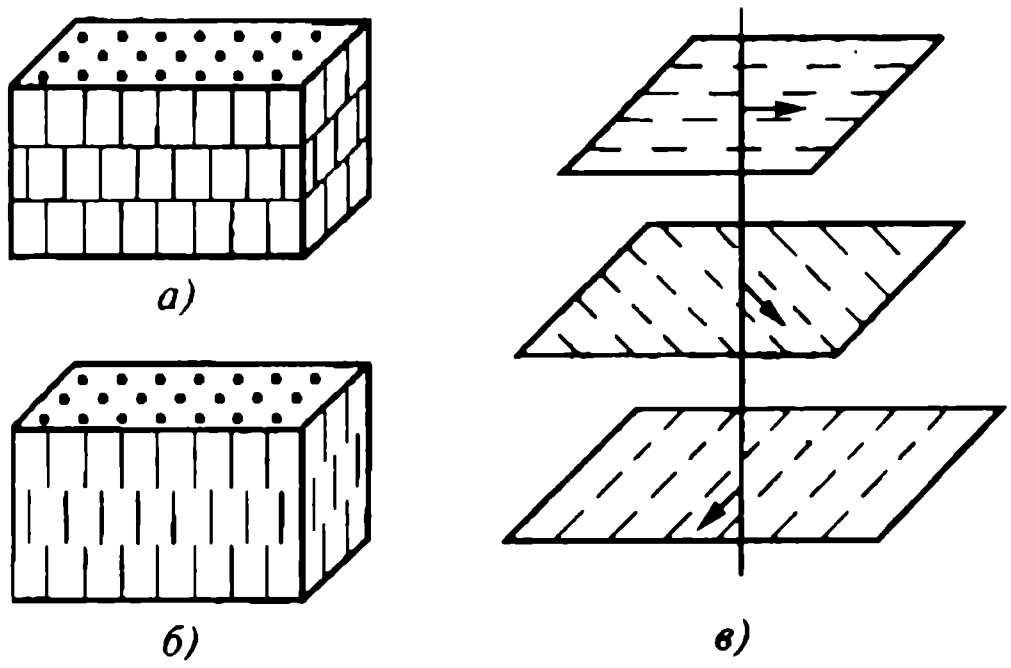


Рис. 3.23. Ориентация молекул в смектических (*а*); нематических (*б*); холестерических (*в*) ЖК

Из большого количества электрооптических явлений, характерных для ЖК, в устройствах отображения информации в основном применяют эффект динамического рассеивания, твист-эффект, эффект гость—хозяин. При их рассмотрении будем учитывать тот факт, что направление ориентации осей молекул в электрическом поле зависит от знака диэлектрической анизотропии. Диэлектрическая анизотропия ε_a характеризует разницу диэлектрических постоянных $\varepsilon_\parallel$ и $\varepsilon_\perp$ в направлениях, параллельном и перпендикулярном направлению преимущественной ориентации молекул. При $\varepsilon_a > 0$ оси располагаются параллельно, а при $\varepsilon_a < 0$ — перпендикулярно электрическому полю.

Эффект динамического рассеивания заключается в том, что при наложении электрического напряжения ЖК в элементарной индикаторной ячейке становится матовым (мутнеет) и рассеивает свет. Это обусловлено тем, что при приложении электрического поля к слою ЖК с $\varepsilon_a < 0$, слабо проводящему электрический ток, молекулы ориентируются поперек поля. Движущиеся ионы, благодаря которым протекает электрический ток проводимости, стремятся нарушить эту ориентацию. При некотором значении тока проводимости, характеризуемом напряжением электрогидродинамической неустойчивости, возникает состояние турбулентного движения, при котором упорядоченность структуры нарушается и ЖК мутнеет. Напряжение электрогидродинамической неустойчивости не более 5...6 В, пока молекулы успевают следовать за значением электрического поля (до десятков килогерц), и увеличивается до 150...200 В на частотах, где молекулы не успевают следовать за электрическим полем и совершают только колебательные движения. Время «включения» при этом эффекте 50...500 мс и 150...180 мс «расходуется» на выключение.

Твист-эффект заключается в изменении угла вращения плоскости поляризации под влиянием электрического поля. Он наблюдается в нематических ЖК с положительной диэлектрической анизотропией. Сущность его заключается в том, что у ЖК, находящихся между двумя светопроводящими пластинами, длинные оси молекул параллельны пластинам, а сами молекулы «скручены» в спираль, аналогичную холестерическому ЖК, причем оси молекул, находящихся около разных пластин, взаимно перпендикулярны (рис. 3.23, *а*). Слой скрученного нематического ЖК вращает плоскость поляризации проходящего света на угол, равный $\pi/2$. При приложении электрического напряжения все молекулы ориентируются вдоль поля (материал с положительной диэлектрической анизотропией) и эффект скручивания пропадает (рис. 3.24, *б*). Теперь слой ЖК не изменяет поляризации прохо-

а) *б)*

Рис. 3.24. Расположение молекул вблизи границ при твист-эффекте:
а — при отсутствии и *б* — наличии электрического поля

дящего через него света. Если пластины, между которыми расположены ЖК, представляют собой поляроиды, плоскости поляризации которых параллельны, то при наличии электрического поля свет будет проходить через систему, а при отсутствии — нет. При перпендикулярности плоскостей поляризации включенное и выключенное состояния противоположны рассмотренному.

Твист-эффект относится к числу чисто полевых. При его использовании не требуется наличие электрического тока. Он обеспечивает получение хорошего контраста и проявляется при малых напряжениях (0,9...1,5 В). Длительность переходного процесса включения—выключения 30...200 мс.

Эффект гость—хозяин наблюдается в ЖК, в которых растворен дихроичный краситель, избирательно поглощающий свет в зависимости от ориентации его молекул относительно падающего светового потока. Его молекулы также имеют вытянутую форму. Молекулы ЖК ориентируют и переориентируют молекулы красителя в электрическом поле. В результате меняется степень поглощения, что хорошо обнаруживается в поляризованном свете. При этом требуется только один поляроид. Для холестерической структуры с малым шагом хорошая контрастность получается и без поляроида. Длительность переходных процессов установления стабильной окраски 30...500 мс, управляющее напряжение 2...10 В. Приборы, выполненные с использованием этого эффекта, в зависимости от использованного красителя могут иметь различную окраску во включенном и выключенном состояниях.

Типовая элементарная ячейка ЖК прибора для отображения информации состоит из двух прозрачных стеклянных пластин, между которыми помещены ЖК. С внутренней стороны пластин расположены электроды. Их количество и расположение берутся такими, чтобы можно было реализовать требуемое изображение. Если ячейка работает на просвет, то электроды на обеих пластинах выполняются прозрачными (рис. 3.25, *а*). При работе на отражение задний электрод выполняют непрозрачным (рис. 3.25, *б*). Для работы в условиях низкой освещенности создается подсветка. Для этого в ЖК-индикаторах, работающих на просвет, за задней пластиной размещают источник света, а у индикаторов, работающих на отражение, источник света размещают спереди или сбоку. Индикаторы имеют форму тонкой пластины, к краям которой подведены выводы электродов. Электроды выполняют в

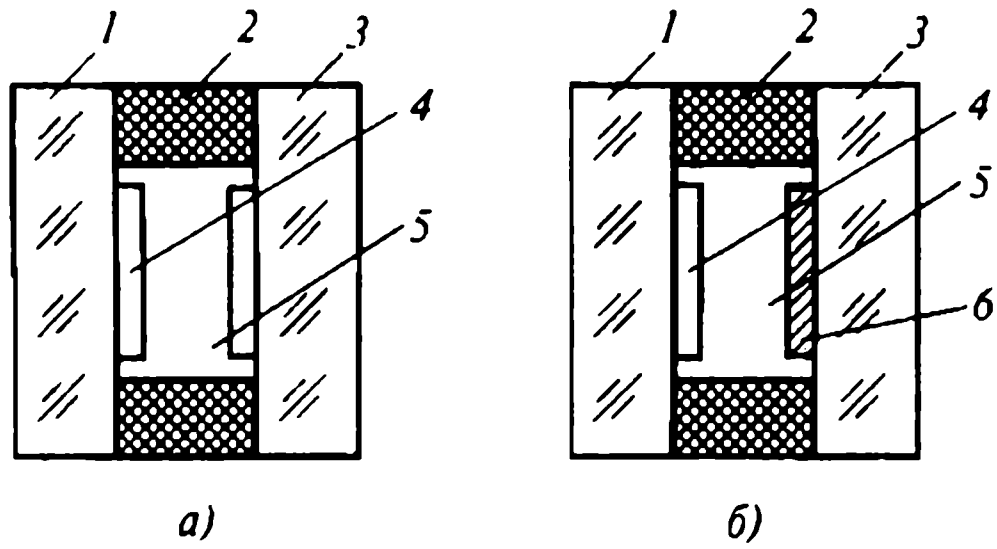


Рис. 3.25. Конструкция ЖК-индикаторов, работающих на просвет (*а*) и отражение (*б*):

1, *3* — стеклянные пластины; *2* — склеивающее соединение; *4* — прозрачные электроды; *5* — ЖК; *6* — непрозрачный электрод

виде тонких, почти не видных на стекле токопроводящих полосок. Для подключения к схеме используют специальные панели, имеющие эластичные выступы, сделанные из электропроводящей резины. Контактирование обеспечивается за счет механического прижатия индикаторов к панелям. Отдельные конструкции имеют ленточные выводы, обеспечивающие их распайку на платах. Широко распространены цифровые, буквенно-цифровые и мнемонические ЖК-индикаторы сегментного типа, аналогичные показанным на рис. 3.26. В них прозрачные электроды выполнены в виде сегментов *а—ж*, от которых сделаны отдельные выводы. Непрозрачный электрод *к* изготавливают единым с одним выводом. При подаче напряжения на общий электрод *К* и выбранные прозрачные сегментные электроды под соответствующим сегментом появляется полоса, цвет которой резко отличается от окружающего фона. Сочетание этих полос образует требуемую цифру, букву или знак. Меняя сегменты, подключенные к источнику напряжения, изменяют отображаемые цифры, буквы или мнемосхемы.

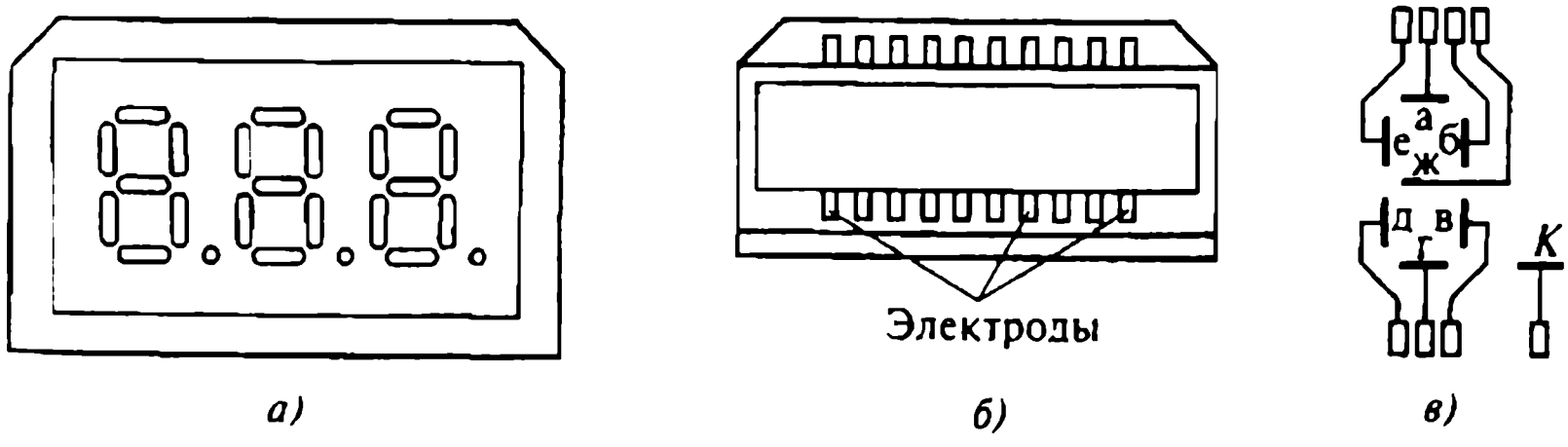


Рис. 3.26. Сегментный трехразрядный ЖК-индикатор, работающий на «отражение»; вид сверху (*а*), снизу (*б*), условное обозначение (*в*):

а—ж — прозрачные электроды; *К* — общий непрозрачный электрод

Известны также матричные конструкции, когда электроды на обеих сторонах выполнены в виде групп взаимно перпендикулярных линий, создающих матрицу. При подаче напряжения на горизонтальную и вертикальную линии изменение окраски наблюдается только на участке пересечения соответствующих линий, в котором электрическое поле между электродами имеет достаточно большую напряженность. Большое количество выводов затрудняет практическое применение матричных индикаторов. Поэтому их стараются выполнять в виде конструкции, имеющей внутреннюю электронную схему управления.

В качестве управляющего напряжения предпочитают использовать только переменное. При постоянном напряжении срок службы компонента снижается на порядок из-за миграции примесей на электроды и снижения контрастности изображения. Поэтому в технических условиях, указывая напряжение управления (несколько вольт), обычно оговаривают допустимое значение постоянной составляющей (50...170 мВ).

Часто используют так называемый *фазовый метод управления*, при котором на общий электрод на задней поверхности и электроды на передней подаются прямоугольные импульсы, сдвинутые между собой по фазе на 180° при возбуждении данного элемента и одинаковые по фазе, если данные элементы не должны иметь другой цвет.

При практическом использовании обычно требуется знать следующие параметры:

а) коэффициент контраста знака по отношению к фону

$$K = \frac{L_ф - L_з}{L_ф} 100\%,$$

где $L_ф$, $L_з$ — яркости фона и знака, $K = 80...90\%$;

б) время реакции (время «включения»);

в) время релаксации (время «выключения»);

г) напряжение управления и ток (2...20 В, 1...100 мкА);

д) частоту управляющего напряжения (30...1000 Гц).

ЖК-индикаторы просты по конструкции, дешевы, имеют низкое энергопотребление, обеспечивают хорошую контрастность изображения, которая не уменьшается при увеличении освещенности, хорошо совместимы с микросхемами управления. Их недостатки: необходимость иметь подсветку при работе в темноте, узкий температурный диапазон (от −15 до +55 °С), изменение параметров в течение срока хранения и при работе. Область приме-

нения — экономичные устройства и системы с цифровым, буквенным, графическим или мнемоническим отражением информации.

§ 3.7. ГАЗОНАПОЛНЕННЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Газонаполненные приборы для отображения информации представляют собой источники излучения, зона свечения в которых имеет определенную форму и может управляться электрическими сигналами.

Используются газонаполненные источники света как постоянного, так и переменного токов (см. § 3.2).

Выпускаются ЗСИ матричной конструкции, позволяющие проводить отображение графической, буквенно-цифровой и мнемонической информации. Определенное распространение получили буквенные и цифровые ЗСИ, в которых изображение получают с помощью комбинаций светящихся сегментов или целых цифр.

ЗСИ матричной конструкции имеют плоскую форму и состоят из двух стеклянных пластин, на которых выполнены наборы параллельных проводников, покрытых прозрачным диэлектриком. Пластины располагают на небольшом расстоянии друг от друга так, чтобы электроды были взаимно перпендикулярны. Камеру, образовавшуюся между ними, заполняют смесью неона и других инертных газов и герметизируют.

При определенных значениях электрического поля, создаваемого в местах пересечения электродов, происходит ионизация и свечение газа. Цвет его зависит от газового состава. Форма близка к точечной. Совокупность светящихся точек образует требуемые буквы, цифры, графики или мнемосхемы. Яркость свечения определяется значением питающего напряжения, его частотой, свойствами газа и диэлектрических покрытий электродов. Последний фактор обусловлен тем, что диэлектрическое покрытие создает «емкостную связь» между электродом и газом и при данном напряжении определяет максимальное значение разрядного тока.

Как показано в § 3.2, газоразрядная светоизлучающая ячейка вследствие эффекта «памяти» может иметь два состояния (быть бистабильной) при одинаковом значении переменного напряжения на электродах. Наличие или отсутствие разряда обусловлено тем, подавался ли на интересующую ячейку импульс «записи», увеличивающий приложенное к ней напряжение, или не подавался, а также тем, подавался ли импульс «стирания», уменьшающий напряжение, приложенное к ячейке. Состояние ячеек поддерживается неизменным до появления сигналов, меняющих их. Поэтому излучение определенных точек при одновременной по-

даче на все электроды переменного напряжения поддержания заряда зависит от того, подавались или нет перед этим на соответствующие электроды (шины) импульсы записи или стирания.

Основной проблемой, возникающей при организации управления матричной панели, является селективный перевод ячеек в состояние разряд (вкл.) — отсутствие разряда (выкл.). Так, если напряжение одной из шин увеличить до напряжения возникновения разряда при неизменных значениях напряжения на ортогональных шинах, то включенными окажутся все точки, «находящиеся» в местах пересечения данной шины с ортогональными шинами. На экране будет видна светящаяся полоса.

Для выбора определенной точки обычно импульс записи подают одновременно на горизонтальную и вертикальную шины (рис. 3.27). Значения их берут в два раза меньше тех, которые необходимы для записи или стирания, так называемые импульсы полувыборки. В этом случае будут светиться точки, находящиеся на пересечении тех шин, в которых импульсы полувыборки $U_{вр}/2$ имеют противоположные значения, и результирующая разность потенциалов превысит напряжение возникновения разряда. Аналогично, импульсы полувыборки стирания уменьшают разность потенциалов до значения, обеспечивающего потухание, только в

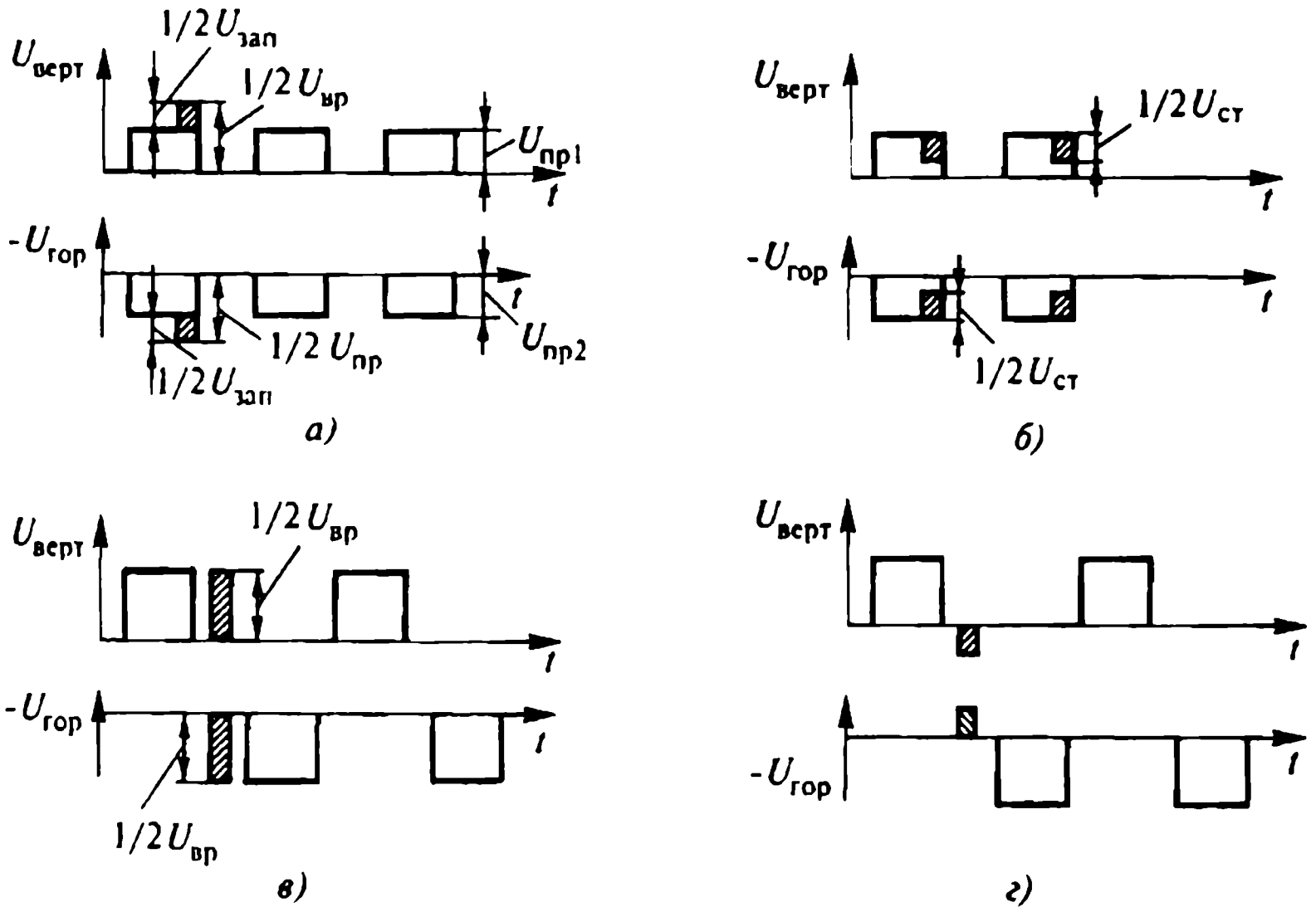


Рис. 3.27. Диаграммы напряжений в режимах:
а, *б* — записи; *в*, *г* — стирания

точках пересечения шин, на которые поданы эти импульсы. На рис. 3.27, *а*, *б* показаны некоторые из возможных вариантов изменения напряжений при записи, а на рис. 3.27, *в*, *г* — при стирании информации. Импульсы записи $U_{зап}$ и стирания $U_{ст}$ заштрихованы. Напряжение поддержания разряда формируется из двух последовательностей импульсов, подаваемых на вертикальные и горизонтальные шины и сдвинутых между собой по фазе. В результате между электродами обычно действуют напряжения, форма которых показана на рис. 3.28. Для увеличения яркости свечения время нарастания и спада напряжения поддержания разряда стремятся брать менее 1,0 мкс. Полное стирание производится кратковременным уменьшением поддерживающего напряжения $U_{пр}$ (обычно ниже 60 В), уменьшением длительности нескольких импульсов поддерживающего напряжения либо увеличением длительности их фронтов.

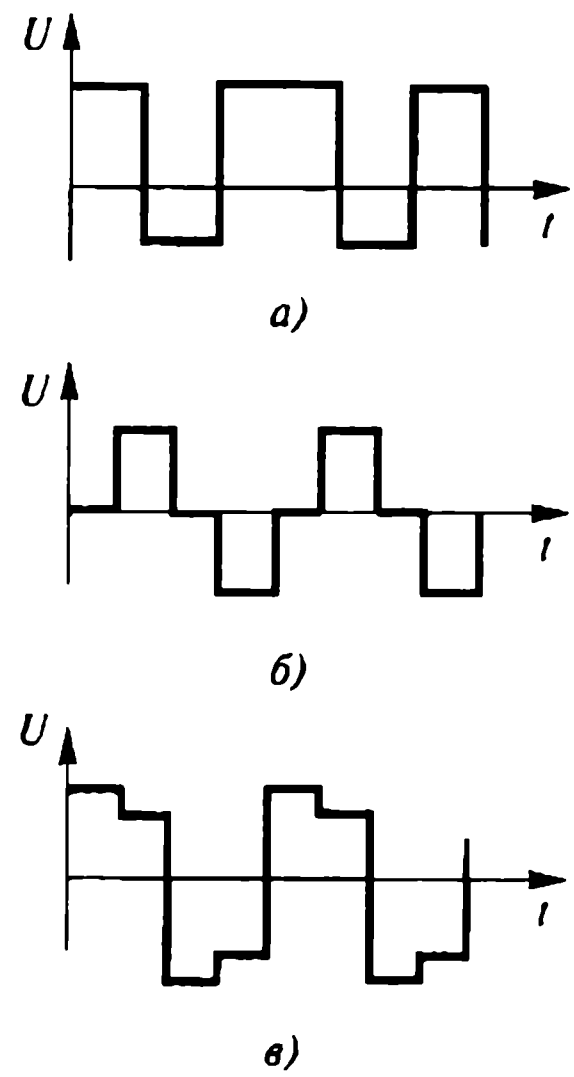


Рис. 3.28. Напряжения поддержания разряда (*а*—*в*)

Основные параметры газонаполненных матричных панелей переменного тока

1. Рабочее напряжение поддержания разряда (90...120 В) — минимальное напряжение управляющего импульса записи (обычно дается при рабочем напряжении поддержания разряда 170...200 В).
2. Минимальное и максимальное значения управляющего импульса стирания (обычно даются при рабочем напряжении поддержания разряда 80...100 В).
3. Длительность фронта (0,1...0,3 мкс) и длительность импульса напряжения записи (3...5 мкс).
4. Длительность импульсов напряжения поддержания разряда (4...6 мкс).
5. Частота повторения импульсов напряжения поддержания разряда (25...55 кГц).
6. Яркость свечения; разрешающая способность (элементов/см).
7. Цвет свечения.
8. Размеры информационного поля (мм).

В ряде конструкций с целью уменьшения времени запаздывания при возникновении разряда в индикаторных «точках» и стаби-

лизации значения соответствующих напряжений в объеме газонаполненной камеры постоянно поддерживается разряд между определенными электродами (элементами рамки, обрамляющей рабочее поле). Благодаря ему создается повышенная концентрация заряженных частиц. Соответственно в параметрах указывают напряжение возникновения разряда в элементах рамки (200...220 В). Питание рамки обычно осуществляется от отдельного источника напряжения.

Электроды газонаполненных ЗСИ постоянного тока в отличие от электродов ЗСИ переменного тока находятся в непосредственном контакте с газовой средой и без принятия специальных мер у ячеек отсутствует память о предыдущем состоянии. Конструктивно они сложнее, чем ЗСИ переменного тока. Однако на их основе удается создать более эффективные цветные ЗСИ, особенно в тех случаях, когда используются возбуждаемые ультрафиолетовым излучением люминофоры.

Простейшие ЗСИ постоянного тока выполняют сегментной конструкции (рис. 3.29, *а*). В них используется свойство тлеющего разряда с областью прикатодного свечения повторять контуры катода. Обычно катоды всех разрядов выполняют в виде сегментов, расположенных в форме восьмерки (рис. 3.29, *б*). Одноименные сегменты всех разрядов электрически соединяют между собой. Над каждым знаком имеется индивидуальный анод. Такое конструктивное решение упрощает организацию управления. Оно осуществляется следующим образом. Катоды — сегменты первого разряда, сочетание которых образует нужный знак,— подключают к минусовому концу источника питания. Анод этого разряда соединяют с плюсовым выводом этого же источника. Если приложенное напряжение U_A окажется больше напряжения возникновения разряда, то около соответствующих сегментов появляется световое излучение (см. § 3.2). Так как при этом падение напря-

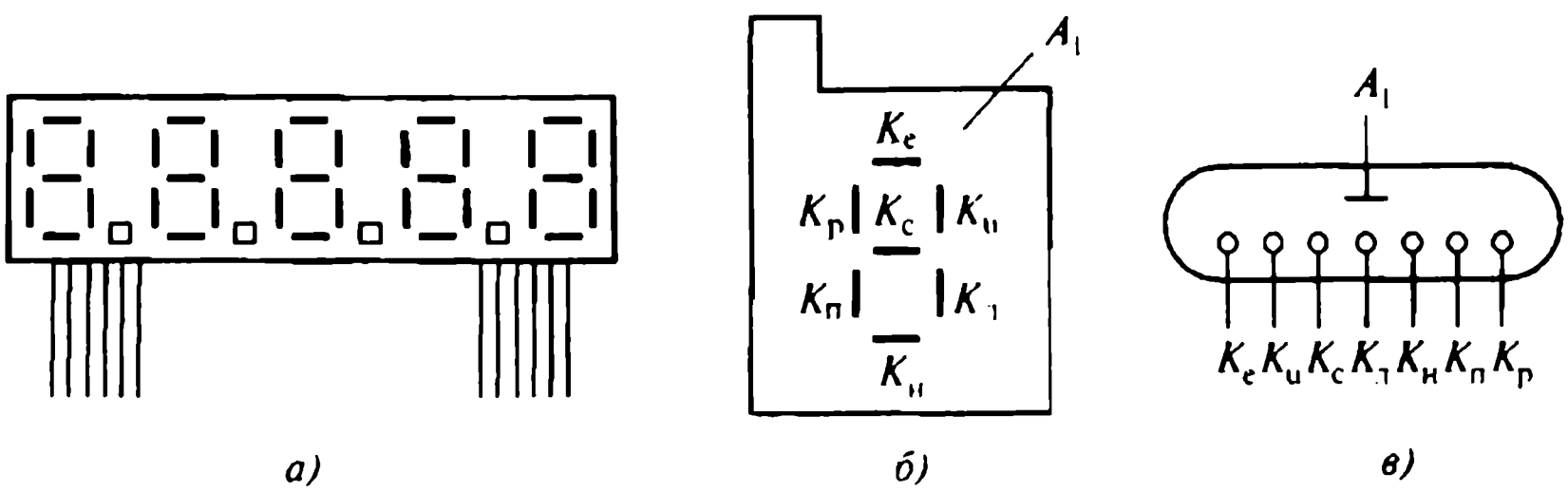


Рис. 3.29. Многоразрядный газонаполненный ЗСИ (*а*); расположение катодов и анода в одном разряде (*б*), условное обозначение (*в*)

жения на газовом промежутке уменьшается, в цепь каждого катода должен быть включен резистор, на котором падает напряжение, равное разности между потенциалами возникновения разряда и его поддержания. Таким образом высвечивается цифра первого разряда. В следующий момент времени изменяются сегменты, подключенные к источнику питания, и меняется анод, соединенный с плюсовой шиной. Высвечивается цифра следующего разряда и т. д. У таких ЗСИ количество выводов катодов равно количеству сегментов, а выводов анодов — количеству разрядов. Частота переключения напряжений порядка 100...700 Гц. В результате глаз человека воспринимает все разряды светящимися и не замечает их мерцания. Яркость свечения, а при наличии люминофоров и его цвет почти линейно зависят от тока разряда и при неизменном значении резистора в цепи катода могут быть изменены варьированием напряжения.

В ряде ЗСИ постоянного тока для упрощения управления часто применяют самосканирование. Сущность его поясняет рис. 3.30, *а*. Элементарная ячейка ЗСИ имеет анод индикации *1* и сканирования *4*. Вместе с катодами *3* (рис. 3.30, *б*) и диэлектрической прокладкой *2* они образуют сообщающиеся между собой разрядные камеры. Причем камеры сканирующей стороны, образованные катодами К0—К6, сообщаются между собой.

Первоначально разряд зажигается на сканирующей стороне катода К0. Для этого на него подают импульс отрицательной полярности (разность потенциалов между анодом сканирования и К0 порядка 250 В). В это время потенциалы других катодов положительны, так как на них подано напряжение смещения порядка 100 В. В процессе тлеющего разряда появляются ионы, понижающие напряжение возникновения разряда между анодом индикации *1* и расположенном рядом и сообщающемся через канал катодом К1. Если теперь на К0 подать напряжение смеще-

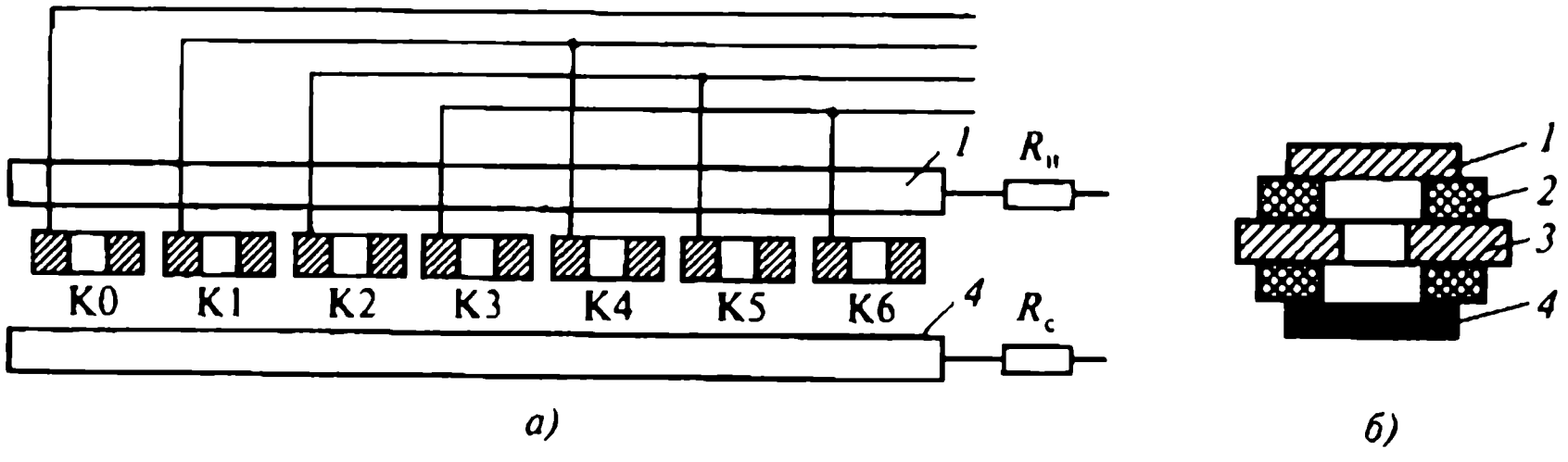


Рис. 3.30. Схематическое изображение самосканирующейся ячейки (*а*) и ее упрощенная конструкция (*б*):

1 — анод индикации; *2* — диэлектрическая прокладка; *3* — катод; *4* — анод сканирования

ния, на К1 — отрицательный импульс той же амплитуды, то разряд переместится на катод К1. При этом катод К4 имеет тот же потенциал, что и К1, но разряда в нем не возникнет, так как он расположен дальше от камеры, в которой происходила разрядка, и концентрации носителей заряда в нем недостаточно для возникновения разрядки. Камера с катодом К1 сообщается также с камерой с катодом К2. Разряд на катоде К1 подготавливает разряд на катоде К2 и т. д. Таким образом осуществляется перенос заряда в заданном направлении.

Если на аноды индикации подать напряжение, значение которого меньше напряжения возникновения разряда у «невозбужденного» газового «промежутка», последний все равно возникнет, так как он подготовлен разрядом, горящим в ячейке сканирования. В неподготовленной ячейке он не возникает. При переходе разряда в следующую камеру разряд в ячейке индикации затухает. Причем если при сканировании заряд проходит через все камеры, то, управляя напряжением анода индикации, можно обеспечить свечение только требуемых знаков.

В цепи анодов обычно включают резисторы, обеспечивающие компенсацию скачков напряжения, обусловленных разностью потенциалов возникновения разряда и горения.

Кроме параметров, определяющих характеристики оптического изображения, для данных приборов основными являются: напряжение возникновения разряда (150...200 В); напряжение поддержания разряда (100...170 В); ток индикации сегмента (десятки микроампер).

Недостатками рассмотренных газонаполненных приборов отображения информации являются значительные напряжения и мощности управляющих сигналов. Для устранения этого между анодом и катодом вводят дополнительные управляющие сетки, которые при напряжениях анод—катод 200...400 В позволяют уменьшить управляющие сигналы до единиц — десятков вольт.

Примером такого решения является матричный ЗСИ (рис. 3.31, *а*, *б*). В нем кроме анодов и катода имеются три сетки *1*, *2*, *3*. Две сетки (*2* и *3*) выполнены из ортогонально расположенных электродов и расположены рядом с катодом. Третья сетка *1* расположена между анодом и сетками *2*, *3*, на которые подается положительный потенциал, а на сетку *1* — отрицательный. Эти потенциалы резко увеличивают напряжение возникновения разряда. Последнее обусловлено тем, что электроны, эмитируемые катодом, попадают на положительно заряженные сетки *2*, *3*, находящиеся вблизи него. Ввиду малого расстояния, которое они проходят, и небольшой приобретенной скорости ионизация ими газа невелика. Отрицательный заряд сетки *1* создает около катода отрицательный градиент

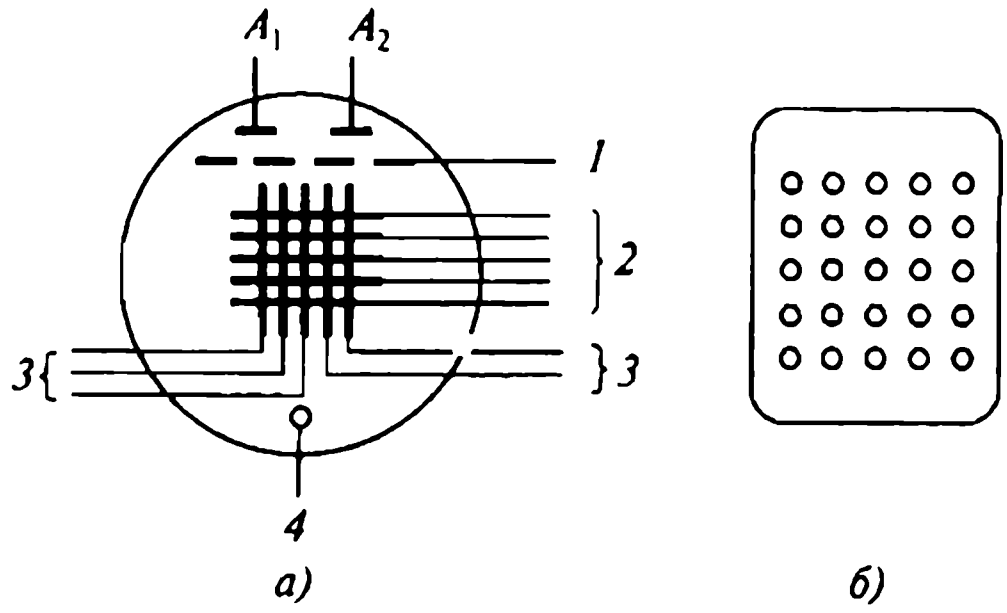


Рис. 3.31. Условное обозначение (*а*) и излучающая сторона конструкции (*б*) матричного ЗСИ постоянного тока:

A_1, A_2 — первый и второй аноды; *1*, *2*, *3* — третья, вторая, первая сетки; *4* — катод

электрического поля, дополнительно препятствующий движению электронов к анодам. Для зажигания разряда в ячейках цилиндрической формы (рис. 3.31, *б*) необходимо уменьшить положительный потенциал сеток *2*, *3* и уменьшить по модулю отрицательный потенциал сетки *1*.

В тех ячейках, в которых потенциал сеток *2*, *3* соответствует открытому состоянию, возникнет разряд и появится свечение. Так же как в предыдущем случае, в приборе создается подготовительный разряд, ток которого 0,5...2 мА. Подготовительный разряд стабилизирует значения параметров управляющих сигналов. Для подобных приборов дополнительно указывают параметры: напряжение отпирающее статическое или импульсное первой и второй сеток (10 В), третьей сетки (≈−10 В); напряжение на сетках, соответствующее закрытому состоянию первой, второй и третьей сеток, 11,6...14,0 В. Стирание записанной информации рекомендуется проводить одновременно, уменьшая потенциалы обоих анодов.

В настоящее время разработано большое количество газонаполненных приборов, в том числе и цветных, которые позволяют успешно решать задачу отображения информации в устройствах индивидуального пользования.

§ 3.8. ВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Для отображения информации применяют вакуумные ЗСИ накаливания и приборы, основанные на использовании низковольтной и высоковольтной катодолюминесценции.

ЗСИ накаливания по принципу действия аналогичны лампам накаливания. В них элементы отображения (знаки или сегменты) выполнены в виде нитей или тонких пленок, нагреваемых электрическим током до температуры 1400° С. Питание осуществляют напряжением 3...5 В, подаваемым на те нити, которые должны светиться. В связи со сравнительно небольшой температурой элементов, обеспечивающих отображение информации, они имеют большой срок службы и стабильные значения параметров излучения. Кроме того, эти ЗСИ просты по конструкции и имеют малую стоимость.

Сегментный ЗСИ накаливания типа ИВ-16 и его условное обозначение показаны на рис. 3.32.

Низковольтная вакуумная катодная люминесценция по механизму действия практически не отличается от высоковольтной и носит рекомбинационный характер. Сущность катодной люминесценции заключается в том, что люминофор бомбардируется электронами, которые «возбуждают» его и приводят к нарушению термодинамического равновесия. Появляются электроны, энергия которых больше энергии дна зоны проводимости, и дырки, имеющие энергию, меньшую потолка валентной зоны. В связи с неустойчивостью неравновесного состояния электроны и дырки через некоторое время (время жизни) рекомбинируют между собой, излучая фотоны, причем при непосредственной межзонной рекомбинации свечение наблюдается практически только при облучении электронами. При его прекращении время послесвечения мало. Если рекомбинация идет через ловушки, которые временно захватывают электроны и дырки, то через некоторое время носители заряда могут вернуться на свои места. В этом случае время послесвечения увеличивается и может достигнуть сравнительно больших значений. Низковольтная и высоковольтная люминесценции различаются в основном типами люминофоров и глубиной проникновения в кристалл бомбардирующих электронов. При низковольтной катодолюминесценции используют малые напряжения

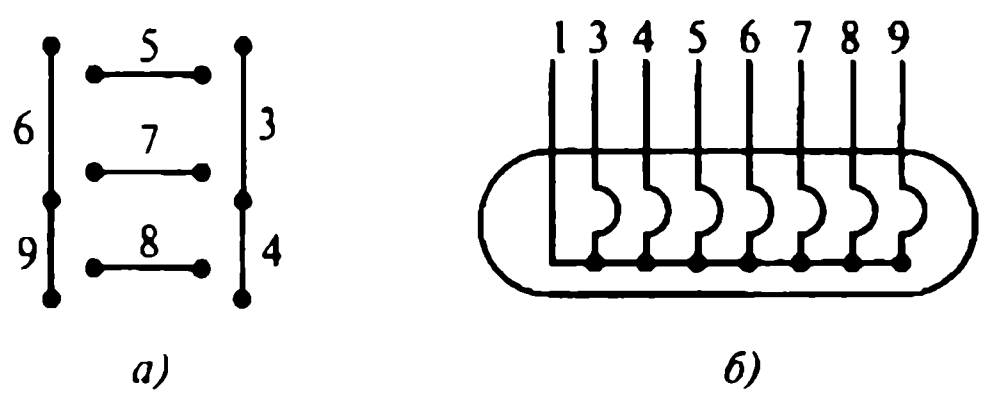


Рис. 3.32. Сегментный вакуумный ЗСИ накаливания (*а*) и его условное обозначение (*б*)

(единицы — десятки вольт), ускоряющие электроны, осуществляющие бомбардировку люминофора.

Энергия электронов мала, и глубина их проникновения в кристалл составляет сотые — тысячные доли микрометра. Поэтому в создании свечения участвуют поверхностные слои и для достижения высоких яркостей требуется обеспечить на 2...4 порядка большие плотности тока по сравнению с высоковольтной катодолюминесценцией. Кроме того, падающие электроны имеют электрический заряд. При высоковольтной катодолюминесценции они выбивают из люминофора вторичные электроны и его результирующий заряд обычно изменяется незначительно. При низковольтной — число вторичных электронов невелико по сравнению с количеством падающих, поэтому приходится создавать токопроводящие элементы, отводящие носители заряда. Их роль выполняют аноды, на которые наносят люминофор.

В вакуумных ЗСИ используется только низковольтная катодолюминесценция. Конструктивно эти приборы выполняют в баллоне круглой или плоской формы, в котором с помощью газопоглотителя, помещенного внутри баллона (*геттера*), поддерживается высокий вакуум. Внутри баллона имеются катод, аноды и сетка. Аноды выполняют в форме сегментов или «точек» (в матричном ЗСИ), на которые нанесен люминофор. В двухцветных приборах (обычно матричного типа) на соседние аноды наносят разные люминофоры, обеспечивающие свечение разного цвета. В трехцветных — на три соседних анода наносятся люминофоры трех цветов. Комбинация трех цветов свечения при определенных яркостях соответствующих источников излучения позволяет получить любой цвет свечения.

Перед анодом располагается сетка, имеющая мелкоячеистую структуру с тонкими токонесущими элементами. В многоразрядных вакуумных ЗСИ каждый разряд часто имеет свою сетку. С одной стороны, она расширяет возможности управления, обеспечивая включение или выключение определенного разряда, с другой — при наличии излучения обеспечивает равномерность распределения электронов по всей поверхности бомбардируемых анодов. Обычно используется оксидный катод прямого подогрева, выполненный в виде нитей, размещаемых перед сеткой, которые нагреваются проходящим через них током накала. Ток накала берут таким, чтобы катод нагревался до температуры 700° С, что обеспечивает малое собственное излучение, высокую механическую прочность и в то же время достаточно хорошие эмиссионные способности. Поэтому накаленные нити катода, находящиеся между анодом и оператором, воспринимающим информацию, практически не видны. Так же трудно различима и

сетка. Упрощенная конструкция пятиразрядного цифрового индикатора и его условное изображение для случая, когда аноды разрядов соединены между собой, показаны на рис. 3.33, *а*, *б*.

Для включения вакуумного ЗСИ необходимо подключить напряжение накала к выводам *К—К* катода и подавать на анод и сетку положительный потенциал. Тогда эмитируемые катодом электроны ускоряются электрическим полем сетки, проскакивают ее и падают на анод, потенциал которого обычно равен потенциалу сетки (рис. 3.33, *в*). Это приводит к возбуждению нанесенного на него люминофора и возникновению свечения. Управление свечением осуществляется либо отключением напряжения анода сегмента (при этом следует помнить, что свечение наблюдается даже при уменьшении напряжения на нем до 2,5...3 В), либо подачей на сетку отрицательного относительного катода напряжения (от −2 до −3 В), которое «отталкивает» электроны и препятствует их прохождению к аноду. Для питания анодов и сеток можно использовать источники постоянного или импульсного напряжения.

В многоразрядных ЗСИ одноименные сегменты разрядов обычно объединены. Управление осуществляется в динамическом режиме, когда в определенные моменты времени требуемые импульсы напряжения подаются одновременно на определенные сетку и аноды — сегменты. В итоге в один момент времени светится одно знакоместо, а в другой — другое. Это уменьшает количество выводов управления и энергопотребление. У одноразрядных ЗСИ иногда используют статическое управление, когда на соответствующие электроды подаются постоянные напряжения.

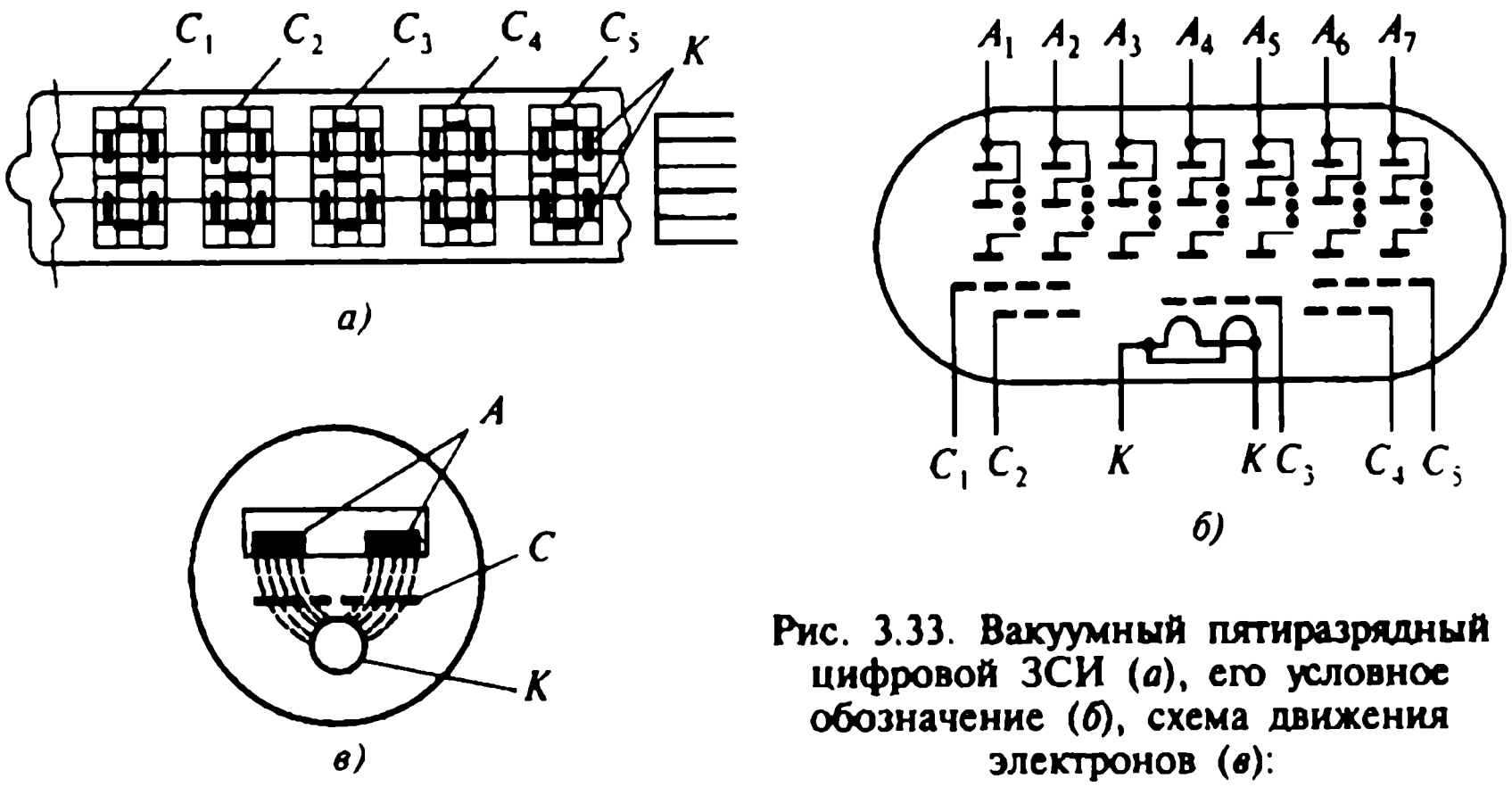


Рис. 3.33. Вакуумный пятиразрядный цифровой ЗСИ (*а*), его условное обозначение (*б*), схема движения электронов (*в*):

$A_1...A_7$ — аноды сегментов разрядов; $C_1...C_5$ — сетки разрядов; *К* — катод прямого подогрева

Матричные ЗСИ, в том числе и цветные, работают аналогично рассмотренному и отличаются в основном схемами управления, например ИЛВ1-5×7Л и др., причем изменением параметров напряжения на соседних анодах, покрытых разным люминофором, можно менять цвет излучения знакоместа. Шкальные ЗСИ, например ИВЛШ-11/2, в которых меняется длина светящейся линии, состоящей из отдельных светящихся участков, являются простейшей разновидностью матричных ЗСИ.

Основные параметры вакуумных ЗСИ (кроме характеризующих параметры отображения): напряжение накала (≈ 5 В), ток накала (20...300 мА), напряжение анода сегмента (20...70 В); напряжение сетки (20...70 В); ток анода сегмента (1...3 мА); ток сетки (1...3 мА).

Преимущества вакуумных ЗСИ: высокая яркость свечения, многоцветность, сравнительно небольшое энергопотребление, большое быстродействие. Недостатки — необходимость иметь три источника питания (накала, сетки, анода); хрупкость конструкции, свойственная вакуумным приборам.

Электронно-лучевые трубки (ЭЛТ), в которых используется высоковольтная катодолюминесценция, представляют собой наиболее универсальные приборы для отображения информации. Несмотря на ряд существенных недостатков (громоздкость, невысокая надежность, необходимость иметь большие питающие напряжения), они широко используются в дисплеях и осциллографах.

При высоковольтной катодолюминесценции электроны ускоряются большими напряжениями (единицы — десятки киловольт) и при бомбардировке люминофора проникают почти на всю его глубину. При этом выбиваются вторичные электроны, которые летят к ближайшим положительно заряженным электродам, и результирующий заряд люминофора даже без электрического контакта с другими электродами существенно не меняется. Поэтому люминофор во многих трубках электрически изолирован от остальных электродов.

ЭЛТ — специальный тип электровакуумного прибора, предназначенный для преобразования электрического сигнала в световое изображение. Принцип работы ЭЛТ заключается в том, что узконаправленный пучок электронов, сформированный электронным прожектором, под влиянием управляющего сигнала перемещается по экрану трубки (люминофору), вызывая его свечение.

Различают одноцветные и цветные ЭЛТ. Цветные ЭЛТ более сложны по конструкции и отличаются тем, что на их экран нанесено несколько люминофоров, имеющих разные цвета свечения (обычно три). Эти люминофоры одновременно или с небольшой

временной задержкой возбуждаются несколькими электронными лучами (как правило, тремя), интенсивность каждого из которых зависит от цвета свечения, который необходимо получить. При одновременном перемещении лучей по экрану и соответствующем изменении их интенсивности на экране получается цветное отображение информации. В связи с тем что основы работы цветных и одноцветных ЭЛТ одинаковы, рассмотрим простейшую одноцветную ЭЛТ (рис. 3.34, *а*), условное обозначение которой показано на рис. 3.34, *б*. В ней, как и в любой ЭЛТ, можно выделить три основные части: электронный прожектор (электронную пушку); отклоняющую систему; экран.

Электронный прожектор состоит из катода косвенного подогрева *2* (накаливаемого электрически изолированной от него нитью накала *1*), модулятора *3*, ускоряющего электрода *4* (третьего анода или ускорителя, который может отсутствовать), первого анода *5* (фокусирующего электрода), второго анода *6* (может отсутствовать). Его назначение — создание и фокусировка в точку на экране электронного луча требуемой интенсивности. При фокусировке используется свойство электрических полей изменять траекторию движения заряженных частиц. Создав между электродами соответствующие напряженности электрического поля путем подбора напряжений на электродах, электронный луч можно сфокусировать на экране в маленькую точку.

Электрические поля, изменяющие скорость и направления движения электронов, часто называют электронными линзами.

Работа электронного прожектора ЭЛТ заключается в следующем.

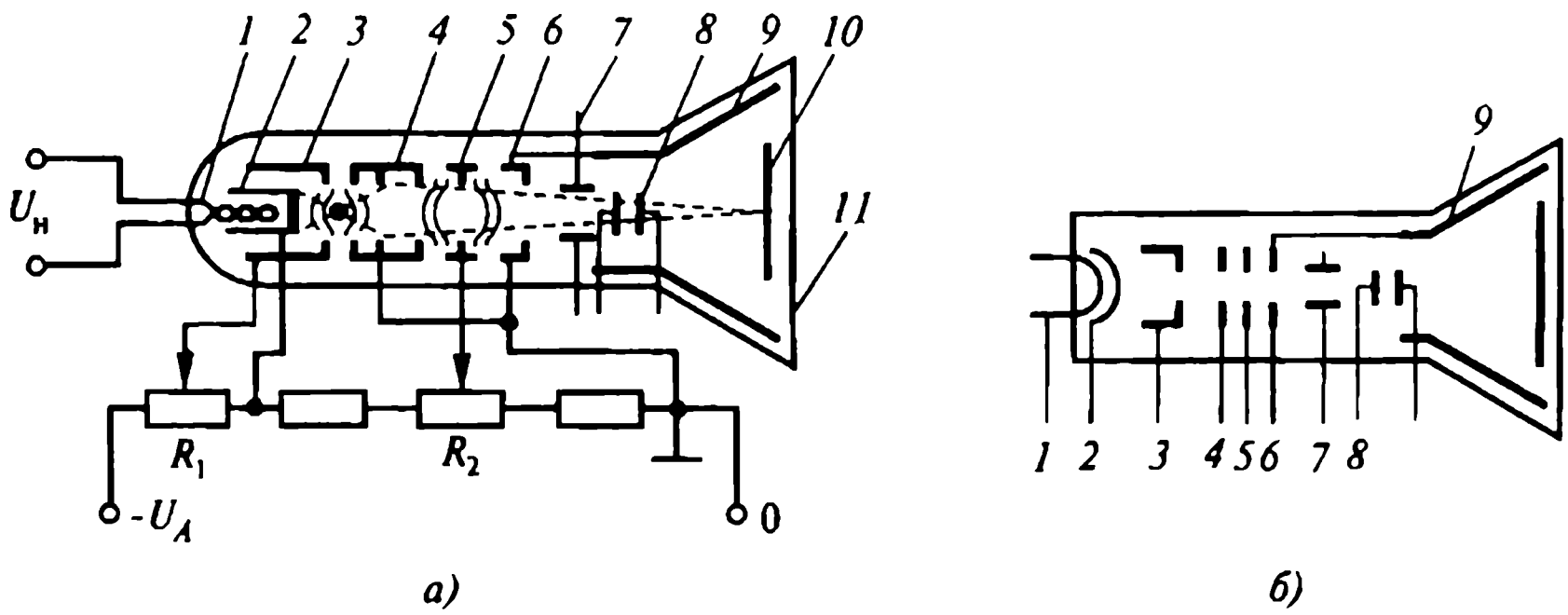


Рис. 3.34. Упрощенная конструкция ЭЛТ со схемой подачи напряжений (*а*), условное обозначение ЭЛТ (*б*):

1 — нить накала; *2* — катод; *3* — модулятор; *4* — ускоряющий электрод; *5* и *6* — первый и второй аноды; *7*, *8* — отклоняющие пластины; *9* — экранирующее покрытие; *10* — экран; *11* — стеклянная колба

С торцевой поверхности нагретого катода *2* косвенного подогрева, покрытого оксидным слоем, излучаются электроны. Модулятор *3*, выполненный в виде цилиндра, имеет на одном конце диафрагму с отверстием. На этот электрод подается отрицательный относительно катода потенциал небольшой величины (единицы — десятки вольт). На ускоряющий электрод *4*, обычно электрически соединенный со вторым анодом, подается потенциал в несколько киловольт. На первый анод *5* подается напряжение в несколько сотен вольт. Ускоряющий электрод, первый и второй аноды служат для ускорения и фокусировки пучка электронов, прошедшего через отверстие управляющего электрода.

Характер электростатических полей, действующих между электродами, зависит от соотношения их потенциалов. При этом следует напомнить, что электроны стремятся двигаться перпендикулярно эквипотенциальным поверхностям, показанным тонкими линиями на рис. 3.34, *а*.

Из рис. 3.34, *а* видно, что между модулятором и ускоряющим электродом имеется точка первого скрещивания. Эта точка и проецируется на экран.

Фокусировка электронного луча на экране осуществляется изменением потенциала первого анода. При этом происходит некоторое изменение полей между соответствующими электродами и изменяется траектория движения луча.

Яркость свечения пятна на экране зависит от интенсивности электронного луча и регулируется изменением потенциала модулятора (рис. 3.34, *б*).

В некоторых трубках ускоряющий электрод *4* отсутствует, но в этом случае наблюдается сильное взаимное влияние регулировки яркости на фокусировку и фокусировки на регулировку яркости.

В ряде случаев фокусировку луча выполняют с помощью магнитного поля (магнитной линзы). Оно создается короткой фокусирующей катушкой, надетой на горловину трубки, по которой протекает электрический ток. Электроны, попадающие под некоторым углом в неоднородное магнитное поле катушки, начинают двигаться по спирали с уменьшающимся радиусом, приближаясь к оси трубки. Меняя ток формирующей катушки, можно добиться пересечения траектории движения электронов с осью в плоскости экрана. Хотя магнитные линзы имеют лучшие фокусирующие свойства, в приборостроении их используют реже из-за необходимости создавать большие токи в фокусирующей катушке.

Электростатическая отклоняющая система состоит из двух пар отклоняющих пластин, расположенных взаимно перпендикулярно и симметрично относительно оси трубки. Как правило, на отклоняющие пластины через высокоомные сопротивления пода-

ется приблизительно тот же потенциал, что и на втором аноде. Если другие напряжения на пластины не поданы, луч проходит между ними не отклоняясь.

При подключении к отклоняющим пластинам напряжения на электронный луч воздействует отклоняющая сила. Под ее влиянием электроны внутри конденсатора движутся по параболе, а после выхода из него — по касательной к параболе. В результате луч на экране смещается на величину, пропорциональную приложенному напряжению. Так как в трубке имеется две пары взаимно перпендикулярных пластин, смещение луча может осуществляться в двух плоскостях.

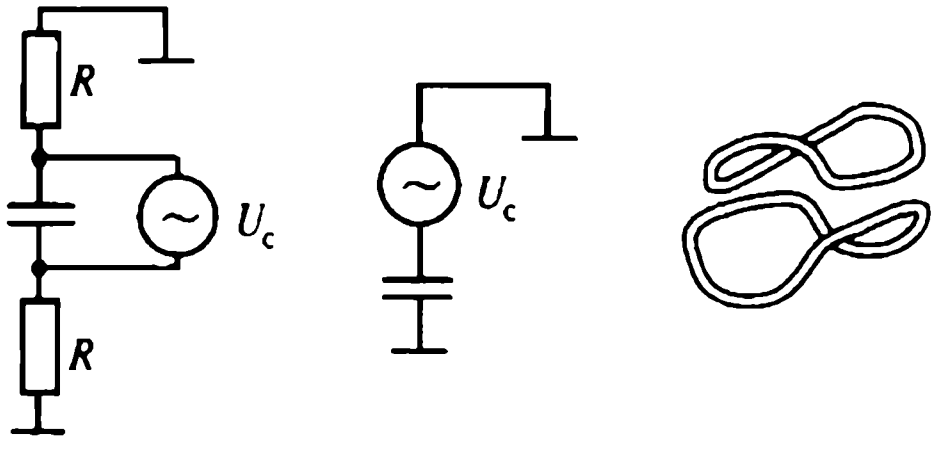
Важным параметром ЭЛТ является ее чувствительность h, характеризующая отклонения луча на экране при изменении на 1 В управляющего напряжения на пластинах (мм/В):

$$h = \frac{l L}{2 d U_a},$$

где U_a — потенциал второго анода; l — длина отклоняющих пластин; L — расстояние от центра пластин до экрана; d — расстояние между пластинами.

Возможны две схемы подачи напряжения на отклоняющие пластины: симметричная и несимметричная.

При *симметричной* схеме пластины соединяются со вторым анодом через высокоомные сопротивления R (рис. 3.35, *а*). Источник отклоняющего напряжения включается непосредственно между пластинами. В этом случае потенциал оси трубки всегда равен потенциалу второго анода. Поэтому при изменении амплитуды отклоняющего напряжения не появляются искажения и не наблюдается расфокусировка луча. Амплитуда отклоняющего напряжения не вызывает расфокусировку луча. При *несимметричной* схеме одна из пластин соединяется со вторым анодом (землей), а к другой подводится отклоняющее напряжение (рис. 3.35, *б*).



а) *б)* *в)*

Рис. 3.35. Схема подачи напряжений на пластины:
а — симметричная; *б* — несимметричная; *в* — конструкция одной пары отклоняющих катушек

При такой схеме потенциал на оси трубки изменяется в зависимости от отклоняющего напряжения. Это приводит к дополнительному ускоряющему действию пластин на луч, ухудшающему фокусировку и приводящему к трапецеидальным искажениям.

Магнитная отклоняющая система обычно содержит две пары катушек, создающих магнитные поля во взаимно перпендикулярных направлениях. Они устанавливаются на горловину трубки и располагаются между электронным прожектором и экраном. Возможная конструкция одной пары отклоняющих катушек показана на рис. 3.35, *в*. Электроны, попадая в поле такой катушки, вектор магнитной индукции которой перпендикулярен вектору скорости в магнитном поле, начинают двигаться по спирали с радиусом

$$r = mv/(eB),$$

где m, e — масса и заряд электрона; v — его скорость; B — магнитная индукция. По выходе из магнитного поля они продолжают двигаться по траектории, определяемой касательной к спирали, проведенной в точке выхода электрона из поля, и «пересекают» экран в точке, удаление которой от оси симметрии зависит от тока в катушках. Меняя токи в парах катушек, получают отклонение луча в двух плоскостях. Поэтому чувствительность отклоняющей системы зависит не от напряжений, а от тока катушек и равна

$$h = KWI,$$

где K — коэффициент пропорциональности; W — число витков; I — ток катушки.

При отклонении луча магнитным полем скорость электронов оказывает меньшее влияние на его значение, чем при использовании электростатических отклоняющих систем. Поэтому им отдают предпочтение в трубках с большим анодным потенциалом и высокой яркостью. Кроме того, положение отклоняющей системы легко регулируется. Однако при частотах отклоняющих напряжений выше 10...20 кГц их эффективность резко падает, в то время как электростатическое отклонение успешно используется на частотах в десятки — сотни миллигерц.

Флуоресцирующий экран состоит из люминофора (сульфиды, силикаты и их соединения). Электронный пучок, падающий на экран, возбуждает люминофор и на нем появляется светящееся пятно. В зависимости от времени послесвечения люминофора экраны делятся на экраны с коротким послесвечением (через 20 мс свече-

ние уменьшается до 0,001 первоначального значения), экраны со средним послесвечением (послесвечение порядка 50 мс), экраны с длительным послесвечением (послесвечение порядка 6 с), экраны с особо длительным послесвечением (послесвечение порядка 20 с), экраны трубок с памятью.

Для экранировки отклоняющих пластин и отвода вторичных электронов, выбиваемых из экрана электронным лучом, внутренняя поверхность колбы от второго анода до экрана покрыта металлическим или графитовым (аквадаг)* проводящим слоем *9* (см. рис. 3.34, *а*), который соединен со вторым анодом. Все перечисленные элементы размещены в стеклянной колбе *11*.

Для повышения яркости свечения в некоторых ЭЛТ применяют дополнительное ускорение луча. Для этого электропроводящий слой, покрывающий внутреннюю поверхность колбы, разбивают на две или несколько секций и подают на них дополнительные напряжения (сотни вольт — несколько киловольт относительно второго анода). При этом чувствительность ЭЛТ почти не изменяется, а яркость существенно повышается за счет увеличения энергии электронов электронного луча.

В полицветных ЭЛТ на экран наносят несколько люминофоров, имеющих разные цвета свечения. При этом для их возбуждения с требуемой интенсивностью используются разные способы. Так, например, люминофоры на экран наносят в два слоя — несколько слоев. При малой энергии электронного луча возбуждается только люминофор первого слоя, дающий свечение одного цвета (обычно красного). При увеличении энергии за счет повышения скорости бомбардирующих электронов возбуждается второй слой, дающий свечение другого цвета (зеленого). В результате сложения этих цветов в зависимости от их интенсивности изображение воспринимается как красное, оранжевое, желтое или зеленое. В таких ЭЛТ луч «пробегает», давая сначала красное изображение, а потом изменяется ускоряющее напряжение и луч повторяет свой путь, давая изображение других цветов. При этом в каждой точке интенсивность луча и яркость свечения определенного цвета зависят от напряжения модулятора.

Более широкие возможности по части воспроизведения цветных изображений имеют ЭЛТ с теневой маской. В них для получения любого цвета используется принцип смешения синего, зеленого и красного цветов.

Экран ЭЛТ выполняется состоящим из трех люминофоров, имеющих синий, зеленый и красный цвета свечения. Люминофо-

---

* Аквадаг — коллоидный раствор графита в жидком стекле.

ры наносят либо в виде отдельных групп пятен, составляющих триады, либо в виде самостоятельных полос.

Каждый люминофор возбуждается электронным лучом своего электронного прожектора. Интенсивность свечения и результирующий цвет изменяются тремя модуляторами. Для того чтобы при любом отклонении лучей они возбуждали зерна только «своих» люминофоров, перед экраном располагается теневая маска с отверстиями (рис. 3.36). Тройки элементов люминофора располагают напротив соответствующих отверстий и поэтому в любой точке экрана можно получить необходимый цвет, варьируя токи электронных лучей. Дискретность светящихся элементов глазом не воспринимается, и светящееся изображение кажется сплошным.

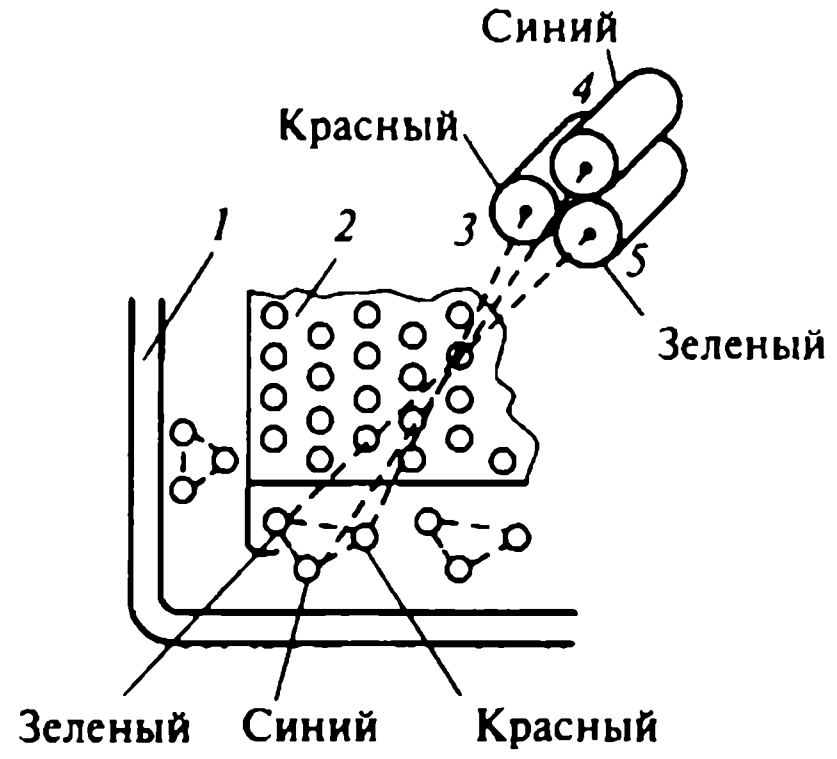


Рис. 3.36. ЭЛТ с теневой маской:
1 — экран с мозаичным люминофором, сосредоточенным в виде триадных групп; *2* — теневая маска; *3*, *4*, *5* — электронные прожекторы красного, синего и зеленого лучей

Основной проблемой при использовании таких ЭЛТ является обеспечение требуемого схождения лучей, так как необходимо, чтобы они перемещались синхронно и пересекали плоскость маски в одной точке. К тому же у них ограничена разрешающая способность и мала светоотдача, что, однако, не мешает их широкому применению в телевидении.

Более перспективными считают ЭЛТ с щелевой маской. В них имеется три катода с модуляторами, но все три луча ускоряются и формируются одним электронным прожектором. Лучи находятся в одной плоскости (рис. 3.37) и электронным прожектором *2* фокусируются так, что пересекаются в одной точке. При дальнейшем движении красный и синий лучи попадают в электрическую отклоняющую систему *3* (система сведения лучей), которая меняет их траекторию движения так, что лучи пересекаются в одной точке щелевой маски *4*. Проходя через щель и расходясь в стороны, лучи попадают на люминофоры соответствующих цветов, нанесенные в виде полос. Яркость свечения в таких ЭЛТ в 1,5—2 раза выше, а регулировка «сведения» лучей и фокусировка значительно проще. Разрешающая способность зависит от шага щелевой маски. Отклоняющие системы в полицветных ЭЛТ в принципе не отличаются от одноцветных, но схемы управления значительно слож-

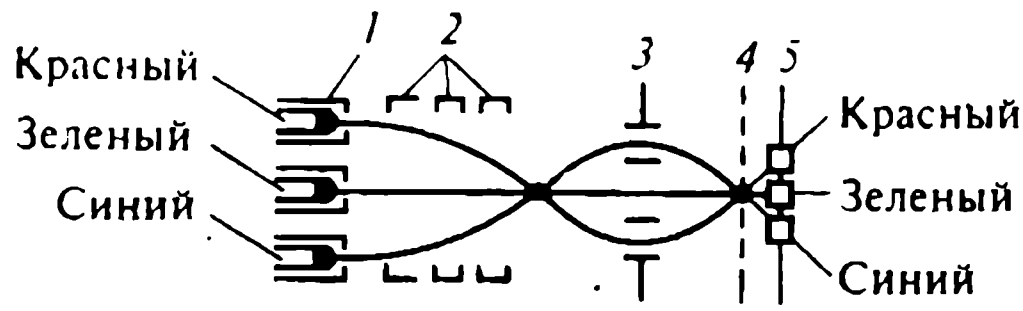


Рис. 3.37. Схематическое изображение ЭЛТ с щелевой маской:
1 — модуляторы; *2* — электроды электронного прожектора; *3* — система сведения лучей; *4* — щелевая маска; *5* — экран с линейчато нанесенным люминофором

нее из-за необходимости во время перемещения одновременно изменять интенсивность трех лучей, а не одного, как в одноцветных.

При отображении простейшей графической информации в форме кривых или графиков на отклоняющую систему подаются сигналы, обеспечивающие движение луча в горизонтальной плоскости с определенной скоростью. Для этого на горизонтальные отклоняющие пластины (катушки) подают линейно изменяющееся напряжение (ток). После достижения определенного значения напряжение скачком возвращается к исходному уровню. Соответственно и луч возвращается на исходную горизонтальную отметку — это обратный ход луча, при котором ЭЛТ обычно запирается путем подачи на модулятор отрицательного напряжения. На вертикальные пластины (катушки) подают сигнал, который хотят отразить в виде кривой или графика. В результате сложного движения в двух направлениях на экране высвечивается требуемая кривая или график.

При отображении сложных полутоновых изображений применяют построчную развертку. В этом случае луч поочередно с равной скоростью проходит экран слева направо (строчная развертка). Причем каждый раз (в течение кадра) напряжение на вертикальной отклоняющей системе изменяется так, чтобы он прочертил соседнюю строку. Это выполняется с помощью линейно изменяющегося напряжения (тока), скорость изменения которого во много раз меньше скорости напряжения (тока) на горизонтальной отклоняющей системе (кадровая развертка). В итоге весь экран за один кадр окажется прочерчен горизонтальными полосами, идущими с определенным шагом и небольшим наклоном (рис. 3.38, *а*). В ряде случаев напряжение вертикальных пластин изменяется ступенчато. Тогда линии развертки будут высвечиваться горизонтальными полосами (рис. 3.38, *б*).

При движении по строке яркость свечения (а также цвет) непрерывно меняется за счет изменения потенциала модулятора (модуляторов). После окончания кадра на экране видно полутоновое

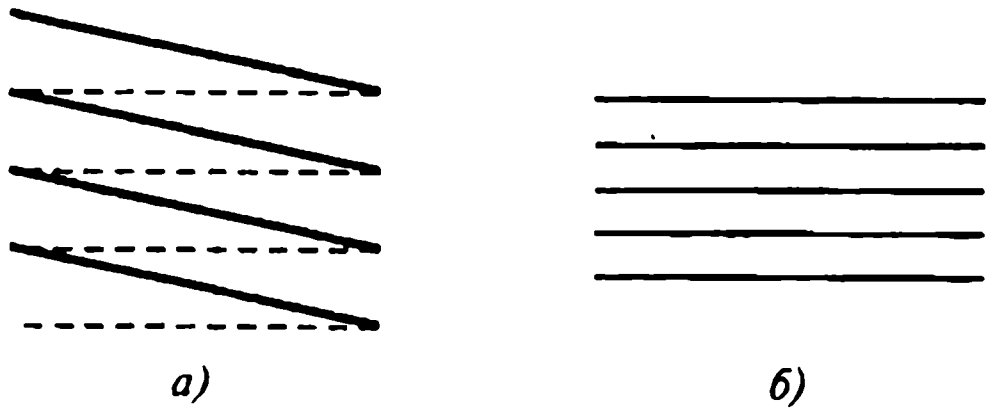


Рис. 3.38. Траектория движения луча по экрану при линейном (*а*) и ступенчатом (*б*) изменении напряжения на вертикальных пластинах (пунктир — обратный ход луча)

(цветное) отображение графической информации. Длительность свечения зависит от свойств люминофора. Изображение регенерируется или изменяется при следующем кадре развертки луча.

Для получения буквенной, цифровой или знаковой информации отклоняющие напряжения (токи) формируют так, чтобы луч попадал в определенные точки экрана и в этих точках прочерчивал траекторию нужного знака или символа. Формирование таких управляющих напряжений выполняется с помощью специальных генераторов.

До частот порядка нескольких сотен мегагерц ЭЛТ может считаться безынерционной. Чувствительность отклоняющих пластин типовых трубок колеблется от 0,15 до 0,40 мм/В.

Обозначение ЭЛТ состоит из четырех элементов. Первый элемент — число, указывающее диаметр или диагональ экрана (см); второй указывает тип отклоняющей системы: ЛО — электростатическое отклонение, ЛМ — электромагнитное отклонение; третий — число, характеризующее модель трубки; четвертый — буква, указывающая тип экрана трубки, например 6Л038И (И — зеленый цвет экрана, А — синий цвет, Б — белый).

§ 3.9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Полупроводниковые приборы, предназначенные для отображения информации, основаны на использовании свойств светоизлучающего *p-n*-перехода (см. гл. 2). Это приборы, в которых требуемая конфигурация свечения обеспечивается за счет выполнения соответствующих участков в виде единого *p-n*-перехода (набора *p-n*-переходов). Часть эффекта свечения зоны обеспечивается за счет отражения света от специально созданных отражающих поверхностей. С точки зрения потребителя готовых компонентов полупроводниковые ЗСИ представляют собой группу

полупроводниковых светодиодов, включение которых в электрическую цепь позволяет получить свечение отдельных областей.

Промышленностью выпускаются отдельные светодиоды (индикаторы единичные), с помощью которых можно высветить точку; сегментные ЗСИ (индикаторы цифровые, буквенно-цифровые), с помощью которых можно высветить требуемую букву или цифру; матричные ЗСИ (индикаторы графические), обеспечивающие высвечивание цифр, букв, символов, графиков; мнемонические ЗСИ, с помощью которых получают светящиеся мнемосхемы. Цвет свечения обычно красный или зеленый. Возможно создание ЗСИ с изменяющимся цветом свечения (см. § 3.2).

В *сегментных* ЗСИ каждый сегмент выполнен в виде отдельного светодиода (рис. 3.39, *а*). В *одноразрядных* — на корпус выведены выводы всех сегментов (рис. 3.39, *б*). В *многоразрядных* ЗСИ одноименные сегменты всех разрядов обычно электрически соединены между собой. Индикация осуществляется в динамическом режиме, в котором последовательно высвечивается каждый разряд. Для этого к электрической цепи последовательно подключаются катоды светодиодов, общие для отдельного разряда, и на высвечиваемые сегменты подается электрическое напряжение.

Для ограничения тока последовательно со светодиодом часто включают резистор, значение которого определяется из уравнения

$$R = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{д}}}{I_{\text{д}}},$$

где $U_{\text{п}}$ — напряжение питания; $U_{\text{д}}$, $I_{\text{д}}$ — прямое падение напряжения и средний ток светодиода.

В *матричном* ЗСИ высвечивание определенного элемента осуществляется при приложении электрического напряжения к шинам соответствующих строки и столбца.

Падение напряжения на светящемся элементе 1,5...2,5 В, ток сегмента 2...10 мА. При динамическом управлении, когда каждый элемент высвечивается на малый промежуток времени, потребляемая мощность существенно уменьшается.

Преимущества полупроводниковых ЗСИ — высокое быстродействие, надежность и долговечность; хорошая устойчивость к механическим воздействиям; малые габариты и масса; возможность регулировки яркости и цвета электрическим путем. Недостатки — повышенные энергопотребление и стоимость.

В *электролюминесцентных* ЗСИ используется свечение, возникающее в люминофорах, помещенных в сильное электрическое поле (см. § 3.2). Конструктивно они представляют собой группу

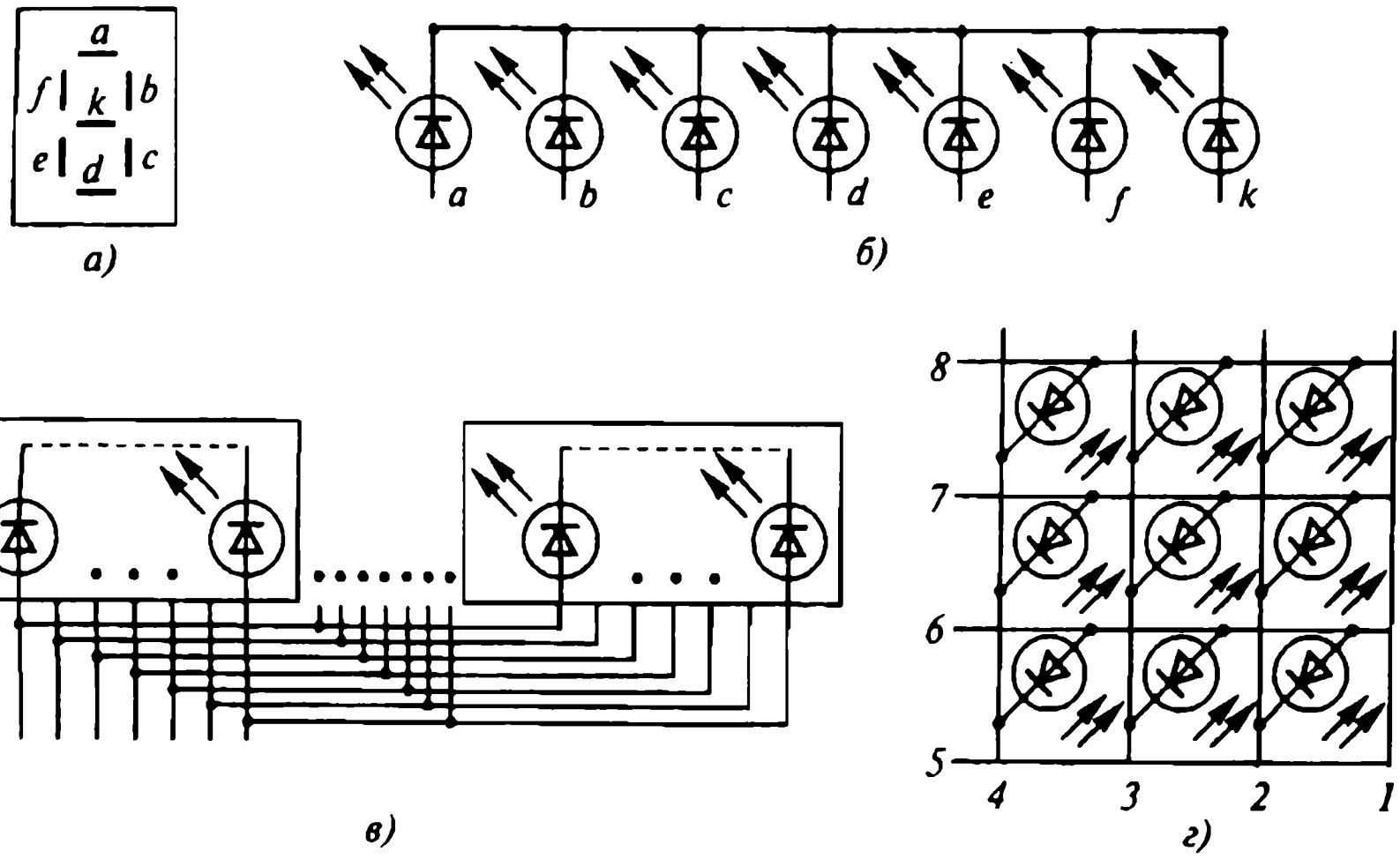


Рис. 3.39. Семисегментный одноразрядный полупроводниковый ЗСИ (*а*); его условное обозначение (*б*); соединение выводов сегментов в многоразрядном индикаторе (*в*); обозначение матричного ЗСИ (*г*)

конденсаторов, у которых одна из обкладок выполнена прозрачной, а другая — непрозрачной. Между обкладками помещен люминофор. При приложении электрического напряжения к обкладкам люминофор начинает светиться. Если один из электродов (прозрачный) выполнить определенной формы, то зона свечения люминофора повторит ее. Совокупность светящихся участков создает требуемое изображение. Цвет свечения зависит от состава люминофора. Конфигурация излучающих сегментов, элементов и организация их управления в принципе не отличаются от полупроводниковых ЗСИ. Однако при их применении следует учитывать, что управляющим сигналом является напряжение. Яркость свечения зависит от его значения и частоты изменения. Для источника питания электролюминесцентный ЗСИ представляет собой конденсатор с потерями. Полная мощность, потребляемая им,

$$P = U\sqrt{I_R^2 + I_X^2},$$

где U — действующее значение приложенного напряжения; I_R, I_X — активная и емкостная составляющие тока.

При эксплуатации напряжение питания выбирают исходя из требуемой яркости. В большинстве случаев применяют приборы, с переменным напряжением 160...250 В, частотой 300...4000 Гц,

потребляющие мощность в сотые — десятые доли ватт, обеспечивающие яркость 20...65 кд/м^2.

Преимущества люминесцентных ЗСИ — возможность создания информационных полей большой площади; равномерность яркости свечения элементов; возможность создания многоцветных приборов; малая потребляемая мощность; возможность регулировки яркости электрическим путем; отсутствие разогрева во время работы; механическая прочность.

В настоящее время разработаны и выпускаются электролюминесцентные дисплеи. Считается, что они имеют наилучшие характеристики с точки зрения качества изображения, времени эксплуатации, яркости, высокой контрастности, широкого температурного диапазона и скорости отклика, уровня электромагнитного излучения. Их разрешение достигает 640×480 пиксел и более. Они используются в ответственном оборудовании в различных областях промышленности — медицинской, связи, авиационной, а также контрольно-измерительном оборудовании и пр. Например, *EL* — дисплей фирмы *Planar*, работает от постоянного напряжения 5 В и 12 В и имеет встроенный преобразователь постоянного напряжения.

ГЛАВА 4

УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ, ИХ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРАХ И ХАРАКТЕРИСТИКАХ

Частный случай управления энергией, при котором путем затраты небольшого ее количества можно управлять энергией, во много раз большей, называется *усилением*. При этом необходимо, чтобы процесс управления являлся непрерывным, плавным и однозначным. Устройство, осуществляющее такое управление, называется **усилителем**.

Если управляющая и управляемая энергии являются электрическими, такой усилитель называют **усилителем электрических сигналов**. Эти усилители широко используются во всех областях техники.

По роду усиливаемых сигналов их подразделяют на усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени усилители делят на усилители медленно изменяющихся сигналов, которые часто называют усилителями постоянного тока, и усилители переменного тока, подразделяемые на усилители низкой частоты, высокой частоты, широкополосные, избирательные, универсальные многофункциональные и пр.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения, тока, мощности. Такое разделение условно, так как в любом случае в конечном счете усиливается мощность.

В зависимости от типа использованных в усилителе активных элементов различают усилители: ламповые; полупроводниковые; магнитные; оптоэлектронные; диэлектрические.

В ряде случаев усилители выполняют комбинированными с применением активных компонентов различных типов. Кроме того, их иногда подразделяют на усилители прямого усиления и усилители с преобразованием усиливаемого сигнала.

Структура усилителя и его характеристики приведены на рис. 4.1, *а—е*. Основные показатели усилителей электрического сигнала зависят от требований, предъявляемых к ним, и их конкретного назначения.

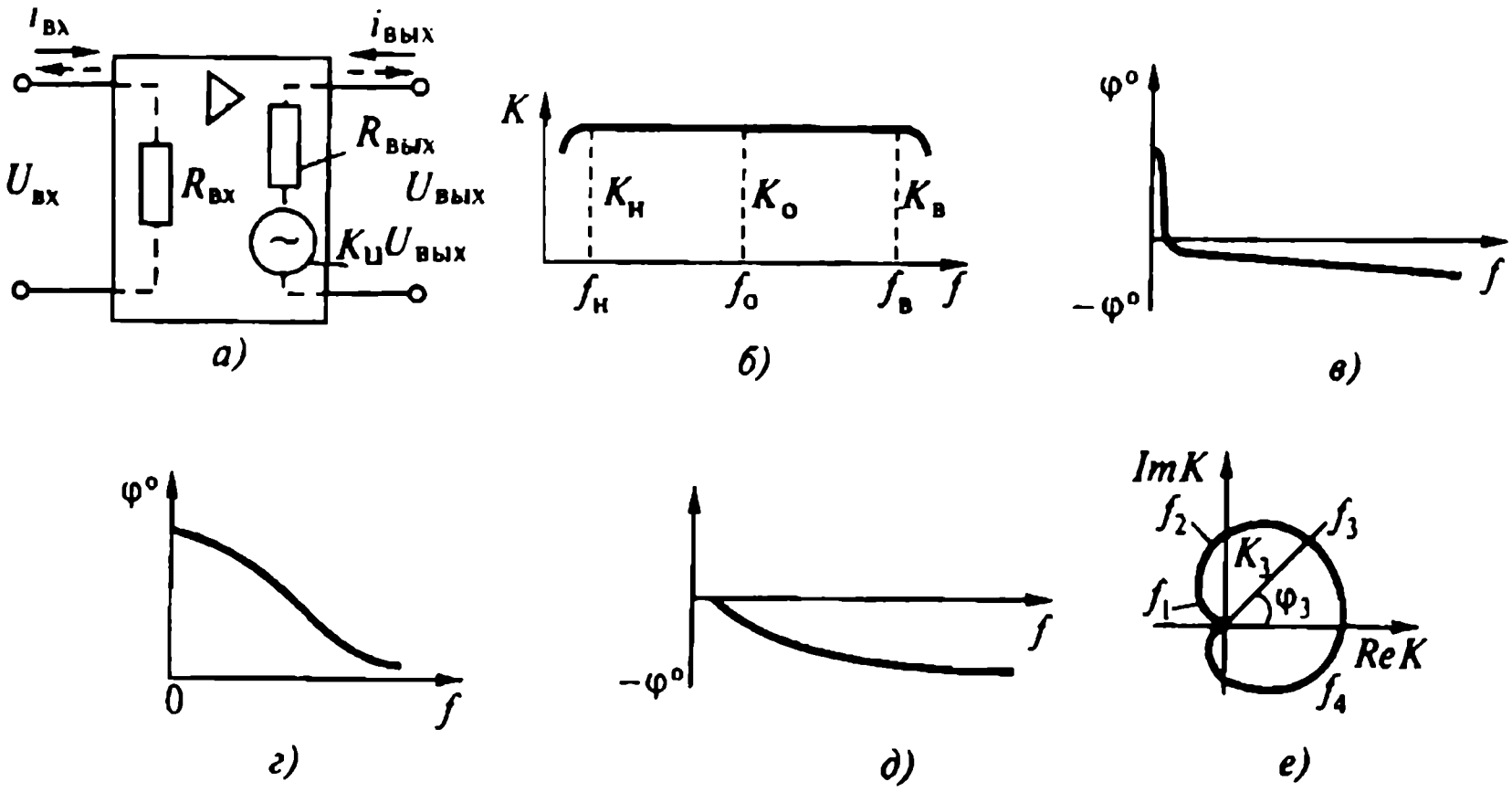


Рис. 4.1. Структура усилителя (*а*) и его характеристики: амплитудно-частотная (*б*); фазовая (*в*); фазо-частотная для диапазона низких частот (*г*); фазо-частотная для диапазона высоких частот (*д*); амплитудно-фазовая (*е*)

Коэффициентом преобразования, или *коэффициентом передачи*, называют отношение выходного сигнала к входному. В частном случае, когда входное и выходное значения сигнала являются однородными, коэффициент преобразования называют *коэффициентом усиления*. Размерность и общепринятые обозначения коэффициента преобразования зависят от значений и величин входного и выходного сигналов, например $S = I_{вых}/U_{вх}$ — коэффициент преобразования напряжения в ток; $W = P_{вых}/I_{вх}$ — коэффициент преобразования тока в мощность.

В зависимости от характера входной или выходной величин коэффициент усиления подразделяют на коэффициент усиления по напряжению $K_u = U_{вых}/U_{вх}$; коэффициент усиления по току $K_i = I_{вых}/I_{вх}$; коэффициент усиления по мощности $K_p = P_{вых}/P_{вх}$.

В ряде случаев коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$K_u = 20\lg(U_{вых}/U_{вх});\ K_i = 20\lg(I_{вых}/I_{вх});\ K_p = 10\lg(P_{вых}/P_{вх}). \quad (4.1)$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов или узлов усилителя, общий коэффициент усиления которого равен произведению этих коэффициентов, то его находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Коэффициенты усиления по напряжению и току, как правило, комплексные величины, характеризуемые как модулем, так и фазой. Это связано с тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по-разному из-за наличия реактивных компонентов и инерционности активных приборов.

Отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению называют *динамическим диапазоном*:

$$D = U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}};\ D(\text{дБ}) = 20\lg(U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}). \qquad (4.2)$$

Введение коэффициента D, характеризующего динамический диапазон, необходимо потому, что максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажениями сигнала, вызванными выходом рабочих точек усилительных каскадов за пределы линейного участка характеристики.

Минимально допустимое напряжение обычно ограничено уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых полезный сигнал не удается выделить. В ряде случаев напряжением $U_{\text{вх min}}$ считается сигнал, который дает выходное напряжение, равное действующему значению напряжения шумов усилителя.

В общем случае входное и выходное сопротивления — величины комплексные из-за наличия реактивных элементов во входной и выходной цепях. В рабочем диапазоне частот они обычно приближаются к активным.

Выходная мощность характеризуется номинальной выходной мощностью. Под ней понимают мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений.

Коэффициент полезного действия представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания: $\eta = P_{\text{вых}}/P_0$. Он характеризует энергетические показатели усилителя.

Характеристики преобразования показывают, как преобразуется входной сигнал в зависимости от параметров усилителя.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты входного сигнала (рис. 4.1, *б*).

Фазо-частотная характеристика — зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты (рис. 4.1, *в*). В ряде случаев для наглядности строят фазо-частотные характеристики отдельно для области низких и области верхних рабочих частот (рис. 4.1, *г*, *д*).

Амплитудно-фазовая характеристика — это построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя от частоты (рис. 4.1, *е*). Она объединяет в себе амплитудно- и фазо-частотные характеристики усилителя и представляет собой годограф комплексного коэффициента $K(j\omega)$.

Амплитудная характеристика — зависимость амплитудного значения напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения (рис. 4.2, *а*).

Переходная характеристика — зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения (рис. 4.2, *б*). Эта характеристика дает возможность определить переходные искажения, которые в области малых времен характеризуются фронтом выходного напряжения и оцениваются временем установления t_y и выбросом δ.

В области больших времен искажается вершина импульса. Эти искажения оценивают относительным значением спада плоской вершины $\lambda = \Delta K(t)/K_0$ к моменту окончания импульса.

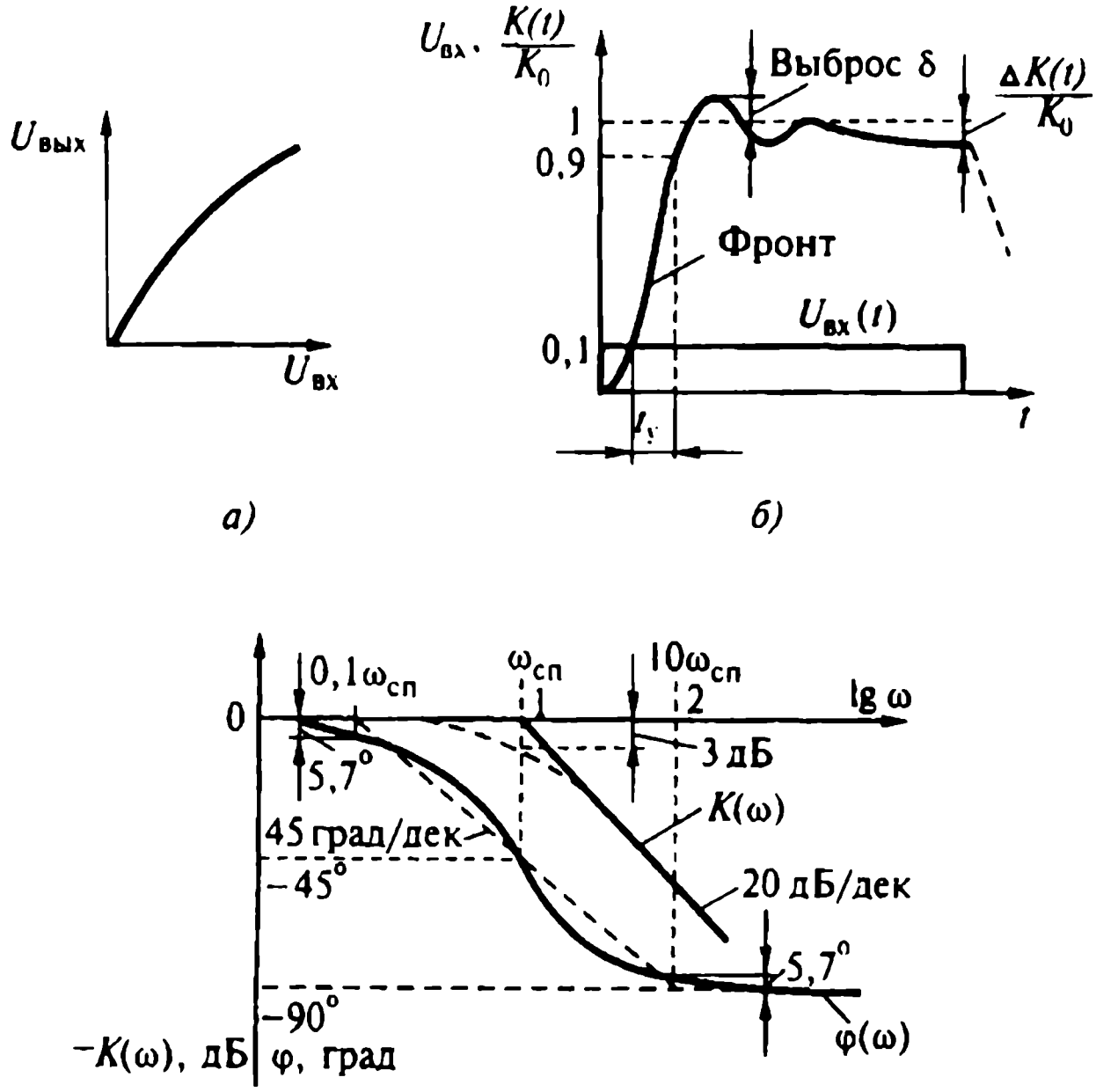


Рис. 4.2. Амплитудная (*а*) и переходная (*б*) характеристики усилителя; логарифмические характеристики апериодического звена (*в*)

Переходные искажения вызваны наличием реактивных элементов в цепях усилителя и инерционностью активных компонентов.

В ряде случаев амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики удобнее строить в логарифмической системе координат. При этом коэффициент усиления многокаскадного усилителя почти всегда может быть представлен как отношение полиномов в операторном виде (*передаточная функция*). Передаточная функция в наиболее общем виде связывает между собой входной и выходной сигналы:

$$K(p) = K_0 \frac{\prod_{k=1}^{m}(1 + \tau_k p)}{\prod_{i=1}^{s}(1 + \tau_i p)}, \qquad (4.3)$$

где K_0 — коэффициент усиления на частоте, где выполняются условия $\tau_k\omega << 1$, $\tau_i\omega << 1$ (при замене p на $j\omega$); τ_k и τ_i — постоянные времени усилительного каскада; p — оператор Лапласа. Прологарифмировав (4.3), получим

$$\lg K(p) = \lg K_0 + \sum_{k=1}^{m}\lg(1 + \tau_k p) - \sum_{l=1}^{s}\lg(1 + \tau_i p). \qquad (4.4)$$

Построение логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) сводится к построению зависимости модуля каждого слагаемого выражения (4.4) от частоты, а затем к суммированию их ординат.

Для упрощения операции суммирования ЛАЧХ каждого звена представляют в виде отрезков сопрягающихся друг с другом прямых. При этом вместо оператора p подставляют $j\omega$.

Для пояснения сущности этих операций рассмотрим построение ЛАЧХ каскада, коэффициент усиления которого определяется выражением (звено первого порядка)

$$K(p) = 1/(1 + \tau p). \qquad (4.5)$$

Если подставить $j\omega$ вместо оператора p, (4.5) примет вид

$$K(j\omega) = 1/(1 + j\omega\tau). \qquad (4.6)$$

Модуль и аргумент его соответственно равны

$$|K(\omega)| = -20 \lg \sqrt{\tau^2\omega^2 + 1}; \tag{4.7}$$

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}\ \omega\tau. \tag{4.8}$$

При упрощенном построении ЛАЧХ вводят следующие допущения: если $\omega\tau < 1$, то $\omega^2\tau^2 << 1$ и этим членом можно пренебречь; если $\omega\tau > 1$, то пренебрегаем единицей, так как она значительно меньше члена $\omega^2\tau^2$. Соответственно в диапазоне частот, где $\omega < 1/\tau$, коэффициент усиления (дБ)

$$|K(\omega)| = -20 \lg \sqrt{\tau^2\omega^2 + 1} \approx 0. \tag{4.9}$$

В диапазоне частот, где $\omega > 1/\tau$,

$$|K(\omega)| = -20 \lg \sqrt{\tau^2\omega^2 + 1} \approx -20 \lg \omega\tau. \tag{4.10}$$

При выполнении условия $\omega\tau = 1$

$$|K(\omega)| = 3 \text{ дБ}. \tag{4.11}$$

Таким образом, упрощенная ЛАЧХ может быть представлена в виде двух прямолинейных отрезков асимптот 0—1 и 1—2 (рис. 4.2, *в*), которые при $\omega \le 1/\tau$ соответствуют $|K(\omega)| = 0$, а при $\omega \ge 1/\tau$ соответствуют $|K(\omega)| = -20\lg\omega t$ и сопрягаются при частоте $\omega_{сп} = 1/\tau$, называемой *сопрягающей частотой.*

Наклон асимптоты (дБ) находим, увеличивая частоту в два (октава) и в десять (декада) раз:

$$\begin{gathered} |K(\omega)| - |K(2\omega)| = -20\lg 2 = -6 \text{ дБ}; \\ |K(\omega)| - |K(10\omega)| = -20\lg 10 = -20 \text{ дБ}. \end{gathered} \tag{4.12}$$

Таким образом, наклон 6 дБ на октаву эквивалентен 20 дБ на декаду. Наибольшая ошибка в 3 дБ существует при замене реальной ЛАЧХ (штриховая линия) на упрощенную и имеет место при частоте, равной $\omega_{сп}$. Вне интервала, равного двум-трем октавам вправо и влево, точные и приближенные ЛАЧХ совпадают.

Логарифмическая фазо-частотная характеристика (ЛФЧХ)

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}\omega\tau = -\text{arctg}\omega/\omega_{сп} \tag{4.13}$$

является кососимметричной относительно точки сопряжения $\omega_{сп} = 1/\tau$, в которой $\varphi(\omega) = 45°$, т.е.

$$\varphi(\omega/\omega_{сп}) = (\pi/2) - \varphi(\omega_{сп}/\omega). \qquad (4.14)$$

Она строится в тех же координатах, что и ЛАЧХ, только по оси ординат откладывают фазовый сдвиг в градусах. В пределах одной декады в ту и другую стороны от частоты сопряжения фазовый сдвиг достигает соответственно 0 и 90° с погрешностью 5,7° (для рассматриваемого апериодического звена) и при дальнейшем изменении частоты практически перестает изменяться. Это позволяет аппроксимировать реальную фазо-частотную характеристику звена прямой линией, имеющей наклон 45 град/дек, которая проходит через точку с координатами $-45°$, $\omega_{сп}$.

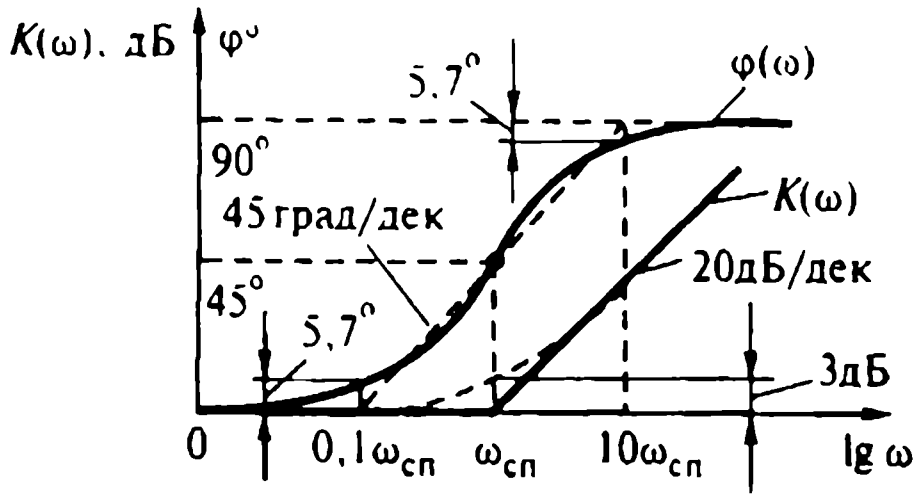
Аналогично строят амплитудную и фазовую характеристики звена:

$$K(j\omega) = 1 + j\omega\tau. \qquad (4.15)$$

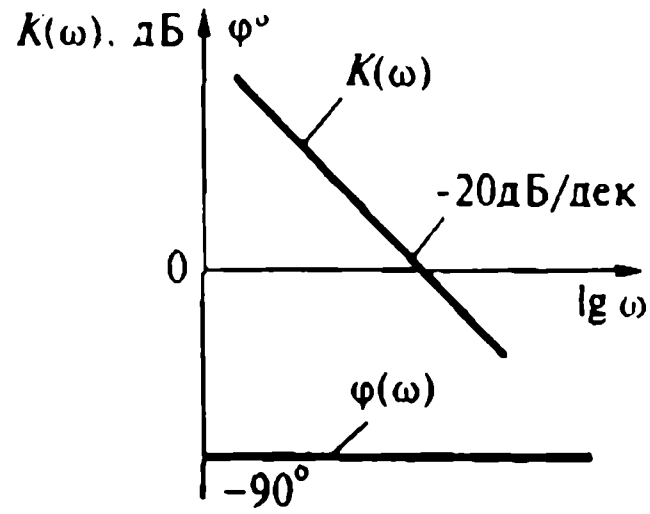
Для этого сначала находят частоту сопряжения $\omega_{сп}(\omega_{сп} = 1/\tau)$. Модуль $|K(\omega)| = \sqrt{1+\omega^2\tau^2}$ до частоты $\omega_{сп}$ можно считать равным 1 (0 дБ). После частоты $\omega_{сп}$ он увеличивается почти пропорционально частоте ω, причем наклон асимптоты, к которой он стремится, равен 20 дБ/дек. Поэтому на оси асимптот откладывается значение частоты $\omega_{сп}$ и из нее проводят прямую, имеющую наклон 20 дБ/дек (рис. 4.3, *а*). Это будет упрощенная ЛАЧХ звена. В точке $\omega_{сп}$ фазовый сдвиг достигает 45°, так как $\mathrm{tg}\varphi = \omega_{сп}\tau = 1$. Наклон линии аппроксимирующей ЛФЧХ равен 45 град/дек. Наибольшая погрешность аппроксимации ЛФЧХ наблюдается на частотах $0{,}1\omega_{сп}$ и $10\omega_{сп}$ и равна 5,7°. Поэтому построение упрощенной ЛФЧХ сводится к проведению линии, имеющей наклон 45 град/дек через точку с координатами 45°, $\omega_{сп}$. Длина этой прямой ограничена точками $0{,}1\omega_{сп}$, $10\omega_{сп}$, за которыми фазовый сдвиг можно считать неизменным ($\varphi(\omega)$ на рис. 4.3, *а*).

ЛАЧХ и ЛФЧХ звеньев $K(j\omega) = 1/(j\omega\tau)$ и $K(j\omega) = j\omega\tau$ представляют собой частный случай рассмотренных выше звеньев. Их ЛАЧХ имеет наклон соответственно -20 и 20 дБ/дек, а ЛФЧХ представляют прямые линии, равные $-90°$ и $+90°$ (рис. 4.3, *б*, *в*).

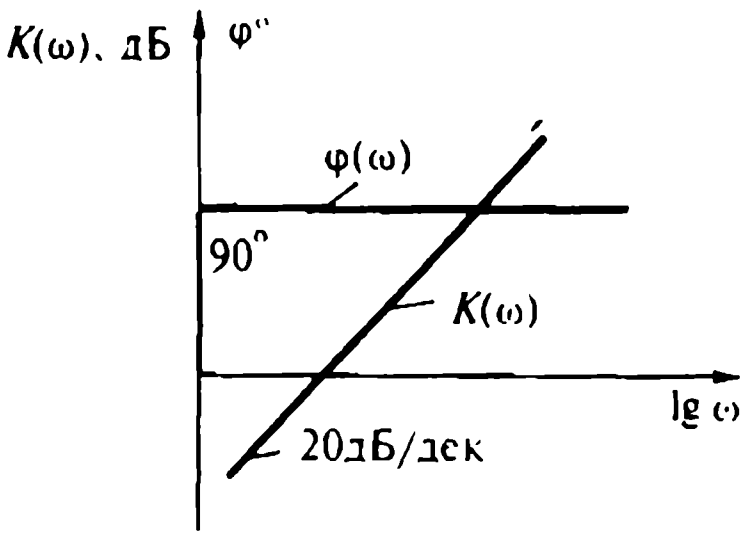
ЛАЧХ и ЛФЧХ сложных устройств, в которые рассмотренные базовые звенья входят как составляющие, получают путем геометрического суммирования ЛАЧХ и ЛФЧХ соответствующих



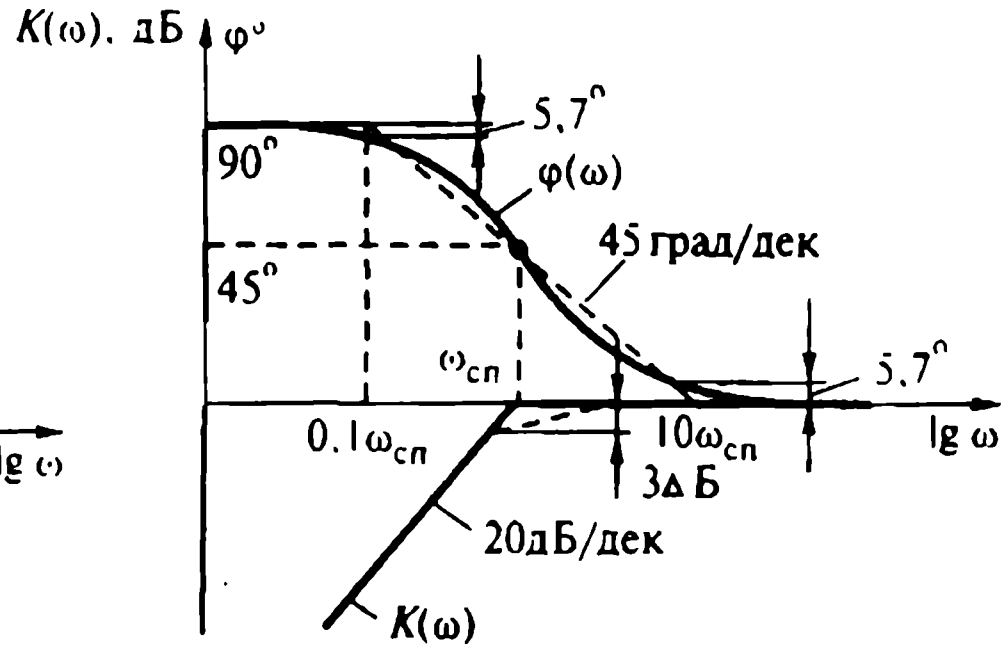
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.3. Логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики звеньев, имеющих функции передачи:
$K(j\omega) = 1 + j\omega\tau$ (*а*); $K(j\omega) = 1/(j\omega\tau)$ (*б*); $K(j\omega) = j\omega\tau$ (*в*); $K(j\omega) = j\omega\tau/(1 + j\omega\tau$ (*г*)

звеньев. Так, например, если требуется построить ЛАЧХ и ЛФЧХ устройства, характеризующего уравнение $K(j\omega) = j\omega\tau/(1 + j\omega\tau)$, то суммируем характеристики для звеньев $K_1(j\omega) = j\omega\tau$ и $K_2(j\omega) = 1/(1 + j\omega\tau)$. До частоты $\omega_{сп}$ $K_1(j\omega)$ [дБ] = 0, а $K_2(j\omega)$ имеет наклон 20 дБ/дек. Значит, ЛАЧХ устройства в этой полосе частот имеет наклон 20 дБ/дек. Выше частоты $\omega_{сп}$ наклон $K_1(j\omega)$ равен −20 дБ/дек. Так как наклон $K_2(j\omega)$ равен +20 дБ/дек, то результирующий наклон ЛАЧХ устройства за частотой $\omega_{сп}$ равен 0 (при геометрическом суммировании этих ЛАЧХ, рис. 4.3, *г*). Фазовый сдвиг первого звена равен 90° во всей полосе частот. Фазовый сдвиг второго звена в полосе частот $0,1\omega_{сп} - 10\omega_{сп}$ меняется от нуля до −90°. Суммирование этих ЛФЧХ звеньев дает результирующую ЛФЧХ устройства (рис. 4.3, *г*). Из нее видно, что фазовый сдвиг меняется в полосе частот $0,1\omega_{сп}—10\omega_{сп}$ в пределах 90...0° и достигает 45° на частоте $\omega_{сп}$.

Так как в усилительных каскадах имеются активные элементы, то соответствующее выражение передаточной функции умножается на постоянный коэффициент.

Таким образом, если известно аналитическое выражение передаточной функции и его можно разложить на простые сомножители, то построение ЛАЧХ и ЛФЧХ не вызывает затруднений.

Для операторных уравнений второго порядка соответствующие построения существенно усложняются.

ЛАЧХ и ЛФЧХ применяют при анализе устойчивости усилителей с обратной связью.

Рабочий диапазон частот (*полоса пропускания, диапазон пропускаемых частот* и т. д) — полоса частот от низшей рабочей частоты $f_н$ до высшей рабочей частоты $f_в$, в пределах которой коэффициент усиления или коэффициент преобразования усилителя не выходит за пределы заданных допусков. Это касается как модуля, так и фазы коэффициента усиления, так как последний обычно бывает комплексным из-за влияния реактивных элементов.

Если к усилителю не предъявляются какие-либо специальные требования, то рабочий диапазон частот определяют на уровне 3 дБ. Это диапазон от низшей частоты $f_н$, на которой коэффициент усиления уменьшается относительно своего значения на средней частоте на 3 дБ (в 1,41 раза), до высшей $f_в$, на которой коэффициент усиления также уменьшается на 3 дБ (см. рис. 4.1, *б*).

Частотные искажения обусловлены отклонениями частотных характеристик от идеальных в рабочем диапазоне частот. Мерой частотных искажений является нормированное (относительное) усиление на границах рабочего диапазона частот.

Нормированное усиление на нижней ($G_н$) и высшей ($G_в$) частотах определяется как отношение коэффициента усиления на границах рабочего диапазона к коэффициенту усиления на средней рабочей частоте:

$$G_н = K_н/K_0;\ \ G_н[\text{дБ}] = 20\lg(K_н/K_0);$$
$$G_в = K_в/K_0;\ \ G_в[\text{дБ}] = 20\lg(K_в/K_0). \qquad (4.16)$$

Часто используют величину, обратную нормированному усилению на границах рабочего диапазона, которая называется *коэффициентом частотных искажений*:

$$M_н = \frac{1}{G_н} = \frac{K_0}{K_н} = 20\lg(K_0 / K_н);$$
$$M_в = \frac{1}{G_в} = \frac{K_0}{K_в} = 20\lg(K_0 / K_в). \qquad (4.17)$$

Для определенности K_0 обычно определяют на частоте $f_0 = \sqrt{f_н f_в}$.

В технических условиях на усилительные устройства часто задают неравномерность АЧХ. Под ней обычно понимают выраженное в процентах максимальное отклонение коэффициента усиления в заданной полосе частот (ΔK_{max}) от того значения, которое задано в технических условиях:

$$\delta(\%) = \frac{\Delta K_{max}}{K_0} 100\%,$$

где $\Delta K_{max} = K_m - K_0$, K_m — максимальное или минимальное значение коэффициента усиления в заданной полосе частот.

Частотные искажения при усилении приводят к искажениям формы сигналов, имеющих широкий спектр частот.

Фазовые искажения появляются вследствие отклонения фазо-частотной характеристики реального усилителя от идеальной. Они вызваны неодинаковым сдвигом по фазе отдельных гармонических составляющих спектра сигнала сложной формы, что обусловлено наличием в цепях усилителя реактивных компонентов и инерционными свойствами активных приборов.

Рассмотрим их на примере усиления входного несинусоидального напряжения $U_1(t)$ (кривая *3* рис. 4.4, *а*), состоящего из двух гармонических составляющих с частотами f (кривая *1*) и $2f$ (кривая *2*).

Допустим, что в процессе прохождения составляющих сигнала через цепи усилителя фаза второй гармоники изменилась на четверть периода по отношению к составляющей основной частоты. Тогда, как видно из рис. 4.4, *б*, форма выходного сигнала (кривая *3*), полученного суммированием гармонических составляющих (кривые *1*, *2*), существенно изменится.

Форма кривой сигнала не искажается, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, изменяется прямо пропорционально частоте.

Действительно, если входное напряжение

$$U_1(t) = \sum_{n=1}^{m} U_n \sin(n\omega t + \psi_n), \qquad (4.18)$$

где ψ_n — сдвиг фазы соответствующей гармоники, а вносимый усилителем на частоте n-й гармоники фазовый сдвиг прямо пропорционален частоте $\varphi_n = n\omega\tau$, то

$$U_{вых} = K\sum_{n=1}^{m} U_n \sin[n\omega(t+\tau)+\psi_n]. \qquad (4.19)$$

Видно, что выходное напряжение отличается от входного лишь запаздыванием на время задержки τ, которое иногда называют *временем фазового пробега*, форма же сигнала на выходе идентична форме входного сигнала.

Можно показать также, что постоянное значение фазового сдвига для различных частот имеет место в том случае, когда коэффициент усиления изменяется по линейному закону.

Строго говоря, оба эти положения справедливы только для минимально-фазовых цепей, у которых между амплитудой и фазовой частотными характеристиками имеется однозначная связь. Математически это означает, что полиномы числителя и знаменателя передаточной функции (4.3) не имеют корней с положительной вещественной частью. Усилительные цепи в большинстве случаев можно рассматривать как минимально-фазовые.

Из сказанного выше ясно, что идеальной фазовой характеристикой является прямая, проходящая под любым углом к горизонтальной оси. Поэтому фазовые искажения, вносимые усилителем, оцениваются не абсолютным значением угла сдвига фаз,

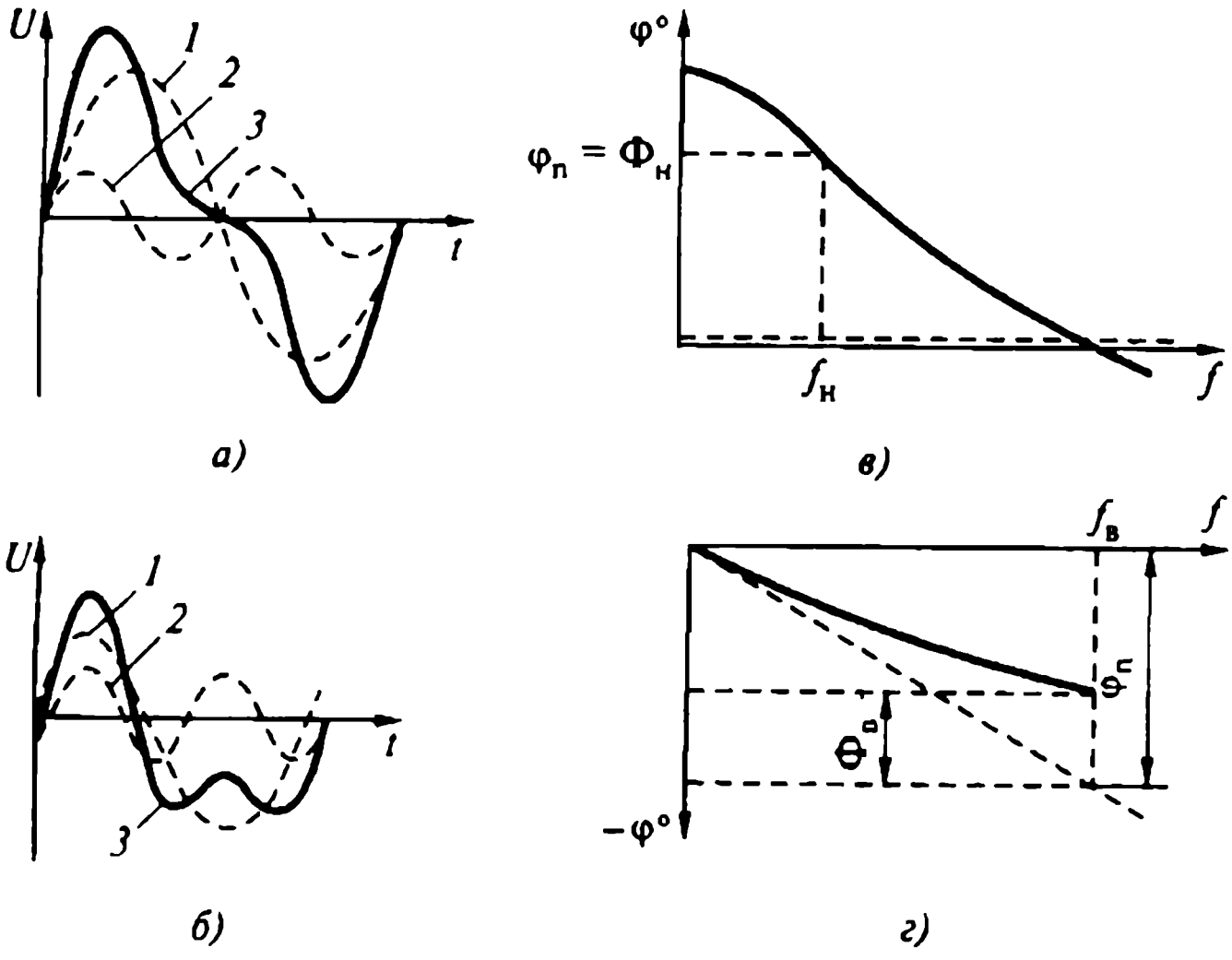


Рис. 4.4. Искажения выходного сигнала, вызванные временным сдвигом отдельных гармоник (*а*, *б*); определение фазовых искажений в области низких (*в*) и верхних (*г*) частот

вносимого усилителем, а разностью ординат Ф фазовой характеристики и касательной к ней, проведенной через начало координат ($\varphi_л$). В области нижних частот (рис. 4.4, *в*) касательная к фазовой характеристике совпадает с горизонтальной осью и соответственно мерой фазовых искажений $\Phi_н$ является абсолютное значение фазового сдвига, вносимого усилителем. В области верхних частот при том же значении сдвига фаз фазовые искажения $\Phi_в$ значительно меньше, чем в области нижних частот. Поэтому даже при значительном фазовом сдвиге в области высоких частот фазовые искажения бывают сравнительно невелики.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностями амплитудной характеристики усилителя. Количественно их оценивают или коэффициентом нелинейных искажений $K_{ни}$, или коэффициентом гармоник $K_г$.

Коэффициент нелинейных искажений определяется корнем квадратным из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к полной выходной мощности:

$$K_{ни} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \ldots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + \ldots + P_n}} = \sqrt{\frac{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \ldots + I_{nm}^2}{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \ldots + I_{nm}^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \ldots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \ldots + U_{nm}^2}}. \qquad (4.20)$$

Коэффициент гармоник представляет собой корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к мощности первой гармоники:

$$K_г = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \ldots + P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \ldots + I_{nm}^2}{I_{1m}^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \ldots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2}}, \qquad (4.21)$$

где P_n — мощность n-й гармонической составляющей выходного сигнала; U_{nm}, I_{nm} — амплитуды напряжений и тока n-й гармонической составляющей выходного сигнала.

§ 4.2. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ ТЕОРИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К УСИЛИТЕЛЯМ

Обратной связью (ОС) в усилителях называют явление передачи сигнала из выходной цепи во входную. Электрические цепи, обеспечивающие эту передачу, носят название *цепей обратной связи*. Структурная схема усилителя, охваченного ОС, приведена на рис. 4.5. В нем выходной сигнал усилителя *1* (в виде напряжения $U_{вых}$ или тока $I_{вых}$) через цепь обратной связи *2* частично или полностью подается к схеме сравнения. В ней происходит вычитание (или сложение) входного сигнала $U_{вх}$ или $I_{вх}$ и сигнала ОС $U_{ос}$ или $I_{ос}$. В результате этого на вход усилителя поступает сигнал, равный разности или сумме входного сигнала и сигнала обратной связи.

Петлей обратной связи называют замкнутый контур, включающий в себя цепь ОС и часть усилителя между точками ее подключения.

Местной обратной связью (местной петлей обратной связи) принято называть ОС, охватывающую отдельные каскады или части усилителя, а *общей* обратной связью — такую ОС, которая охватывает весь усилитель.

Обратную связь называют *отрицательной*, если ее сигнал вычитается из входного сигнала, и *положительной*, если сигнал ОС суммируется с входным. При отрицательной ОС коэффициент усиления уменьшается, а при положительной — увеличивается. Из-за схемных особенностей усилителя и цепи ОС возможны варианты, когда обратная связь существует либо только для медленно изменяющейся составляющей выходного сигнала, либо только для переменной составляющей его, либо для всего сигнала. В этих случаях говорят, что обратная связь осуществлена по постоянному, по переменному, а также как по постоянному, так и по переменному токам.

В зависимости от способа получения сигнала различают обратную связь *по напряжению* (рис. 4.6, *а*), когда снимаемый сигнал ОС пропорционален напряжению выходной цепи; обратную связь *по току* (рис. 4.6, *б*), когда снимаемый сигнал ОС пропорционален току выходной цепи; *комбинированную* ОС (рис. 4.6, *в*),

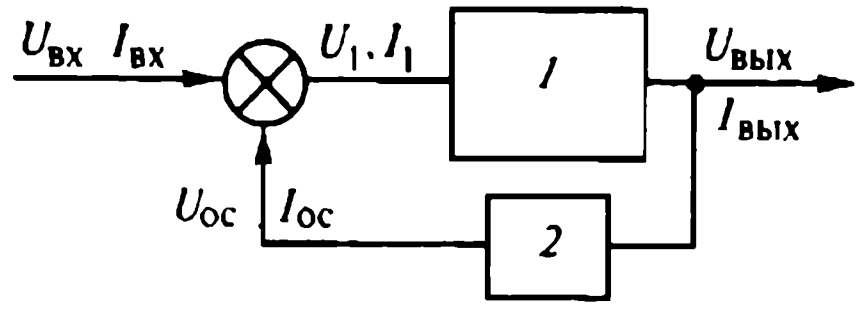
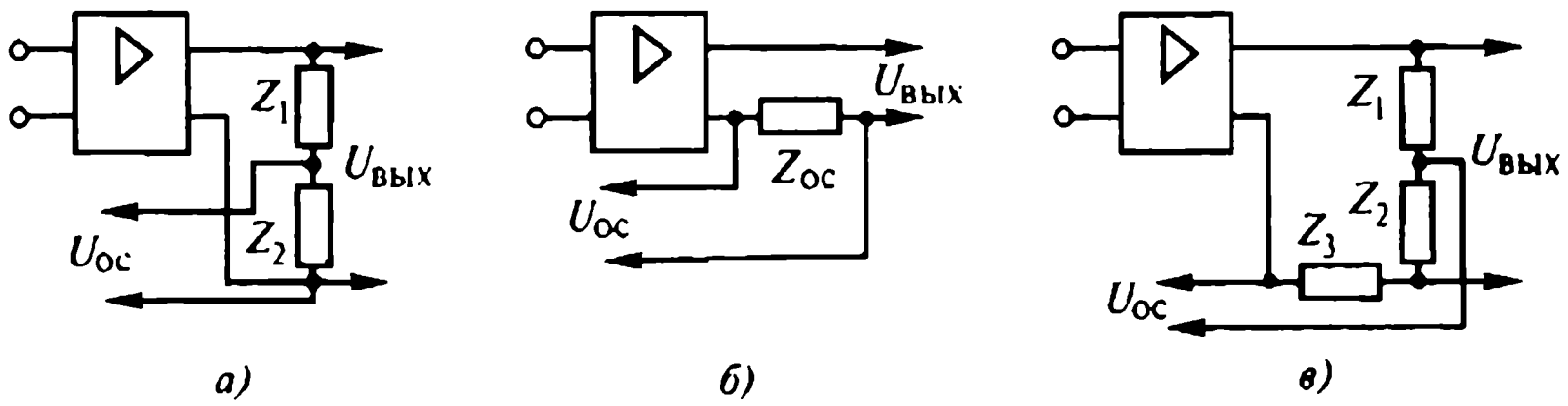


Рис. 4.5. Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью:
1 — усилитель; *2* — цепь обратной связи



а) *б)* *в)*

Рис. 4.6. Схемы обратной связи, сигнал которой снимается: по напряжению (*а*); по току (*б*); комбинированно (*в*)

когда снимаемый сигнал ОС пропорционален как напряжению, так и току выходной цепи.

По способу введения во входную цепь сигнала обратной связи различают: *последовательную* схему введения ОС (рис. 4.7, *а*), когда напряжение сигнала ОС суммируется с входным напряжением; *параллельную* схему введения ОС (рис. 4.7, *б*), когда ток цепи ОС суммируется с током входного сигнала; *смешанную* схему введения ОС (рис. 4.7, *в*), когда с входным сигналом суммируются ток и напряжение цепи ОС.

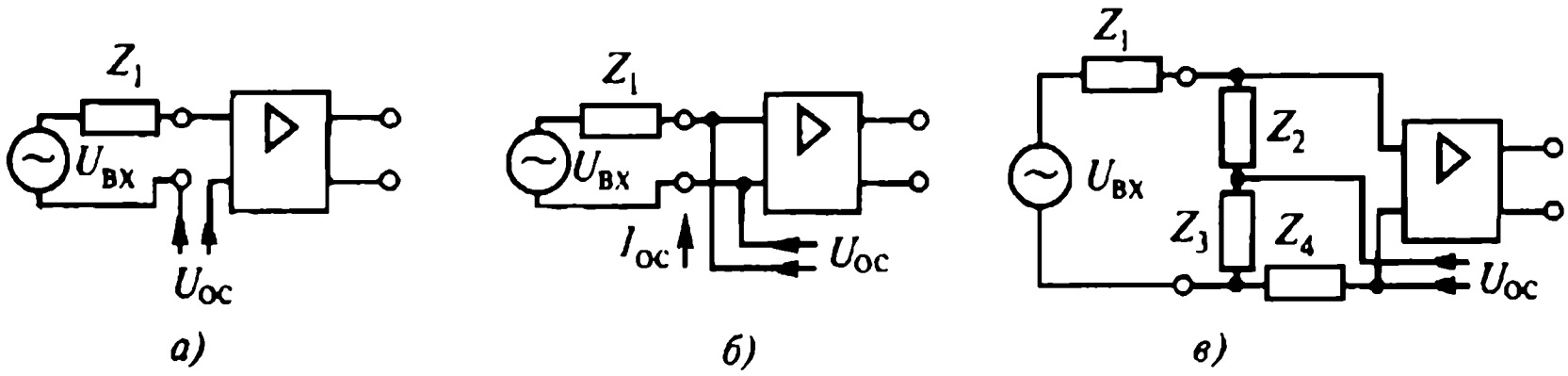
Для количественной оценки степени влияния цепи обратной связи используют *коэффициент обратной связи* β, показывающий, какая часть выходного сигнала поступает на вход усилителя. В общем случае $\beta = P_{ос}/P_{вых}$.

Однако значительно чаще β определяют как отношение напряжений или токов:

$$\beta_u = U_{ос}/U_{вых};\ \ \beta_i = I_{ос}/I_{вых}, \qquad (4.22)$$

причем при рассмотрении обратной связи по напряжению индекс *u* обычно опускается.

Рассмотрим, как изменяются основные параметры усилителя, охваченного обратной связью.



а) *б)* *в)*

Рис. 4.7. Схемы введения сигналов ОС:
а — последовательная; *б* — параллельная; *в* — смешанная

Коэффициент усиления. Для простоты и наглядности будем считать, что фазовые сдвиги в цепях усилителя и обратной связи отсутствуют. Цепь положительной обратной связи охватывает весь усилитель (см. рис. 4.5). Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (обратная связь по напряжению).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного такой цепью ОС,

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}. \tag{4.23}$$

Из рис. 4.5 видно, что

$$U_1 = U_{вх} + U_{oc};$$

$$U_{oc} = \beta U_{вых}; \tag{4.24}$$

$$U_{вых} = KU_1,$$

где K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Тогда (4.23) можно переписать:

$$K_{oc} = \frac{KU_1}{(U_1 - U_{oc})} = \frac{KU_1}{(U_1 - K\beta U_1)} = \frac{K}{(1 - K\beta)}. \tag{4.25}$$

Произведение $K\beta$ называют *петлевым усилением*, а $(1 - K\beta)$ — *глубиной обратной связи.*

Так как входной сигнал и сигнал обратной связи суммируются, то в рассматриваемом случае имеет место положительная ОС. Она увеличивает значение коэффициента усиления усилителя. Значение петлевого усиления при положительной обратной связи согласно (4.25) ограничено условием

$$K\beta < 1. \tag{4.26}$$

При $K\beta \geq 1$ усилитель теряет устойчивость и не может рассматриваться как усилитель, так как выходной сигнал перестает быть однозначно зависимым от входного сигнала (первое условие потери устойчивости). При этом возможны возникновение автоколебаний, когда выходное напряжение мало зависит от входного сигнала и периодически изменяется с какой-либо частотой, или появление триггерных «эффектов», при которых усилитель скачкообразно переходит из одного устойчивого состояния в другое при определенном уровне входного сигнала. Сущность этих ре-

жимов заключается в следующем: если $K\beta \geq 1$, то любой малейший входной сигнал, вызванный наводками или колебаниями параметров активных элементов, усилится и вернется обратно на вход усилителя, причем значение этого пришедшего сигнала равно (при $K\beta = 1$) или больше входного сигнала. Суммируясь с ним, он вызывает появление бо́льшего выходного сигнала, который в свою очередь снова суммируется с входным и вызывает дальнейшее увеличение выходного сигнала. В итоге любой малый входной сигнал, возникший в линейной усилительной цепи, охваченной положительной ОС, вызовет появление выходного сигнала, значение которого стремится к бесконечности. В реальном усилителе такое усиление невозможно из-за ограничений, наступающих при каком-то значении выходного сигнала. В результате будет не «бесконечно» большое усиление, а появятся *незатухающие автоколебания или на выходе будет максимальное напряжение*, которое может появиться в усилителе. Форма автоколебаний зависит от характера и параметров цепи обратной связи и коэффициента петлевого усиления.

Так как сигнал обратной связи суммируется с входным сигналом, т. е. фазовый сдвиг между ними равен нулю, то можно сформулировать второе условие возникновения автоколебаний: *фазовый сдвиг, вносимый усилителем и цепью обратной связи, должен быть равен* 0° *на частоте автоколебаний.*

Таким образом, если на какой-то частоте выполняются условия $|K\beta| \geq 1$ и $\varphi = 0°$, то усилитель потеряет устойчивость.

Если эти условия выполняются только *на одной частоте*, то сигнал автоколебаний будет иметь синусоидальную форму.

Когда условия самовозбуждения выполняются в *полосе частот* от $\omega_н$ до $\omega_в$, причем $\omega_н > 0$, то выходной сигнал имеет несинусоидальную форму. При выполнении условий потери устойчивости *на нулевой частоте* автоколебания отсутствуют и наблюдается появление триггерного эффекта.

Если усилитель или цепь ОС вносит фазовый сдвиг, равный 180°, то входной сигнал и сигнал обратной связи вычитаются друг из друга: $U_1 = U_{вх} - U_{ос}$, а ОС становится отрицательной.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{ос} = \frac{K}{(1 + K\beta)}. \qquad (4.27)$$

Так как положительная обратная связь ухудшает характеристики усилителя, *в усилителях измерительных устройств в основном используют отрицательную обратную связь.*

Применение отрицательной обратной связи обеспечивает повышение стабильности коэффициента усиления при смене активных компонентов, изменении напряжений питания и т.д.; расширение полосы пропускания усилителя; уменьшение фазового сдвига между выходным и входным напряжениями; снижение уровня нелинейных искажений и собственных помех, возникающих в той части усилителя, которая охвачена отрицательной ОС.

Для количественной оценки действия цепи обратной связи проанализируем стабильность коэффициента усиления усилителя с ОС. Для этого продифференцируем выражение (4.27), учитывая, что в общем случае изменяются и коэффициент обратной связи β, и коэффициент усиления усилителя K:

$$dK_{oc} = \frac{\partial K(1 + K\beta) - K\beta\partial K - K^2\partial\beta}{(1 + K\beta)^2} = \frac{1}{(1 + K\beta)^2}\partial K - \frac{K^2}{(1 + K\beta)^2}\partial\beta. \quad (4.28)$$

Относительное изменение коэффициента усиления получим, разделив обе части выражения (4.28) на (4.27):

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1}{K(1 + K\beta)}\partial K - \frac{K}{(1 + K\beta)}\partial\beta. \quad (4.29)$$

Учитывая, что в большинстве случаев применения отрицательной обратной связи $K\beta >> 1$, выражение (4.29) преобразуем к виду

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} \approx \frac{1}{(1 + K\beta)} \cdot \frac{\partial K}{K} - \frac{\partial\beta}{\beta}. \quad (4.30)$$

Таким образом, относительное изменение коэффициента усиления усилителя, охваченного отрицательной ОС, вызванное относительным изменением коэффициента усиления самого усилителя, уменьшается в $(1 + K\beta)$ раз. Колебания параметров цепи обратной связи существенно влияют на коэффициент усиления усилителя, поэтому к их стабильности предъявляют повышенные требования. В прецизионных усилителях $d\beta$ стремятся сделать близким к нулю. Например, пусть усилитель имел параметры $K = 10^4$; $\beta = 0{,}1$; $K_{oc} = 9{,}990$. В результате старения элементов и изменения напряжения питания коэффициент усиления усилителя уменьшился в два раза и стал $K = 5 \cdot 10^3$. Тогда относительное изменение коэффициента усиления всего усилителя

$$\frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{dK}{K(1 + K\beta)} = \frac{5 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3(1 + 5 \cdot 10^2)} = 1{,}996 \cdot 10^{-3} \approx 2 \cdot 10^{-3},$$

т. е. коэффициент усиления изменился всего на 0,2%. Изменение в два раза коэффициента обратной связи ($\beta = 0{,}05$) приведет к изменению на 50% коэффициента усиления всего усилителя.

Таким образом, если выполняется условие $K\beta >> 1$, можно считать, что $K_{ос}$ почти не зависит от параметров усилителя и приблизительно равен: $K_{ос} \approx 1/\beta$.

При положительной обратной связи относительная нестабильность коэффициента усиления увеличивается, так как $1/(1 - K\beta) > 1$.

Если цепь отрицательной обратной связи вносит небольшие фазовые сдвиги, то при $K\beta >> 1$ фазовый сдвиг усилителя существенно уменьшается и определяется в основном фазовым сдвигом цепи ОС.

Пусть усилитель без ОС вносит фазовый сдвиг φ_1. Тогда коэффициент усиления усилителя $\underline{K} = Ke^{-j\varphi_1}$ — комплексный. Фазовый сдвиг, вносимый цепью ОС (φ_2), во много раз меньше фазового сдвига усилителя. Коэффициент усиления усилителя с ОС при $|K\beta| >> 1$

$$\underline{K}_{ос} = \frac{Ke^{j\varphi_1}}{1 + Ke^{j\varphi_1}\beta e^{j\varphi_2}} \approx \frac{1}{\beta} e^{-j\varphi_2}. \qquad (4.31)$$

При $\varphi_2 \to 0$ фазовый сдвиг, вносимый усилителем с ОС, достаточно мал и в первом приближении стремится к нулю.

Рациональным подбором цепи ОС можно обеспечить необходимый коэффициент усиления и требуемую стабильность его, а также обеспечить нулевой или требуемый фазовый сдвиг выходного сигнала относительно входного.

Выходное сопротивление усилителя сильно зависит от того, каким образом снимается сигнал ОС. Если он снимается по напряжению, то выходное сопротивление уменьшается, если по току — увеличивается.

Для усилителя без ОС выходное сопротивление определяется из выражения

$$\Delta \dot{U}_{вых} = \underline{Z}_{вых} \Delta \dot{I}_{вых}. \qquad (4.32)$$

При подключении цепи ОС выходное напряжение начнет изменяться не только под влиянием тока нагрузки, но и вследствие изменения сигнала обратной связи на входе усилителя. Так, если отрицательная ОС снимается по напряжению, то изменение выходного напряжения

$$\Delta \dot{U}_{вых\ ос} = \underline{Z}_{вых} \Delta \dot{I}_{вых} - \Delta \dot{U}_{вых\ ос} \beta K,$$

откуда

$$\underline{Z}_{\text{вых ос}} = \Delta\dot{U}_{\text{вых ос}} / \Delta\dot{I}_{\text{вых}} = \underline{Z}_{\text{вых}} / (1 + K\beta). \quad (4.33)$$

Из (4.33) видно, что при использовании отрицательной обратной связи, снятой по напряжению, выходное сопротивление усилителя уменьшается в $1 + K\beta$ раз.

Отрицательная обратная связь, снятая по току, увеличивает выходное сопротивление. Значение его может быть найдено аналогичным образом. При отсутствии ОС выходной ток усилителя напряжения (см. рис. 4.6, *б*)

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{вых}} / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{н}} + \underline{Z}_{\text{ос}}). \quad (4.34)$$

Изменение сопротивления нагрузки $\underline{Z}_{\text{н}}$ на $-\underline{Z}_{\text{н}}$ приведет к изменению выходного тока и изменению напряжения на выходном сопротивлении $\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}$:

$$\Delta\dot{I}_{\text{вых}} = \Delta\dot{U}_{\text{вых}} / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}). \quad (4.35)$$

При включении цепи обратной связи изменение тока $\Delta I_{\text{вых}}$ приведет к изменению напряжения обратной связи

$$\Delta\dot{U}_{\text{ос}} = \Delta\dot{I}_{\text{вых ос}}\underline{Z}_{\text{ос}}, \quad (4.36)$$

которое, попадая на вход усилителя, вызывает изменение выходного тока:

$$\Delta\dot{I}_{\text{вых ос}} = \Delta\dot{U}_{\text{вых ос}} / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}) -$$
$$-\Delta\dot{I}_{\text{вых ос}}\underline{Z}_{\text{ос}}\beta K / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}} + \underline{Z}_{\text{н}} - \Delta\underline{Z}_{\text{н}}). \quad (4.37)$$

Преобразуем это выражение, считая, что $|\Delta\underline{Z}_{\text{н}}| << |\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}} + \underline{Z}_{\text{н}}|$:

$$\Delta\dot{I}_{\text{вых ос}}[1 + K\beta\underline{Z}_{\text{ос}} / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}} + \underline{Z}_{\text{н}})] = \dot{U}_{\text{вых ос}} / (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}), \quad (4.38)$$

или

$$\underline{Z}_{\text{вых ос}} = \frac{\Delta\dot{U}_{\text{вых ос}}}{\Delta\dot{I}_{\text{вых ос}}} = \underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}\left(1 + K\beta\frac{\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}}}{\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_{\text{ос}} + \underline{Z}_{\text{н}}}\right). \quad (4.39)$$

Если выполняется условие $\Delta \underline{Z}_{н} << \underline{Z}_{вых} + \underline{Z}_{ос}$, то

$$\underline{Z}_{вых\,ос} = \frac{\Delta \dot{U}_{вых\,ос}}{\Delta \dot{I}_{вых\,ос}} = \underline{Z}_{вых} + \underline{Z}_{ос}(1 + K\beta). \qquad (4.40)$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя, охваченного отрицательной ОС по току, повышается. Его приращение в основном определяется сопротивлением $\underline{Z}_{ос}$, с которого снимается сигнал обратной связи, и петлевым усилением $K\beta$. Если сам усилитель имеет малое выходное сопротивление $\underline{Z}_{вых} \to 0$ и выходное сопротивление в основном определяется сопротивлением $\underline{Z}_{ос}$, а $\underline{Z}_{н} << \underline{Z}_{ос}$, то можно считать, что введение отрицательной ОС, сигнал который снят по току, увеличивает выходное сопротивление в $1 + K\beta$ раз и $\underline{Z}_{вых\,ос} \approx \underline{Z}_{ос}(1 + K\beta)$.

Положительная ОС приводит к уменьшению выходного сопротивления, так как $1 - K\beta$ меньше единицы и $\underline{Z}_{ос}(1 - K\beta) < \underline{Z}_{ос}$.

К аналогичным результатам можно прийти, анализируя не конкретный случай введения ОС в усилитель напряжения, а рассматривая усилитель тока, когда изменения выходного тока $\Delta I_{вых\,ос}$ вызовут изменения тока обратной связи $\beta_i \Delta I_{вых\,ос}$ (при сигнале ОС, снимаемом по току), что, в свою очередь, приведет к изменению выходного тока на $K_i\beta_i \Delta I_{вых\,ос}$. Тогда выражение для общего изменения выходного тока запишем в виде

$$\Delta \dot{I}_{вых\,ос} = (\Delta \dot{U}_{вых\,ос} / \underline{Z}_{вых}) - \Delta \dot{I}_{вых\,ос} K_i \beta_i .$$

Отсюда

$$\underline{Z}_{вых\,ос} = \Delta \dot{U}_{вых\,ос} / \Delta \dot{I}_{вых\,ос} = \underline{Z}_{вых} / (1 + K_i \beta_i). \qquad (4.41)$$

Из выражения (4.41) видно, что в случае усилителя тока выходное сопротивление увеличивается в $1 + K_i\beta_i$ раз.

Введение ОС широко используется для целенаправленного изменения выходных сопротивлений и позволяет реализовать усилители с очень малыми (сотые доли ом) и очень большими (сотни — тысячи мегаом) выходными сопротивлениями. При использовании отрицательной ОС снятой по напряжению усилитель приближается к идеальному источнику напряжения, выходной сигнал которого мало изменяется при различных сопротивлениях нагрузки. Обратная связь по току стабилизирует ток нагрузки, приближая усилитель к идеальному источнику тока.

Входное сопротивление зависит от способа введения во входную цепь сигнала ОС. При отсутствии ОС входное сопротивление определяется входными напряжением и током усилителя. При $\beta \to 0$ $\underline{Z}_{вх} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$.

При последовательной схеме введения ОС входное сопротивление

$$\underline{Z}_{вх\,ос} = \dot{U}_{вх} / \dot{I}_1 = (\dot{U}_1 + \dot{U}_{ос}) / \dot{I}_1. \qquad (4.42)$$

Учитывая, что $\dot{U}_{ос} = \dot{U}_1 K\beta$, получим

$$\underline{Z}_{вх\,ос} = \dot{U}_1 (1 + K\beta) / \dot{I}_1 = \underline{Z}_{вх} (1 + K\beta). \qquad (4.43)$$

Итак, последовательная отрицательная ОС увеличивает входное сопротивление в $1 + K\beta$ раз, а положительная уменьшает его в $1 - K\beta$ раз.

При параллельной ОС входное сопротивление

$$\underline{Z}_{вх\,ос} = \dot{U}_{вх} / (\dot{I}_1 + \dot{I}_{ос}). \qquad (4.44)$$

Если ОС — отрицательная и напряжение ОС находят из выражения $\dot{U}_{ос} = K\dot{U}_{вх}\beta$, то ток $\dot{I}_{ос}$ определяется внутренним сопротивлением цепи обратной связи $\underline{Z}_{ос}$:

$$\dot{I}_{ос} = (\dot{U}_{вх} + K\dot{U}_{вх}\beta) / \underline{Z}_{ос} = \dot{U}_{вх} (1 + K\beta) / \underline{Z}_{ос}. \qquad (4.45)$$

Из (4.45) видно, что параллельная цепь ОС создает во входной цепи ток, значение которого определяется входным напряжением и сопротивлением цепи обратной связи $\underline{Z}_{ос}$, уменьшенным в $1 + K\beta$ раз. Входную проводимость усилителя с ОС определяют как

$$1 / \underline{Z}_{вх\,ос} = \dot{I}_1 / \dot{U}_{вх} + \dot{I}_{ос} / \dot{U}_{вх} = 1 / \underline{Z}_{вх} + (1 + K\beta) / \underline{Z}_{ос}. \qquad (4.46)$$

Из (4.46) следует, что введение параллельной ОС эквивалентно включению параллельно входному сопротивлению усилителя дополнительного сопротивления $\underline{Z}_{ос} / (1 + K\beta)$. В результате при отрицательной ОС входное сопротивление уменьшается. При больших $K\beta$ и малом $\underline{Z}_{ос}$ входное сопротивление может составить десятые — тысячные доли ом.

Таким образом, ОС позволяет управлять значением входного сопротивления и обеспечивать как достаточно высокие (десятки — тысячи мегаом), так и очень малые (десятые — тысячные доли ом) входные сопротивления.

Рассмотренный случай, когда усилитель и цепь обратной связи не вносят фазовых сдвигов, значения которых зависят от частоты, является идеализированным. На практике цепь обратной связи может выполняться как частотно-независимой, так и частотно-зависимой. Если β не зависит от частоты, то ОС *частотно-независимая*. Если $\beta = f(\omega)$, то ОС *частотно-зависимая*.

Реальный усилитель всегда вносит дополнительные фазовые сдвиги, значения которых зависят от параметров компонентов и схемы усилителя. Они обусловлены наличием реактивных элементов в цепях усилителя и инерционными свойствами активных приборов. Поэтому в общем случае коэффициенты $\underline{\beta}$ и $\underline{K}$ — комплексные величины:

$$\underline{K} = Ke^{j\varphi} = K(\cos\varphi + j\sin\varphi);$$
$$\underline{\beta} = \beta e^{j\psi} = \beta(\cos\psi + j\sin\psi). \qquad (4.47)$$

В этом случае коэффициент усиления усилителя определяют из уравнения (4.27), которое вследствие наличия фазовых сдвигов имеет более сложный вид:

$$\underline{K}_{oc} = \frac{K(\cos\varphi + j\sin\varphi)}{1 + K\beta(\cos\varphi + j\sin\varphi)(\cos\psi + j\sin\psi)}. \qquad (4.48)$$

Таким образом, при изменении частоты K_{oc} изменяется по модулю и фазе, причем в большинстве случаев, если даже ОС частотно-независимая ($\psi = 0$), а фазовый сдвиг усилителя в диапазоне рабочих частот близок к нулю или 180°, дополнительный фазовый сдвиг, вносимый усилителем на достаточно высокой или низкой частоте, превышает 180°. Поэтому при введении в такой усилитель ОС она будет отрицательной только в определенном диапазоне частот, в котором вектор сигнала ОС вычитается из вектора входного сигнала.

Пусть на какой-то частоте фазовый сдвиг, вносимый усилителем, равен 180°, а цепь ОС не вносит фазовых сдвигов (рис. 4.8, *а*). В этом случае вектор сигнала ОС противоположен $U_{вх}$ и вектор результирующего сигнала U_1 на входе усилителя совпадает с $U_{вх}$. При изменении частоты входного сигнала изменяется фазо-

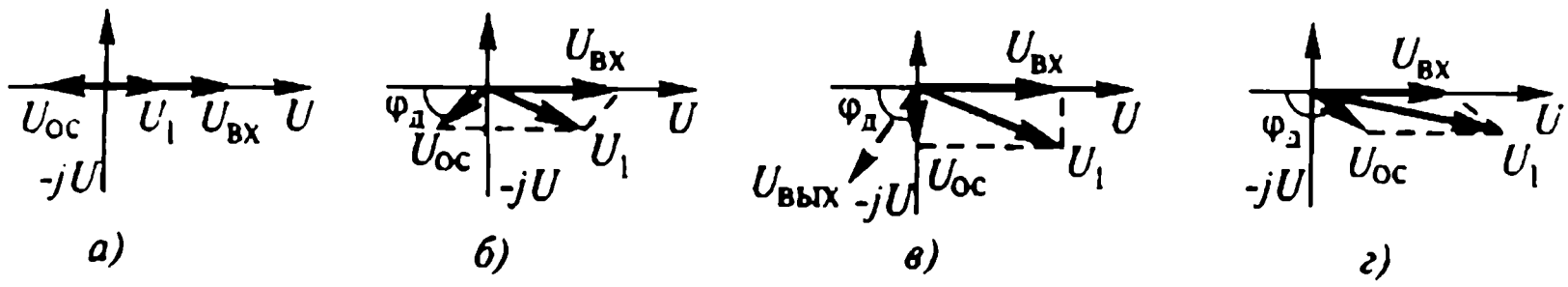


Рис. 4.8. Изменение сигнала обратной связи при изменении частоты:
а — отрицательная при $\varphi_д = 0°$; *б* — отрицательная при $\varphi_д \neq 0°$; *в* — обратная связь при $\varphi_д = 90°$; *г* — положительная

вый сдвиг напряжения на выходе усилителя и он отклоняется от 180° на $\varphi_д = \varphi - 180°$.

Теперь векторы $U_{ос}$, $U_{вх}$ и U_1 не совпадают по направлению (рис. 4.8, *б*). Из входного сигнала вычитается только проекция вектора $U_{ос}$ на горизонтальную ось. Вектор напряжения на входе усилителя U_1 теперь не совпадает с $U_{вх}$, но обратная связь при этом остается отрицательной, и результирующий фазовый сдвиг усилителя с ОС меньше, чем без ОС.

На частоте, где $\varphi_д$ достигает 90°, проекция вектора $U_{ос}$ на горизонтальную ось равна нулю (рис. 4.8, *в*). В этом случае напряжение ОС не изменяет горизонтальную составляющую вектора входного напряжения U_1. Тем не менее на этой частоте ОС меняет параметры усилителя. Эти изменения количественно можно определить из выражения (4.48). При малой глубине обратной связи $|K\beta| << 1$ цепь ОС практически не меняет фазового сдвига выходного напряжения и он остается равным $\varphi_д = \varphi + 180° = 270°$. При глубине ОС, соответствующей условию $|K\beta| = 1$, цепь ОС уменьшает дополнительный фазовый сдвиг выходного напряжения на 45° и он становится равным $\varphi \approx 225°$. При $|K\beta| >> 1$ дополнительный фазовый сдвиг $\varphi_д$ стремится к нулю. На частоте, где $\varphi_д > 90°$, ОС из отрицательной превращается в положительную (рис. 4.8, *г*), так как векторы входного сигнала $U_{вх}$ и напряжения обратной связи суммируются.

Следовательно, при введении в сложный усилитель отрицательной обратной связи практически всегда найдется участок частот, где эта отрицательная ОС станет положительной. Поэтому в общем случае глубина ОС ограничена областью, где у усилителя не возникают автоколебания.

При введении ОС обычно необходимо проводить исследование устойчивости усилителя. Основная идея проверки устойчивости сводится к следующему. Если разомкнуть цепь ОС (рис. 4.9, *а*) и исследовать прохождение сигнала через усилитель и эту цепь, то определится область частот, в которой $|K\beta| >> 1$. Если в этой облас-

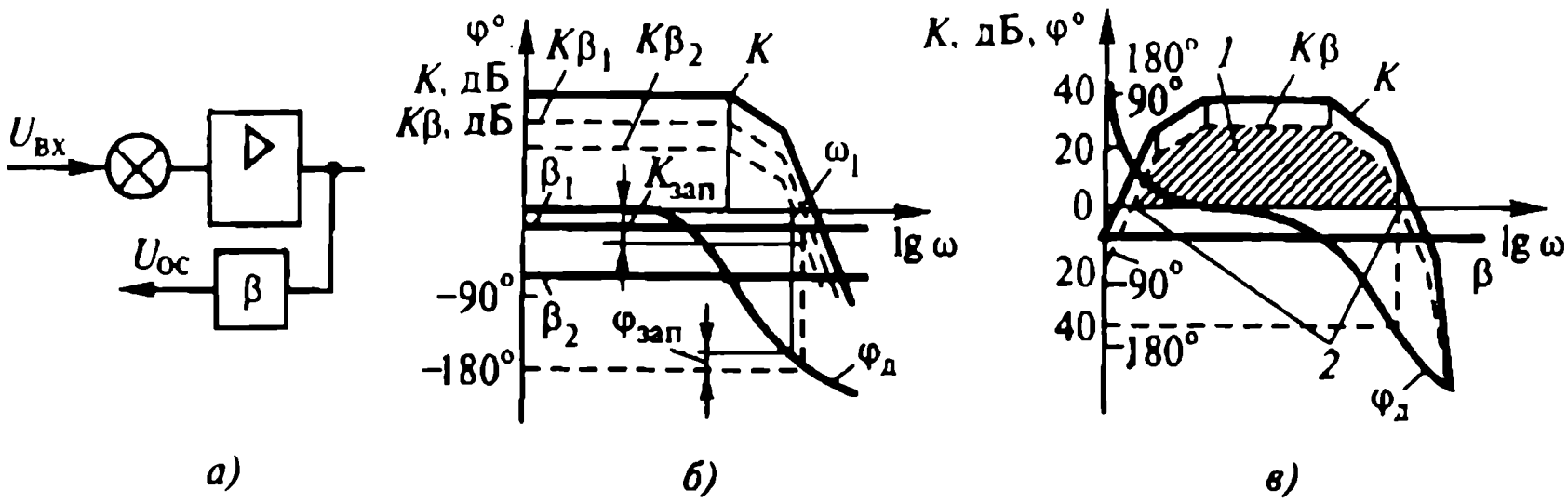


Рис. 4.9. Структурная схема усилителя с разомкнутой ОС (*а*); ЛАЧХ и ЛФЧХ усилителя постоянного тока, цепи ОС и петлевого усиления (*б*); ЛАЧХ и ЛФЧХ усилителя переменного тока, цепи ОС и петлевого усиления (*в*):
1 — область, где $|K\beta| > 1$; *2* — частоты, где $|K\beta| = 1$

ти дополнительный фазовый сдвиг напряжения $U_{ос}$ достигнет $\varphi_д = 180°$, то условия потери устойчивости выполняются и усилитель неустойчив. Если при $|K\beta| >> 1$ $\varphi_д < 180°$, то усилитель устойчив и автоколебания не возникнут при замыкании цепи ОС.

Исследования устойчивости можно проводить экспериментально или теоретически. В последнем случае чаще всего применяют логарифмические характеристики. Для этого необходимо знать ЛАЧХ и ЛФЧХ как усилителя, так и цепи обратной связи.

Пусть ЛАЧХ и ЛФЧХ усилителя имеют вид, показанный на рис. 4.9, *б* сплошной линией, причем ЛФЧХ построена для дополнительного фазового сдвига $\varphi_д$ (отклонения от 180°). Пусть имеются две частотно-независимые цепи ОС с коэффициентами передачи β_1 и β_2 (сплошные линии на рис. 4.9, *б*). Петлевое усиление по цепи усилитель — цепь ОС найдем геометрическим суммированием ЛАЧХ усилителя и цепи ОС, для чего просуммируем ординаты ЛАЧХ при одинаковых частотах. После суммирования получим ЛАЧХ петлевого усиления $|K\beta|$.

Найдем теперь ЛФЧХ петлевого усиления, для чего просуммируем ординаты ЛФЧХ усилителя и цепи ОС. Так как в рассматриваемом случае ОС для простоты взята частотно-независимой, то фазовый сдвиг, вносимый ею, равен нулю и ЛФЧХ петлевого усиления равна ЛФЧХ усилителя. Таким образом, для двух цепей ОС получим две ЛАЧХ петлевого усиления и одну ЛФЧХ.

В точках, где ЛАЧХ петлевого усиления пересекает ось абсцисс, т. е. $20\lg K\beta = 0$, коэффициент петлевого усиления $|K\beta| = 1$. Следовательно, на частотах, где ЛАЧХ петлевого усиления находится выше оси абсцисс, $|K\beta| > 1$, а на частотах, где ЛАЧХ ниже оси абсцисс, $|K\beta| < 1$. Если дополнительный фазовый сдвиг на

участке, где $|K\beta| \geq 1$, достигнет 180°, то усилитель неустойчив. Поэтому в точках, где ЛАЧХ пересекает ось абсцисс, определяют дополнительные фазовые сдвиги. Если они меньше 180°, как в случае с ОС с коэффициентом β_2, то усилитель устойчив. Если больше 180°, как в случае ОС с коэффициентом β_1, то он неустойчив. Возбудившись на любой частоте, отличной от рабочих, усилитель превращается в автогенератор и не может быть применен непосредственно для усиления сигналов.

Разность между 180° и дополнительным фазовым сдвигом в точке, где $20\lg K\beta = 0$, называется *запасом устойчивости по фазе* $\varphi_{зап}$. Отрицательное значение ЛАЧХ петлевого усиления в точке, где дополнительный фазовый сдвиг достигает 180°, называется *запасом устойчивости по амплитуде* $K_{зап}$. Запас устойчивости по фазе должен быть не менее 30...60°, а по амплитуде — не менее 3 дБ.

Таким образом, при анализе устойчивости с помощью ЛАЧХ обратная связь размыкается и определяют ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой цепи, по которой судят об устойчивости и запасе устойчивости усилителя с ОС, причем ЛАЧХ в общем случае пересекает ось абсцисс в области высоких и низких частот.

На рис. 4.9, *в* показаны ЛАЧХ и ЛФЧХ усилителя переменного тока, ЛАЧХ петлевого усиления которого два раза пересекает ось абсцисс. Усилитель неустойчив, так как дополнительный фазовый сдвиг в области высоких частот достигает 180° раньше, чем $|K\beta|$ станет меньше единицы.

Введение частотно-независимой отрицательной ОС улучшает частотные характеристики усилителя, способствует расширению полосы пропускаемых частот и снижению частотных искажений в пределах заданного диапазона. Однако при определенных условиях, когда запас устойчивости по фазе меньше 60°, амплитудная характеристика усилителя с ОС становится немонотонной и наблюдается ее подъем в области высоких частот (рис. 4.10, кривые *3, 4*). Этот подъем обусловлен тем, что из-за фазовых сдвигов в петле обратная связь, становясь положительной на высоких частотах, увеличивает общий коэффициент усиления усилителя. Чем больше дополнительный фазовый сдвиг в диапазоне частот, где

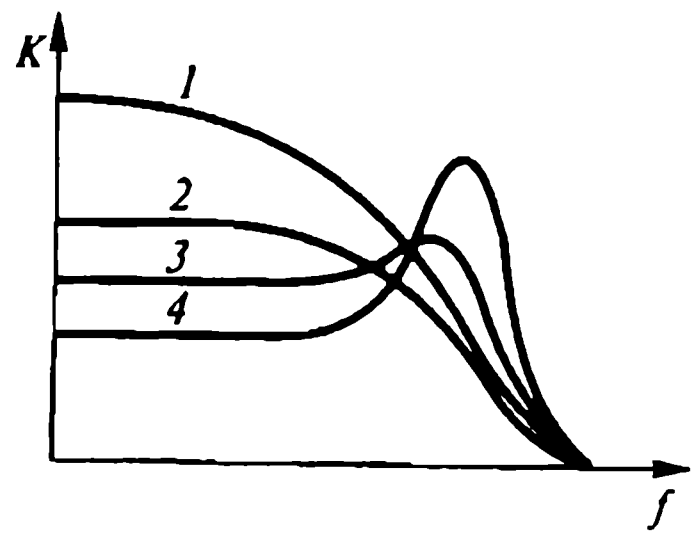


Рис. 4.10. Частотные характеристики усилителей:
1 — без ОС; *2* — с ОС при запасе устойчивости по фазе $\varphi_{зап} > 60°$; *3* — с ОС при запасе по фазе $\varphi_{зап} \approx 30°$; *4* — с ОС и малым запасом по фазе

$|K\beta| > 1$ (меньший запас устойчивости по фазе), тем сильнее влияние положительной обратной связи и тем больший подъем имеет частотная характеристика (кривая *4*). Величину подъема частотной характеристики находят из уравнения (4.27). Если запас устойчивости по фазе больше 60°, то частотная характеристика не имеет подъема (кривая *2*) и является практически монотонной. Поэтому исходя из условия получения монотонной частотной характеристики и улучшения переходного процесса *запас устойчивости по фазе рекомендуется брать больше 60°*.

С помощью отрицательной обратной связи удается существенно уменьшить шумы и помехи, возникающие внутри усилителя. При этом уровень последних на выходе тем меньше, чем ближе к выходу они возникают. Для доказательства этого предположим, что источник помехи действует на промежуточный каскад усилителя. Тогда весь усилитель можно разбить на два усилителя (рис. 4.11) и рассмотреть раздельно усиление входного сигнала и усиление помехи.

Коэффициенты усиления полезного сигнала $U_{вх}$:

$$K_{ос} = K_1K_2/(1 + K_1K_2\beta). \qquad (4.49)$$

Коэффициенты усиления помехи

$$K_п = K_2/(1 + K_1K_2\beta). \qquad (4.50)$$

В силу линейности усилителя выходной сигнал

$$U_{вых} = K_{ос}U_{вх} + K_пU_п. \qquad (4.51)$$

Если $K_п < K_{ос}$, т.е. $K_2 < K_1K_2$, то сигнал помехи усиливается значительно меньше, чем полезный сигнал, и соотношение сигнал/шум улучшается. Чем ближе к входной части усилителя находится источник помехи, тем больше K_2 и хуже соотношение сигнал/шум. Если помеха находится на входе усилителя и $K_2 = K_1K_2$, то ОС не влияет на соотношение сигнал/шум.

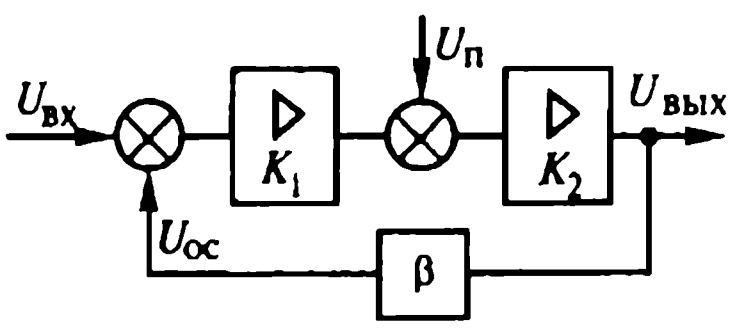


Рис. 4.11. Структурная схема усилителя с сигналом помехи

Аналогично рассмотренному выше можно показать, что отрицательная ОС снижает нелинейные искажения усилителя. При этом коэффициент усиления K рассматривается как функция входного напряжения.

§ 4.3. СТАТИЧЕСКИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Усилители электрических сигналов чаще всего выполняют на биполярных или полевых транзисторах, а также на электронных лампах, туннельных диодах и других приборах, имеющих на вольт-амперной характеристике участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Независимо от типов активных электронных приборов, применяемых в усилителе, принцип усиления остается единым и сводится к тому, что в цепи, в состав которой входит активный электронный прибор, устанавливаются определенные постоянные токи. Этот режим работы называют *статическим* (*режим по постоянному току*, *режим покоя*). Он характеризуется постоянным падением напряжения на компонентах, входящих в состав усилительного каскада. При подаче сигнала переменного тока на управляющие электроды активного прибора ток в цепях начинает изменяться в соответствии с приложенным сигналом. Этот переменный ток создает переменное падение напряжения на компонентах, входящих в состав усилительного каскада. Значение выходного сигнала обычно значительно больше входного сигнала. Когда рассматривают приращения токов или напряжений, вызванные входным сигналом, то говорят, что это *режим работы по переменному току*, или *режим малого сигнала*.

Статический режим определяют в зависимости от значения входного сигнала, который необходимо усиливать.

В зависимости от постоянного тока и падения напряжения на активном приборе усилительного каскада, а также от значения входного усиливаемого сигнала принято различать режимы работы *A*, *B*, *C*, *D*, промежуточные режимы (например, *AB*).

Режим A — это режим работы активного прибора, при котором ток в выходной цепи *i* протекает в течение всего периода входного сигнала.

Положение рабочей точки выбирают так, что амплитуда переменной составляющей выходного тока I_m, появившегося вследствие воздействия входного сигнала (рис. 4.12, *а*), в режиме *A* не может превышать ток покоя I_0 (рис. 4.12, *б*). Ток через активный элемент протекает в течение всего периода изменения входного сигнала.

Преимуществом режима *A* является то, что при нем возникают малые нелинейные искажения. Однако КПД каскада $\eta = P_{\sim}/P_0$ ($P_{\sim}$ — выходная мощность; P_0 — полная мощность, потребляемая каскадом) низкий — меньше 0,5. Режим *A* используют в каскадах предварительного усиления, а также в маломощных выходных каскадах.

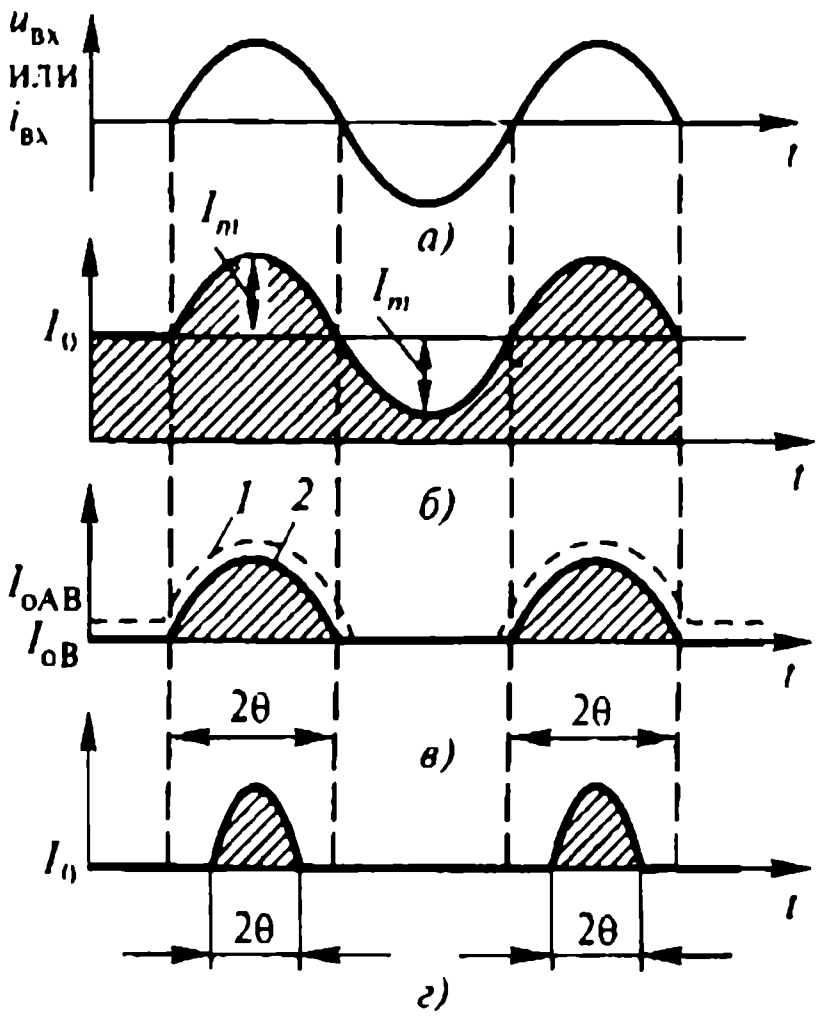


Рис. 4.12. Изменение токов активного элемента в зависимости от входного сигнала:

а — входной сигнал усилителя; *б* — режим *A*; *в* — режим *B* и *AB*; *г* — режим *C*

Режим B — это режим работы активного прибора, при котором ток через него протекает в течение половины периода входного сигнала. Этот промежуток времени принято характеризовать углом отсечки θ. Угол отсечки выражается в угловых единицах (градусах или радианах). Численно он равен половине временного интервала, в течение которого через активный прибор протекает электрический ток. При идеальном режиме *B* (рис. 4.12, *в*) $\theta = \pi/2$. Ток через активный элемент протекает в течение промежутка времени 2θ. Из-за нелинейностей начальных участков характеристик активных приборов форма выходного тока (при малых его значениях) существенно отличается от формы тока, которая была бы, если бы активный прибор был линейным. Это вызывает значительные нелинейные искажения выходного сигнала.

Режим *B* обычно используют в двухтактных выходных каскадах, имеющих высокий КПД, однако в чистом виде его применяют сравнительно редко. Чаще в качестве рабочего режима выбирают промежуточный режим *AB*[•].

В режиме AB угол отсечки θ несколько больше $\pi/2$, и при отсутствии входного сигнала через активный элемент протекает ток, равный 5...15% максимального тока при заданном входном сигнале. Такой выбор статического режима позволяет уменьшить нелинейные искажения при использовании двухтактных выходных каскадов.

Режим C — это режим работы активного прибора, при котором ток через него протекает в течение промежутка времени, меньшего половины периода входного сигнала, т.е. при $\theta < \pi/2$ (рис. 4.12, *г*). Ток покоя в режиме *C* равен нулю. Этот режим используют в мощ-

---

• Очень часто под практическим режимом *B* подразумевают режим *AB*, специально не оговаривая это.

ных резонансных усилителях, где нагрузкой является резонансный контур.

Режим D (или ключевой) — это режим, при котором активный прибор находится только в двух состояниях: или полностью закрыт и его электрическое сопротивление велико, или полностью открыт и имеет малое электрическое сопротивление.

Трем возможным схемам включения транзисторов соответствуют три основных типа усилительных каскадов: с общим эмиттером (или с общим истоком); с общей базой (или с общим затвором); с общим коллектором (или с общим стоком).

Различные многокаскадные усилители и каскадные схемы являются комбинациями перечисленных усилительных каскадов.

Анализ работы усилительных каскадов на транзисторах и электронных лампах в общем виде одинаков.

Для нормальной работы любого усилительного каскада необходимо при отсутствии входного сигнала установить определенные токи и напряжения на активном приборе (обеспечить требуемый режим). Ток и падение напряжения на активном приборе зависят от выбора рабочей точки на семействе его входных и выходных характеристик. Для их определения все усилительные каскады на одном активном приборе приводятся к эквивалентной схеме (рис. 4.13, *а*), состоящей из последовательно соединенных резисторов R_1, R_2 и активного нелинейного прибора, токи и напряжения которого зависят от управляющего сигнала. Резистор R_1 представляет собой эквивалентное активное сопротивление, через которое один из электродов электронного прибора (коллектор, сток, анод) подключен к источнику питания.

Резистор R_2 — эквивалентное сопротивление, через которое второй электрод электронного прибора подключен к другому полюсу источника питания.

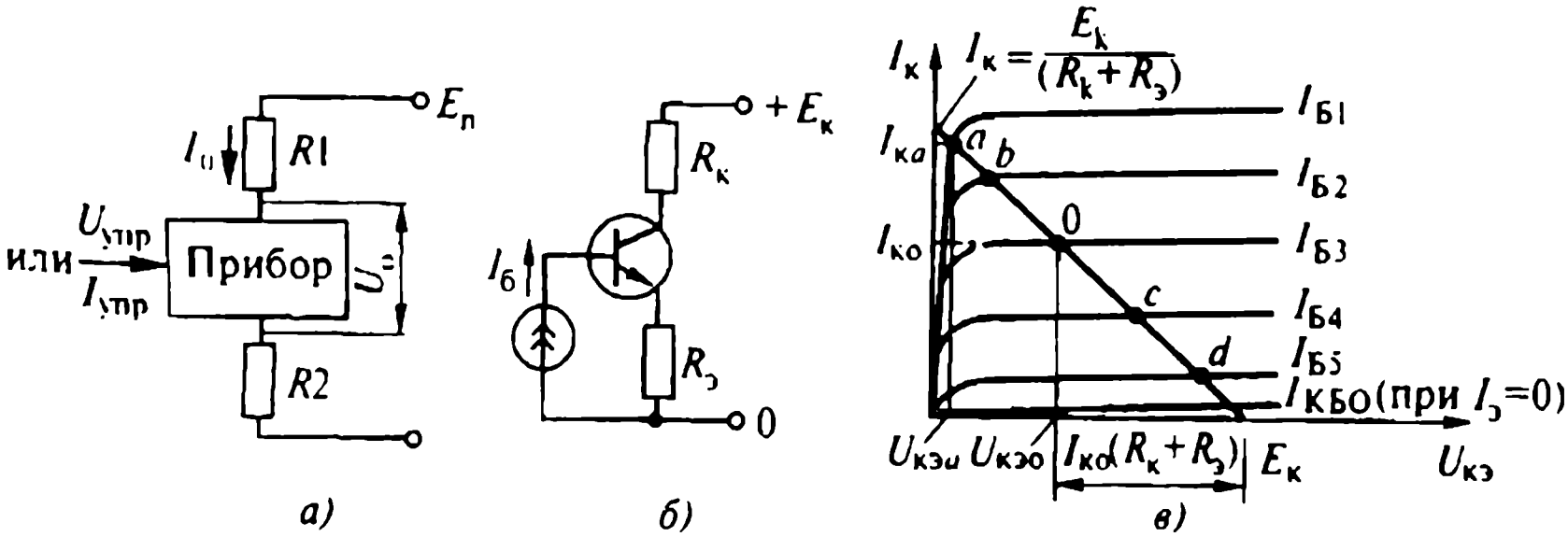


Рис. 4.13. Общая эквивалентная схема усилительных каскадов для режима большого сигнала (*а*); усилительный каскад с ОЭ (*б*); пример построения линии нагрузки (*в*)

Определить ток и падение напряжения нелинейной цепи можно аналитическим (используется очень редко) и графоаналитическим методами. Последний широко распространен в электронике в связи с тем, что позволяет проводить расчеты с помощью экспериментально определенных характеристик электронного прибора.

При использовании графоаналитического метода строится *линия нагрузки по постоянному току*. Она представляет собой вольт-амперную характеристику той части обобщенной цепи, в состав которой не входит нелинейный, управляемый внешним сигналом активный прибор. В рассматриваемом случае это вольт-амперная характеристика резисторов R_1, R_2. В общем случае последовательно с активным прибором могут быть включены нелинейные элементы и вместо прямой будет *«кривая» нагрузки по постоянному току*, причем система координат, в которой строится эта вольт-амперная характеристика, отличается от общепринятой. За напряжение, приложенное к ней, берется значение разности напряжений питания и падения напряжения на активном приборе. Поэтому точкой, из которой строят вольт-амперную характеристику нагрузочной части, является точка с координатами ($E_{пит}$, 0). Это основано на том, что ток в последовательной цепи во всех компонентах одинаков, а сумма падений напряжений на них равна напряжению источника питания:

$$I_0(R_1 + R_2) + U_0 = E_{пит}. \qquad (4.52)$$

При разных значениях управляющего сигнала токи и напряжения активного прибора будут изменяться так же, как ток I_0 и напряжение U_0. Задача анализа усилительных каскадов в статическом режиме сводится к нахождению геометрического места точек, где справедливо уравнение (4.52). Оно определяется как совокупность *точек пересечения кривых семейства вольт-амперных характеристик нелинейного активного прибора и вольт-амперной характеристики остальной (нагрузочной) части обобщенной цепи.*

В рассматриваемом случае вольт-амперная характеристика резисторов R_1 и R_2 — прямая линия. Она может быть построена по двум точкам, которые легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда нелинейный прибор имеет бесконечно большое и бесконечно малое сопротивления. При его бесконечно большом сопротивлении $I_0 \to 0$, а $U_0 = E_{пит}$.

При бесконечно малом внутреннем сопротивлении $U_0 \to 0$, а $I_0 = E_{пит}/(R_1 + R_2)$.

Все возможные значения токов и напряжений на нелинейном приборе лежат в точках пересечения его вольт-амперной характеристики с линией нагрузки по постоянному току. Нетрудно убе-

диться, что условие (4.52) выполняется во всех точках пересечения семейства вольт-амперных характеристик с линией нагрузки по постоянному току. Задавая различный управляющий сигнал на входе электронного прибора, меняют положение его рабочей точки и соответственно ток покоя и падение напряжения на компонентах цепи.

Построим линию нагрузки для усилительного каскада (рис. 4.13, *б*), используя семейство коллекторных вольт-амперных характеристик транзистора для схемы с ОЭ (рис. 4.13, *в*). Рассмотрим два крайних случая. При сопротивлении транзистора, стремящемся к бесконечности, $I_к \to 0$ и напряжение питания $E_к$ падает на транзисторе.

На графике получаем первую точку нагрузочной прямой, расположенную на оси $U_{КЭ}$ и соответствующую $U_{КЭ} = E_к$.

При нулевом сопротивлении транзистора $U_{КЭ} = 0$. Напряжение питания падает на резисторах $R_к$ и $R_э$. Ток в цепи $I_К = E_к/(R_к + R_э)$. Это дает вторую точку нагрузочной прямой с координатами $U_{КЭ} = 0$, $I_К$.

Соединив полученные точки прямой линией, получим линию нагрузки по постоянному току. Все возможные токи и падения напряжения в данной цепи лежат в точках пересечения линии нагрузки по постоянному току с кривыми семейства вольт-амперных характеристик транзистора. Если, например, в цепи базы задан ток $I_{Б3}$, то падение напряжения на транзисторе $U_{КЭ0}$ и его ток $I_{К0}$ будут определяться положением точки 0.

Если входной ток изменим до $I_{Б2}$, то ток и падение напряжения на транзисторе будут определяться положением точки *b* и т.п.

Таким образом, положение рабочей точки нелинейного активного прибора однозначно определяется сигналом, поданным на его управляющий вход.

Усиление сигнала происходит за счет того, что изменения токов и напряжений в коллекторной цепи больше входного сигнала. Действительно, если входной сигнал изменит ток базы транзистора от начального значения $I_{Б3}$ до $I_{Б1}$, то ток коллектора изменится от $I_{К0}$ до $I_{Ка}$, а падение напряжения — от $U_{КЭ0}$ до $U_{КЭа}$. Эти изменения значительно больше сигнала, вызвавшего их.

Методика построения линии нагрузки не зависит от типа нелинейного прибора.

Рабочую точку U_0, I_0 в общем случае выбирают исходя из режима, в котором должен работать электронный прибор, а также из заданных амплитуд выходного напряжения U_m и связанного с ним тока I_m.

Если усилительный каскад должен работать в режиме *A*, то при малом входном сигнале (несколько милливольт) рабочую

точку активного элемента выбирают исходя из соображений экономичности, а также получения от каскада требуемого усиления. Последнее обусловлено тем, что параметры электронных приборов, определяющие их усилительные свойства, зависят от положения рабочей точки.

Для биполярных и полевых транзисторов значения тока в точке покоя от 100 мкА до нескольких миллиампер. В интегральных схемах транзисторы часто работают в так называемом *микрорежиме*, при котором их ток в точке покоя составляет несколько микроампер.

При работе с большими сигналами рабочую точку выбирают так, чтобы обеспечивалось получение требуемого усиления сигнала при допустимых нелинейных искажениях и по возможности высоком КПД. При этом для обеспечения работы активного элемента в режиме *A* как при большом, так и при малом входном сигнале необходимо, чтобы удовлетворялись неравенства $U_0 > U_m$ и $I_0 > I_m$.

Кроме того, требуется, чтобы напряжения, токи и мощности, рассеиваемые на электронных приборах, не превышали предельно допустимых значений

$$U_0 + U_m < U_{max};\ I_0 + I_m < I_{max};\ U_0 I_0 < P_{max}. \qquad (4.53)$$

В процессе выбора рабочей точки могут быть получены разные результаты. При этом нахождение параметров, близких к оптимальным, как правило, осуществляют с помощью метода проб и ошибок, в результате применения которого становится ясным, какие конкретные значения сопротивлений, напряжений и токов должен иметь каскад для удовлетворения требований, предъявляемых к нему.

Для примера рассмотрим выбор рабочей точки в каскадах с общим эмиттером и общим истоком (рис. 4.14, *а*, *б*).

При выборе рабочей точки на выходных характеристиках активного элемента сначала строят линию нагрузки по постоянному току. Для рассматриваемых каскадов при сопротивлениях транзисторов, равных бесконечности: *а*) $I_К = 0$; $U_{КЭ} = E_к$; *б*) $I_С = 0$; $U_{СИ} = -E_с$.

При нулевом сопротивлении транзисторов соответствующие токи и напряжения: *а*) $U_{КЭ} = 0$; $I_К = E_к/R_к$; *б*) $U_{СИ} = 0$; $I_С = E_с/(R_с + R_и)$. Через полученные пары точек на выходных характеристиках проводят линии нагрузки.

Если значения тока оказываются большими и для построения линий нагрузки следует удлинить ось *I*, можно применить другой

метод. Учитывая, что тангенс угла наклона линии нагрузки (рис. 4.14, *в*) равен

$$\operatorname{tg}\alpha = I_к/E_к = 1/R_к, \tag{4.54}$$

и принимая во внимание масштабы токов и напряжений, из точки $I_к = 0$; $U_{кэ} = E_к$ проводят линию под углом, тангенс которого равен $(1/R_к)$ и получают ту же самую линию нагрузки.

На нагрузочной прямой для постоянного тока выбирают положение рабочей точки 0. Если каскад предназначен для усиления малых сигналов, то рабочую точку берут на том участке, где изменения сигнала на управляющих электродах вызовут наибольшие изменения выходного тока. При этом стремятся обеспечить такой режим, чтобы мощность, потребляемая каскадом, была минимальной.

Если каскад работает при больших сигналах, рабочую точку выбирают ориентировочно на середине прямолинейного участка так, чтобы выполнялись неравенства (4.53).

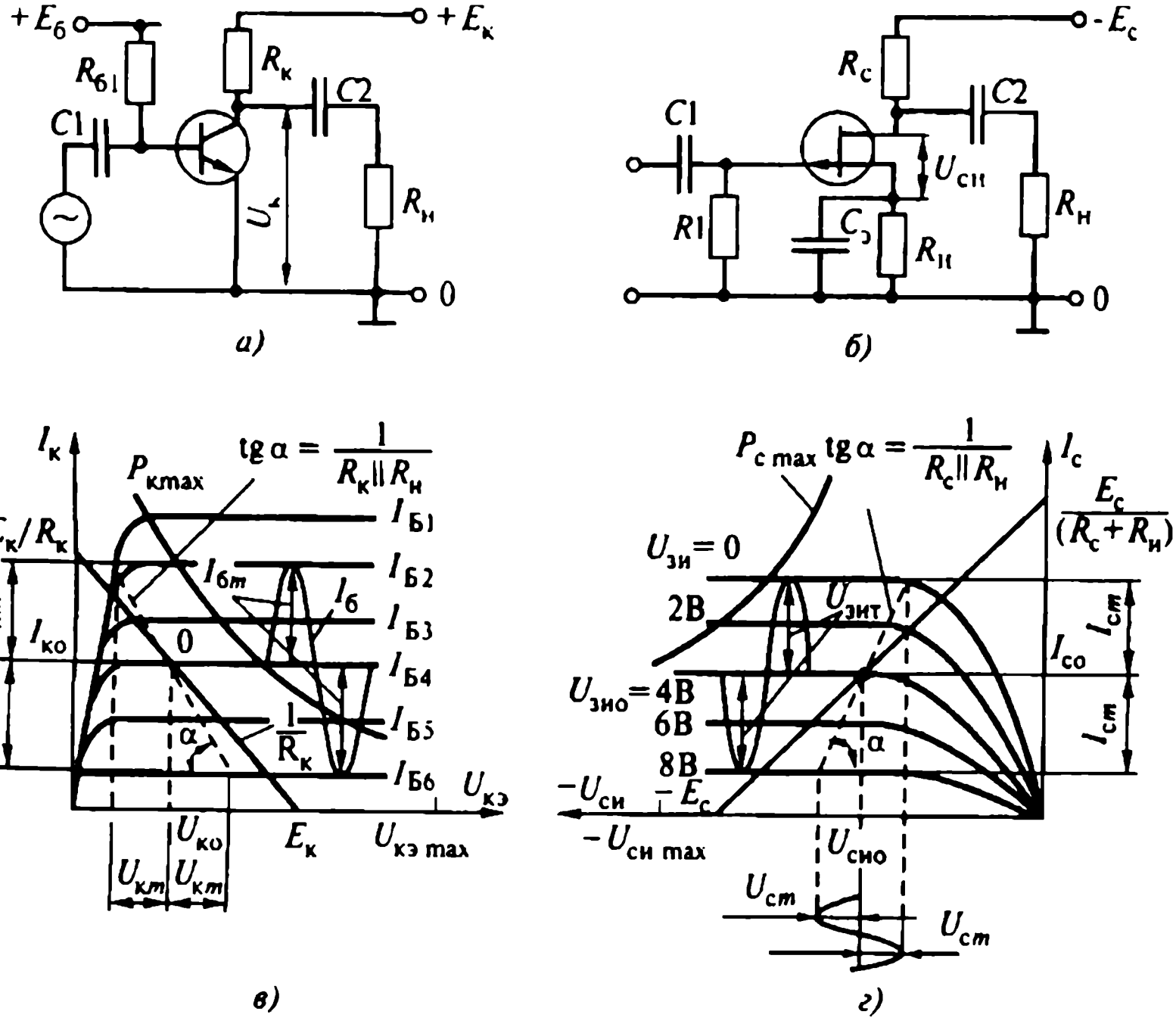


Рис. 4.14. Схемы усилительных каскадов: с общим эмиттером (*а*) и общим истоком (*б*), графоаналитический анализ их статического режима (*в*, *г*)

Через выбранную рабочую точку 0 проводят линию нагрузки по переменному току, которая в общем случае отличается от линии нагрузки по постоянному току и только при $R_н \to \infty$ совпадает с ней. Это обусловлено тем, что сопротивление, стоящее в выходной цепи транзистора $R_к$ ($R_с$), шунтируется сопротивлением нагрузки $R_н$, подключенным через конденсатор C_2. Сопротивление конденсатора зависит от частоты $X_с = 1/(j\omega C)$. Поэтому результирующее сопротивление имеет разные значения для переменного и постоянного токов. При построении линии нагрузки по переменному току сопротивление конденсатора C_2 считают равным нулю и через точку 0 проводят прямые линии, тангенс наклона которых равен

$$\operatorname{tg}\alpha = 1/(R_к \| R_н); \quad \operatorname{tg}\alpha = 1/(R_с \| R_н).$$

Если рабочая точка выбрана правильно, то при изменении выходного напряжения в пределах $\pm U_m$ транзисторы находятся в активном режиме и рассеиваемая на них мощность не превышает допустимую. Это связано с тем, что динамическая нагрузочная прямая и линия допустимой мощности рассеяния не пересекаются. Напряжения питания E меньше $U_{КЭ\,max}$ и $U_{СИ\,max}$. Следовательно, параметры рабочей точки выбраны правильно и каскад будет обеспечивать амплитуду выходного напряжения U_m на сопротивлении нагрузки $R_н$.

При работе каскада в режиме *B* транзисторы и их рабочую точку выбирают из условия выполнения неравенств

$$I_m < I_{max}; \; U_m < U_{max}/2; \; I_0 \approx 0...15\% \; I_m. \qquad (4.55)$$

Подробнее особенности режима *B* рассмотрены в § 4.12.

После выбора положения рабочей точки находят параметры цепей, обеспечивающих требуемый статический режим работы.

Для получения необходимых напряжений и токов покоя между соответствующими электродами транзисторов задают определенные напряжения или токи, которые носят название *напряжений* или *токов смещения*. Для биполярных транзисторов задают электрические токи в цепях базы или эмиттера, для полевых — напряжение затвор — исток. Расчет параметров цепей смещения (цепей, обеспечивающих режим по постоянному току) можно проводить аналитически или графоаналитически в зависимости от типа электронного прибора и схемы усилительного каскада.

В большинстве практически встречающихся случаев цепи смещения усилительных каскадов на биполярных транзисторах можно рассчитывать с помощью схемы рис. 4.15, *а*. Различные варианты цепей смещения, применяемых на практике, приводятся к этой

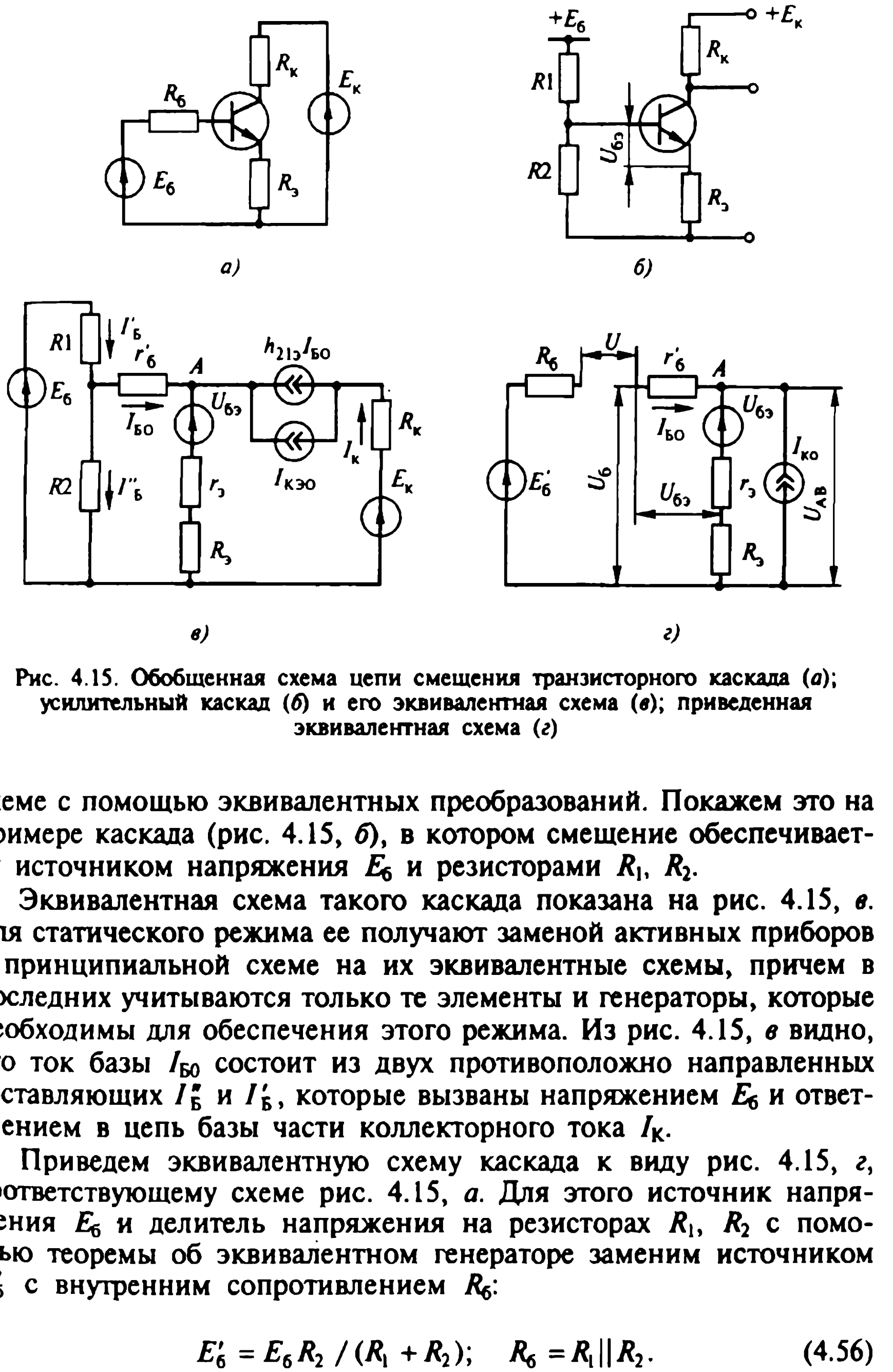


Рис. 4.15. Обобщенная схема цепи смещения транзисторного каскада (*а*); усилительный каскад (*б*) и его эквивалентная схема (*в*); приведенная эквивалентная схема (*г*)

схеме с помощью эквивалентных преобразований. Покажем это на примере каскада (рис. 4.15, *б*), в котором смещение обеспечивается источником напряжения $E_б$ и резисторами R_1, R_2.

Эквивалентная схема такого каскада показана на рис. 4.15, *в*. Для статического режима ее получают заменой активных приборов в принципиальной схеме на их эквивалентные схемы, причем в последних учитываются только те элементы и генераторы, которые необходимы для обеспечения этого режима. Из рис. 4.15, *в* видно, что ток базы $I_{Б0}$ состоит из двух противоположно направленных составляющих $I''_Б$ и $I'_Б$, которые вызваны напряжением $E_б$ и ответвлением в цепь базы части коллекторного тока $I_К$.

Приведем эквивалентную схему каскада к виду рис. 4.15, *г*, соответствующему схеме рис. 4.15, *а*. Для этого источник напряжения $E_б$ и делитель напряжения на резисторах R_1, R_2 с помощью теоремы об эквивалентном генераторе заменим источником $E'_б$ с внутренним сопротивлением $R_б$:

$$E'_б = E_б R_2 / (R_1 + R_2); \quad R_б = R_1 \| R_2. \tag{4.56}$$

Такие эквивалентные преобразования не меняют токов и напряжений в цепях и существенно облегчают расчеты. Ток базы $I_{Б0}$ найдем также с помощью теоремы об эквивалентном генераторе. Для этого из эквивалентной схемы (рис. 4.15, *в*) найдем напряжение U на концах разорванного провода, соединяющего $R_б$ и $r'_б$ (рис. 4.15, *г*), и внутреннее сопротивление R_4 источника напряжения U:

$$U = E'_б - U_{БЭ} - I_{К0}R_э; \tag{4.57}$$

$$R_4 = R_э + R_б. \tag{4.58}$$

В (4.58) не учтено сопротивление $r_э$ ввиду его малости $r_э << R_э$. Тогда ток в цепи базы

$$I_{Б0} = (U - U_{БЭ})/R_4 = [E'_б - U_{БЭ} - I_{К0}R_э]/(R_э + R_б)$$

или

$$I_{Б0} + I_{К0}\,\beta_Б = (E'_б - U_{БЭ})/(R_э + R_б), \tag{4.59}$$

где

$$\beta_Б = R_э/(R_э + R_б). \tag{4.60}$$

Коэффициент $\beta_Б$ показывает, какая часть тока $I_К$ ответвляется в цепь базы.

Преобразуем это уравнение, учитывая, что

$$I_{К0} = h_{21э}\,I_{Б0} + I_{КЭО} \quad \text{и} \quad I_{Б0} = (I_{К0} - I_{КЭО})/h_{21э}. \tag{4.61}$$

После преобразований получим

$$I_{К0}(1 + h_{21э}\beta_Б) = \frac{(E'_б - U_{БЭ})h_{21э}}{R_э + R_б} + I_{КЭО} \tag{4.62}$$

или

$$I_{К0} = \frac{h_{21э}(E'_б - U_{БЭ})}{(1 + h_{21э}\beta_Б)(R_э + R_б)} + \frac{I_{КЭО}}{1 + h_{21э}\beta_Б}. \tag{4.63}$$

Таким образом, зная параметры транзистора $h_{21э}$, $I_{КЭО}$, $U_{БЭ}$ и некоторые параметры цепи каскада, можно определить недостающие параметры цепи, обеспечивающие требуемый ток покоя. Так

как в выражение для коллекторного тока входят несколько независимых параметров, необходимый ток покоя $I_{К0}$ может быть получен при различных значениях параметров элементов цепи. Часть параметров обычно задается при проектировании. При этом учитываются требования, предъявляемые к усилительному каскаду, например к входному сопротивлению, температурной стабильности тока покоя и т.п.

Из выражения для коллекторного тока определяют необходимые сопротивления обобщенной цепи. Параметры элементов реальной цепи находят, используя известные зависимости. Так, при заданном токе $I_{К0}$, выбранном напряжении $E'_б$, данном сопротивлении $R_э$ и известных из технических условий на транзистор параметрах $I_{КБО}$ и $h_{21э}$ можно найти сопротивление $R_б$.

При выборе цепей смещения следует помнить, что у транзисторов наблюдается большой разброс параметров и что они меняются при изменении температуры. Обратный ток $I_{КБО}$, падение напряжения на эмиттерном переходе $U_{БЭ}$, коэффициент передачи тока $h_{21э}$ зависят от температуры окружающей среды и подвержены временному дрейфу. Все это требует принятия специальных мер для стабилизации коэффициента усиления, допустимого максимального выходного напряжения и т. д.

Изменения параметров особенно опасны в первых каскадах усилителей постоянного тока, так как в последующих каскадах из-за гальванической межкаскадной связи сигналы, вызванные ими, усиливаются во много раз. Поэтому в большинстве транзисторных усилителей для стабилизации положения рабочей точки вводят обратную связь и используют термозависимые сопротивления.

В общем виде полное приращение коллекторного тока, вызванное изменением температуры,

$$dI_{КT} = \frac{\partial I_К}{\partial I_{КБО}} dI_{КБО} + \frac{\partial I_К}{\partial U_{БЭ}} dU_{БЭ} + \frac{\partial I_К}{\partial h_{21э}} dh_{21э}, \qquad (4.64)$$

причем $\Delta U_{БЭ} \approx 2...2{,}2$ мВ/град, а ток $I_{КБО}$ удваивается при изменении температуры на 5...7 °С в кремниевых и на 8...10 °С в германиевых структурах.

Для обобщенной схемы приращение коллекторного тока можно найти, используя промежуточные уравнения и эквивалентную схему для приращений постоянных составляющих тока при увеличении температуры (рис. 4.16). В соответствии с уравнением транзистора (2.52) и учетом того, что $I_{КЭО} = (1 + h_{21э})I_{КБО}$, полное приращение тока коллектора определяют из выражения

$$\Delta I_{КT} = \Delta h_{21э} I_Б + h_{21э}\,\Delta I_Б + (1 + h_{21э})\Delta I_{КБО} + \Delta h_{21э}\, I_{КБО}. \qquad (4.65)$$

Так как для рассматриваемого случая изменение тока базы

$$\Delta I_{Б0} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{R_э + R_б} - \Delta I_{КТО}\beta_Б, \tag{4.66}$$

то, подставив (4.65) в (4.66), получим

$$\Delta I_{КТО} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}\beta_Б}\left[\frac{\Delta I_{КБО}(1 + h_{21э})}{h_{21э}} - \right.$$
$$\left. - \frac{\Delta U_{БЭ}}{R_э + R_б} + (I_{Б0} + I_{КБО})\frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}}\right]. \tag{4.67}$$

Обозначив выражение в квадратных скобках как ΔI_T, имеем

$$S_i = \Delta I_{КТО}/\Delta I_T = h_{21э}/(1 + h_{21э}\beta_Б).$$

Коэффициент S_i называется *коэффициентом температурной нестабильности*. Он показывает, во сколько раз приращение коллекторного тока больше, чем приращение теплового неуправляемого тока ΔI_T, вызванного изменениями параметров транзистора. Как видно из выражения (4.67), приращение коллекторного тока вызвано изменениями $U_{БЭ}$, $h_{21э}$, $I_{КБО}$. Однако при применении германиевых транзисторов обычно считают, что $\Delta I_T \approx I_{КБО}$ ввиду подавляющего влияния этого параметра.

Максимальная температурная стабильность статического режима обеспечивается при $\beta_Б = 1$. Следовательно, для температурной стабилизации желательно выполнение условия $R_э >> R_б$.

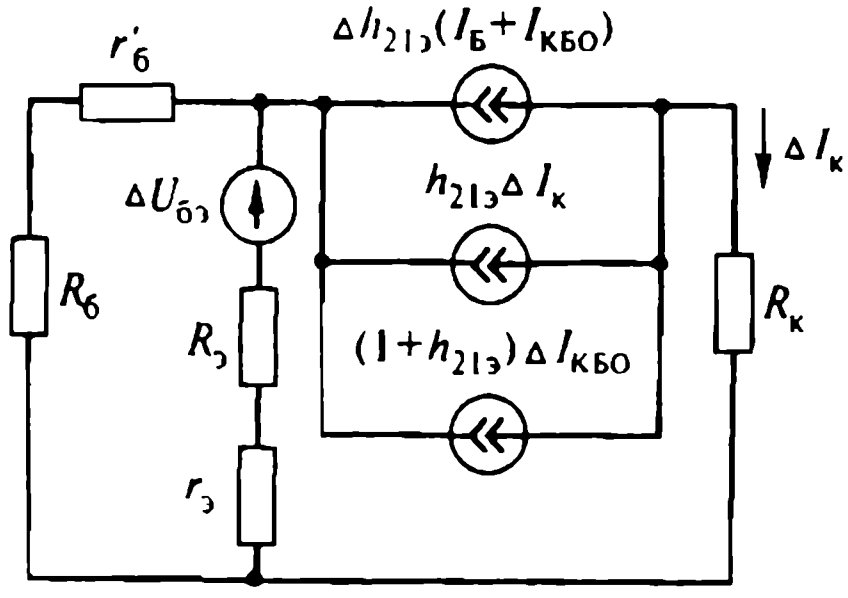


Рис. 4.16. Эквивалентная схема усилительного каскада для температурных приращений токов

Температурная стабильность тем лучше, чем выше сопротивление в цепи эмиттера и меньше эквивалентное сопротивление делителя $R_б$, обеспечивающего требуемый режим по постоянному току. Как показано далее, увеличение $R_э$ приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада, а уменьшение $R_б$ снижает его входное сопротивление.

С учетом введенного коэффициента температурной нестабильности выражение (4.63) запишем в виде

$$I_{К0} = S_i \frac{E'_б - U_{БЭ}}{R_э + R_б} + \frac{I_{КЭО}}{1 + h_{21э}\beta_Б} \text{ или}$$

$$I_{К0} \approx S_i \frac{E'_б}{R_э + R_б} + \frac{I_{КЭО}}{1 + h_{21э}\beta_Б}. \quad (4.68)$$

Итак, параметры цепи смещения зависят от значения коэффициента температурной нестабильности, который необходимо обеспечить у данного каскада.

Для уменьшения S_i обычно применяют температурную стабилизацию.

Первый способ термостабилизации (параметрическая термостабилизация) основан на применении термозависимых сопротивлений — терморезисторов (термисторов) (рис. 4.17, *а*), в качестве которых можно использовать полупроводниковые диоды или транзисторы. Сущность способа заключается в том, что при изменении температуры окружающей среды сопротивление термо-

резистора изменяется так, что изменение тока базы или напряжения между эмиттером и базой компенсирует изменение тока коллектора. Очевидно, характеристика терморезистора должна иметь определенный вид, но так как это удовлетворяется не всегда, то для обеспечения нужных характеристик в ряде случаев параллельно и последовательно с терморезистором включают соответствующим образом подобранные активные сопротивления. Однако это усложняет схему и, кроме того, с течением времени такая компенсация может нарушаться.

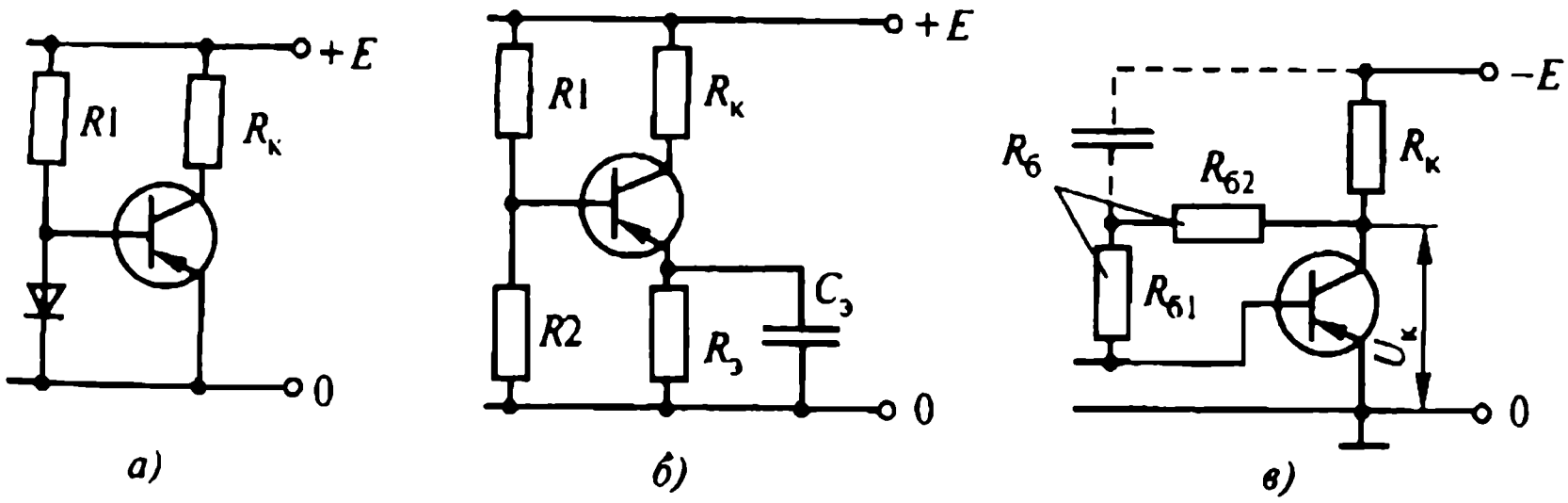


Рис. 4.17. Схемы термостабилизации усиления с помощью термозависимого сопротивления (*а*); местной обратной связи по току (*б*) и ОС по напряжению (*в*)

При использовании *второго* способа термостабилизации применяют отрицательную обратную связь по постоянному току, причем вводят как местную, так и общую обратные связи. При местной ОС чаще всего применяют обратную связь по току и реже обратную связь по напряжению.

Влияние местной обратной связи по току (рис. 4.17, *б*) было рассмотрено ранее на примере усилительного каскада, где обратная связь осуществлялась за счет сопротивления $R_э$. Сущность стабилизации заключается в том, что делителем R_1 и R_2 задается потенциал базы и тем самым фиксируется потенциал эмиттера, ибо $U_{БЭ} \approx 0{,}3...0{,}5$ В. Так как потенциал эмиттера обусловлен падением напряжения на сопротивлении $R_э$, то ток эмиттера $I_Э = U_Э / R_э$.

Изменения параметров транзистора, вызывающие, например, увеличение тока коллектора, увеличивают соответственно ток эмиттера и падение напряжения на эмиттерном резисторе $R_э$. Это приводит к уменьшению разности потенциалов между базой, потенциал которой задан с помощью R_1, R_2, и эмиттером. Ток базы соответственно уменьшается. В результате ток коллектора также уменьшается и его результирующее изменение будет невелико.

Чем меньше общее сопротивление делителя R_1, R_2, тем меньше потенциал базы зависит от изменений базового тока и тем лучше стабилизация. Но при малых его значениях резко возрастает мощность, потребляемая от источника питания, и уменьшается входное сопротивление каскада. Поэтому обычно $R_1 \| R_2 \approx R_э$ или больше $R_э$. Получаемый при этом коэффициент нестабильности $S_I \approx 2...5$.

Если необходимо иметь стабильный режим по постоянному току и максимальное усиление на переменном токе, вводят достаточно глубокую ОС за счет увеличения резистора $R_э$ и устраняют ОС на переменном токе шунтированием $R_э$ конденсатором большой емкости $C_э$ (рис. 4.17, *б*) так, чтобы сопротивление конденсатора в диапазоне рабочих частот было близко к нулю.

При введении ОС по напряжению (рис. 4.17, *в*) изменение коллекторного тока, например его увеличение, приводит к уменьшению тока базы. Это вызывает уменьшение тока коллектора и снижает температурную нестабильность.

Обобщая изложенное, можно сделать следующие выводы: смещение транзисторных каскадов обеспечивается или путем задания требуемого тока базы с помощью большого сопротивления, включенного в цепь питания ($R_{б1}$ на рис. 4.14, *а*), или путем задания ее потенциала базы с помощью делителя напряжения (R_1, R_2 на рис. 4.15, *б*) и получения нужного значения тока за счет включения в цепь эмиттера сопротивления $R_э$. В первом случае температурная стабильность плохая из-за того, что на ток коллектора оказывает влияние изменения $h_{21э}$ и $I_{КБО}$. Во втором температурная

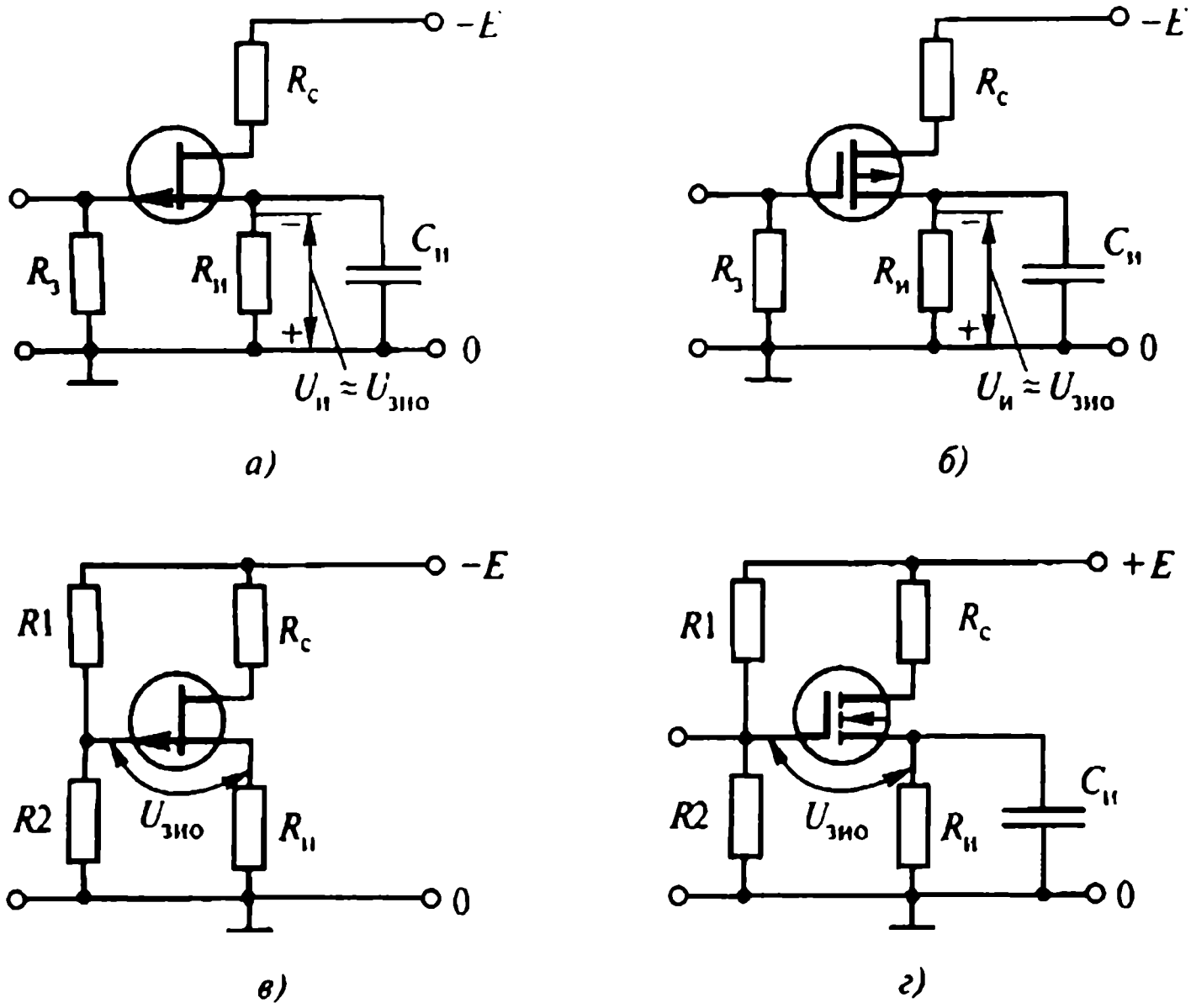


Рис. 4.18. Схемы подачи напряжений смещения в полевых транзисторах (*а—г*)

стабильность значительно лучше, но для получения хороших результатов (с точки зрения температурной стабильности) следует уменьшить сопротивления R_1, R_2 и увеличить $R_э$.

В многокаскадных усилителях очень хорошие результаты по стабилизации рабочих точек каскадов получаются при использовании общей отрицательной обратной связи по постоянному току, охватывающей весь усилитель. При этом местные обратные связи, аналогичные рассмотренным, применять нецелесообразно, так как они всегда уменьшают коэффициенты усиления отдельных каскадов и снижают эффективность общей ОС.

В полевых транзисторах смещение обеспечивается или за счет падения напряжения на резисторе, включенном в цепь истока, или за счет подачи на затвор дополнительного напряжения. У полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом (рис. 4.18, *а*) и с встроенным каналом (рис. 4.18, *б*) смещение может быть обеспечено за счет сопротивления в цепи истока. Так как ток затвора полевых транзисторов достаточно мал и мало падение напряжения на резисторе $R_э$, то можно считать, что напряжение затвор—исток практически равно падению напряжения на сопротивлении $R_и$:

$$U_{ЗИ\,0} \approx I_{С\,0} R_и. \qquad (4.69)$$

При необходимости иметь повышенное входное сопротивление $R_з$ берут порядка одного — десяти мегаом.

При работе полевого транзистора с управляющим p-n-переходом в широком диапазоне температур и при большом сопротивлении $R_з$ положение рабочей точки несколько меняется из-за дополнительного падения напряжения на сопротивлении $R_з$. Это связано с изменениями обратного тока p-n-перехода, выполняющего роль затвора, контактной разности потенциалов затвор — канал и подвижности носителей заряда в канале. Температурные изменения тока затвора оцениваются так же, как соответствующие изменения обратного тока у p-n-перехода. Изменение тока стока при фиксированном напряжении смещения может быть найдено из приближенного уравнения

$$\Delta I_C = I_C(T_0)[(T_0 / T)^{3/2} - 1]. \qquad (4.70)$$

Здесь $I_C(T_0)$ — ток стока при температуре T_0; T — температура, для которой определено изменение ΔI_C. Таким образом, при температуре T_0 напряжение смещения и ток затвора

$$U_{ЗИ\,0} = -I_{C\,0} R_и + I_З R_з; \quad I_{C\,0} = S U_{ЗИ\,0}, \qquad (4.71)$$

где $S = S_{нач}(1 - U_{ЗИ\,0}/U_{ЗИ\,отс})$; S — крутизна характеристики транзистора при напряжении $U_{ЗИ\,0}$; $S_{нач}$ — крутизна характеристики при $U_{ЗИ} = 0$. Ток стока, определенный из (4.71),

$$I_{C0} = S\, I_З R_з/(1 + SR_и). \qquad (4.72)$$

При изменении температуры напряжение смещения и ток стока изменяются на $\Delta U_{ЗИ\,0}$ и $\Delta I_{C\,0}$:

$$\Delta U_{ЗИ\,0} = \Delta I_З R_з - \Delta I_{C\,0} R_и; \qquad (4.73)$$

$$\Delta I_{C\,0} = \Delta S U_{ЗИ\,0} + \Delta U_{ЗИ\,0}\, S.$$

Так как приращения составляющих, вызывающих изменение ΔI_{C0}, при изменении температуры имеют разные знаки, то при соответствующем выборе режима работы транзистора возможна их взаимная компенсация. Точку, в которой при изменениях температуры минимальны изменения тока стока, называют *температурно-стабильной точкой транзистора.*

Однако вследствие разницы в зависимости составляющих $I_З$ и I_C от температуры эффективная компенсация возможна только в

небольшом диапазоне температур. При этом требуется подбор $R_з$, и $R_и$, что обычно неудобно и нежелательно.

Основной мерой температурной стабилизации является увеличение глубины последовательной ОС по току, что осуществляется за счет увеличения сопротивления $R_и$. При этом увеличение $R_и$ приводит к увеличению напряжения смещения $U_{ЗИ}$. В итоге уже при сравнительно небольших $R_и$ полевые транзисторы работают вблизи режима отсечки, где крутизна характеристики мала. Это снижает эффективность цепи ОС.

Для устранения этого недостатка на затвор подают дополнительное отпирающее напряжение (рис. 4.18, *в*). Делитель напряжения на резисторах R_1, R_2 обеспечивает работу транзистора на участке, где $S \to S_{нач}$, в то время как $R_и$ достаточно велико и падение напряжения на нем значительно. В результате обеспечивается требуемая глубина обратной связи и транзистор работает на участке с большой крутизной характеристики.

У полевых транзисторов с индуцированным каналом принципиально необходима подача напряжения смещения от внешнего источника, так как в случае его отсутствия транзистор будет заперт. Температурная стабилизация также осуществляется за счет последовательной ОС, которая вводится с помощью резистора $R_и$, включенного в цепь источника (рис. 4.18, *г*).

Следует отметить, что температурные изменения тока стока в полевых транзисторах во много раз меньше изменений коллекторного тока у биполярных транзисторов. Поэтому, как правило, обеспечение требуемой температурной стабильности не вызывает больших затруднений.

Обратная связь на переменном токе устраняется путем шунтирования резистора $R_и$ конденсатором большой емкости так, чтобы в диапазоне рабочих частот выполнялось условие $Z_и \to 0$.

И в более сложных случаях, когда вместо резисторов $R_к$ и $R_с$ включен активный прибор, общий подход остается неизменным. Покажем это на примере каскада (рис. 4.19, *а*). В нем роль резистора $R_с$ выполняет транзистор *VT2*. Для нахождения его вольт-амперной характеристики при данной схеме включения используем семейство статических характеристик транзистора *VT2* (рис. 4.19, *б*). Так как затвор электрически соединен со стоком, то $U_{СИ} = U_{ЗИ}$. Задавая на оси ординат значения напряжения $U_{СИ}$, например 5 В, и используя кривую семейства характеристик транзистора, снятую при данном значении напряжения $U_{ЗИ}$ (в рассматриваемом случае 5 В), находим значение тока $I_С$. Изменяя значения напряжения $U_{СИ}$ и соответственно учитывая новые значения напряжения $U_{ЗИ}$, получим ряд значений тока $I_С$, кото-

рые соединяем плавной кривой *1* (рис. 4.19, *б*), представляющей собой вольт-амперную характеристику транзистора *VT2*.

Для нахождения геометрического места точек, характеризующих совместную работу двух нелинейных приборов, на семействе вольт-амперных характеристик транзистора *VT1* (рис. 4.19, *в*) построим вольт-амперную характеристику транзистора *VT2* (кривая *1*). При этом используем уравнение

$$E = U_{СИ1} + U_{СИ2}, \qquad (4.74)$$

где $U_{СИ1}$ и $U_{СИ2}$ — падение напряжения на транзисторах *VT1* и *VT2*.

Задавая напряжение $U_{СИ1}$, из (4.74) находим значение $U_{СИ2}$. По кривой *1* на рис. 4.19, *б* определяем ток $I_С$, соответствующий $U_{СИ2}$, откладываем его на семействе характеристик (рис. 4.19, *в*) для напряжения $U_{СИ1}$. Полученные точки соединяем кривой. Геометрическое место пересечений кривой с семейством вольт-амперных ха-

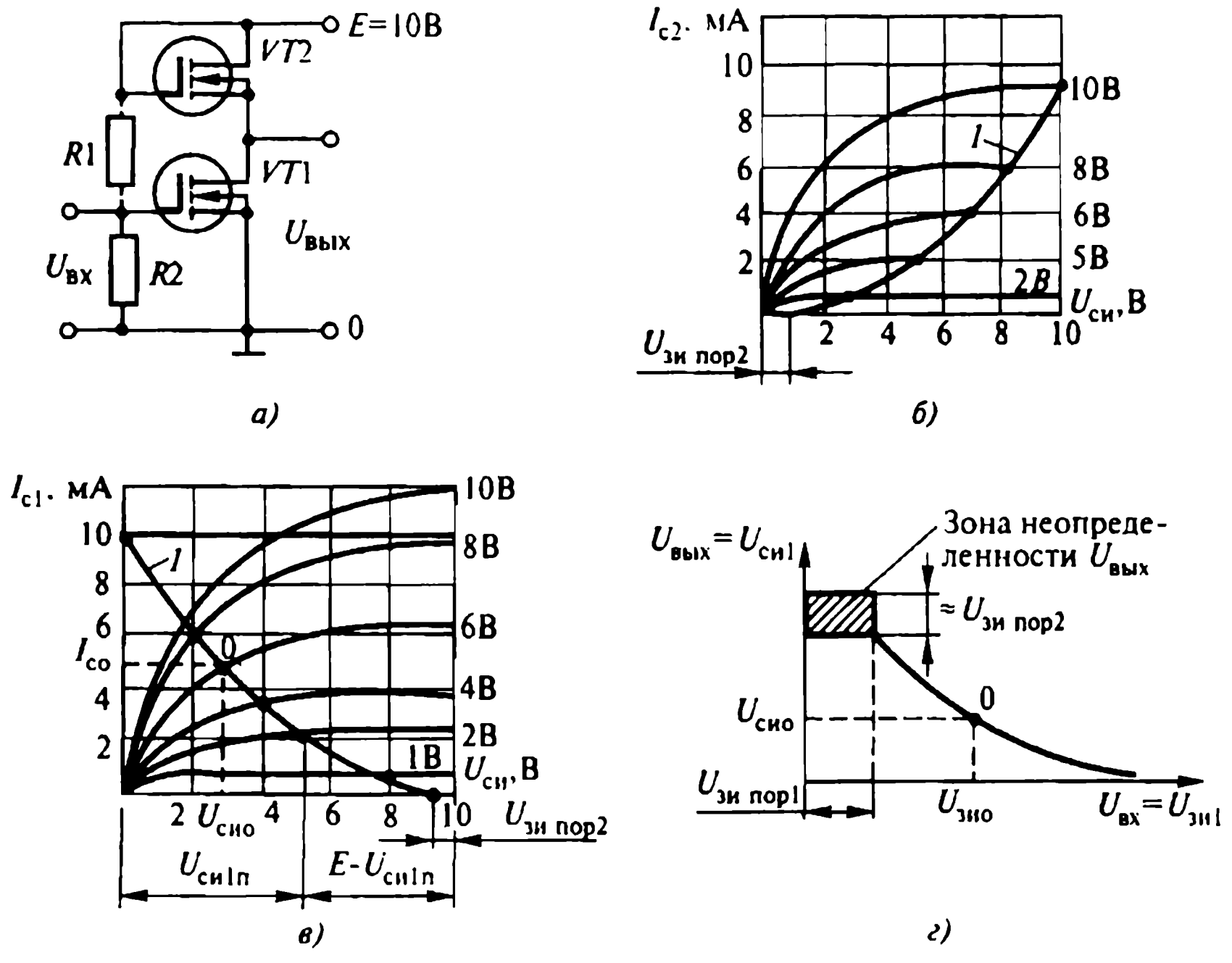


Рис. 4.19. Включение в цепь стока транзистора *VT1* нелинейного сопротивления нагрузки (транзистора *VT2*) (*а*); построение вольт-амперной характеристики транзистора *VT2* (*б*) и нахождение геометрического места точек возможных режимов работы (*в*); передаточная характеристика (*г*)

рактеристик транзистора характеризует возможные режимы работы данного каскада. Так, например, если с помощью резисторов R_1, R_2 (рис. 4.19, *а*) задать на затворе транзистора *VT1* напряжение 6 В, то рабочая точка находится в положении 0 (рис. 4.19, *в*), а падение напряжения и ток транзистора *VT1* соответственно равны $U_{СИ\,0}$, $I_{С\,0}$. При изменении напряжения затвора, например при подаче усиливаемого сигнала, напряжение $U_{вых}$ ($U_{СИ\,1} = U_{вых}$) будет изменяться. Причем чем положе идет кривая *1* (рис. 4.19, *в*), тем большее изменение $U_{вых}$ вызывает одинаковое приращение потенциала затвора транзистора *VT1*. Соответственно большим будет коэффициент усиления.

Используя рис. 4.19, *в*, можно построить передаточную или проходную характеристику каскада (рис. 4.19, *г*). Для этого по оси абсцисс откладывают значения $U_{ЗИ}$, которые характеризуют входное напряжение, а по оси ординат $U_{вых} = U_{СИ1}$. Наличие зоны неопределенности выходного напряжения обусловлено тем, что, когда транзисторы *VT1*, *VT2* заперты, выходное напряжение зависит от паразитных сопротивлений и малых токов утечек, оценка которых обычно не проводится.

Аналогичным образом подходят к анализу статического режима в других более сложных случаях. При применении ЭВМ соответствующий анализ проводят в аналитическом виде.

§ 4.4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Усилительные каскады на полевых транзисторах управляются напряжением, приложенным или к запертому *n-p*-переходу (в транзисторах с управляющим *n-p*-переходом), или между электрически изолированным затвором и подложкой, которая часто соединяется с одним из электродов транзистора (в МДП-транзисторах). Ток затвора в усилительных каскадах, собранных на полевых транзисторах, мал и для кремниевых структур с управляющим *n-p*-переходом не превышает 10^{-8} А. Для МДП-транзисторов этот ток на несколько порядков меньше. Для транзисторов с *n-p*-переходом входное сопротивление на низких частотах составляет десятки мегаом, а для МДП-транзисторов достигает $10^{12}...10^{15}$ Ом. С повышением частоты входное сопротивление существенно уменьшается из-за наличия емкостей затвор—исток и затвор—сток.

При анализе усилительных каскадов на полевых транзисторах с управляющим *n-p*-переходом оперируют с крутизной характеристики $S_{нач}$ и током $I_{нач}$, которые соответствуют нулевому напряжению на затворе относительно истока. Кроме того, обычно необхо-

димо знать напряжение отсечки $U_{ЗИ\,отс}$. Дальнейшее рассмотрение будем проводить только для транзисторов этого типа.

Анализ усилительных каскадов на полевых транзисторах можно проводить аналитическим или графоаналитическим методом.

При анализе используют следующие приближенные основные соотношения, описывающие характеристики полевых транзисторов (см. § 2.10):

$$I_C \approx I_{C\,нач}(1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИ\,отс})^2;$$

$$S \approx \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} = S_{нач}(1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИ\,отс});$$

$$|S_{нач}| \approx 2I_{C\,нач} / U_{ЗИ\,отс}.$$

Заметим, что в усилительном режиме напряжение $U_{ЗИ}$ имеет знак, противоположный знаку $U_{СИ}$.

Каскад с общим истоком (рис. 4.20, *а*). Упрощенная эквивалентная схема усилительного каскада с общим истоком для режима малого сигнала показана на рис. 4.20, *б*.

Эквивалентную схему для режима малого сигнала, характеризующую приращения статических токов и напряжений под влиянием входного управляющего сигнала получают, заменяя активные приборы в принципиальной схеме на их эквивалентные схемы для данного диапазона частот. При этом считают, что *все источники постоянного напряжения в цепях замкнуты накоротко*, а *цепи с источниками постоянного тока разомкнуты*. Справедливость таких допущений обусловлена тем, что приращения токов в цепях не меняют падение напряжения на генераторах ЭДС и

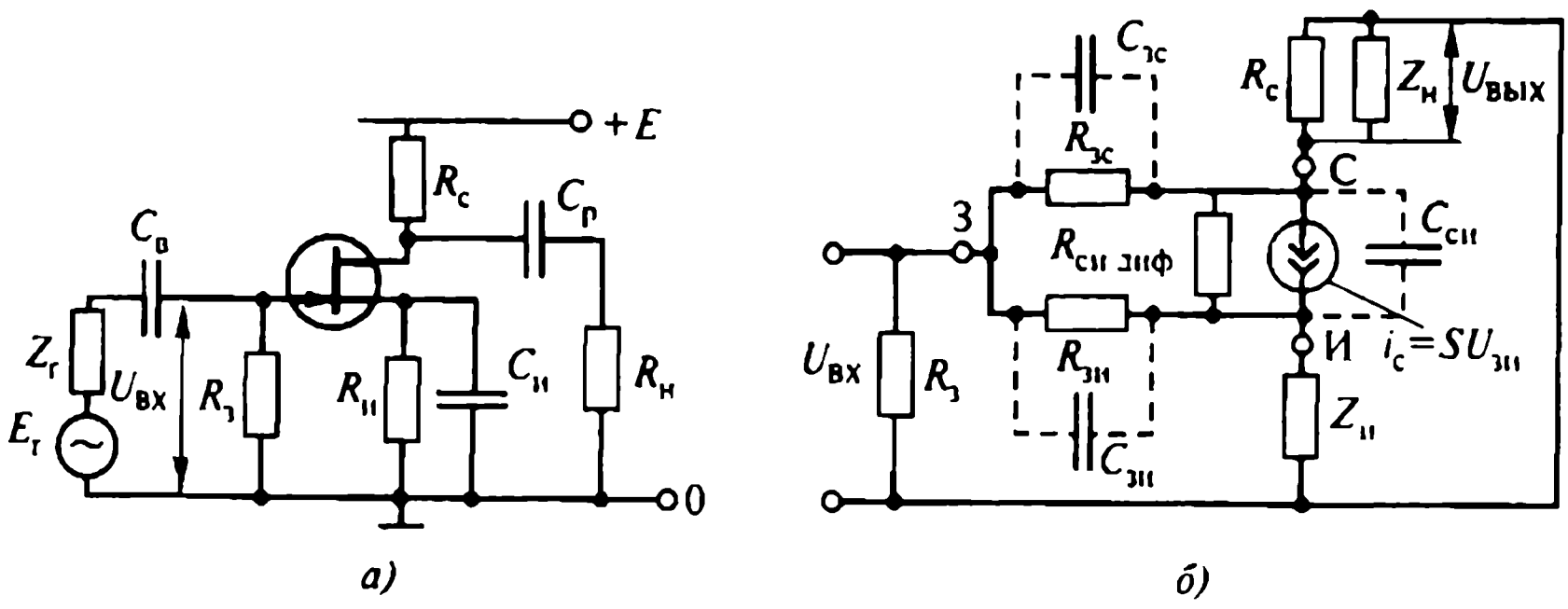


Рис. 4.20. Усилительный каскад с общим истоком: принципиальная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы

не отражаются на токах в цепях с генераторами постоянных токов. Поэтому ими можно пренебречь.

При построении малосигнальной эквивалентной схемы каскада источник питания E замкнут накоротко и вместо полевого транзистора использована его малосигнальная эквивалентная схема.

Каскад управляется входным напряжением, которое изменяет ток транзистора. Последовательно с ним включен резистор $R_с$. Изменение тока через этот резистор приводит к изменению падения напряжения на нем, которое во много раз больше входного сигнала.

Активный элемент (полевой транзистор) работает в режиме A. Необходимое смещение обеспечивается за счет падения напряжения на резисторе $R_и$, которое рассчитывается по выбранному току $I_{С0}$ и напряжению смещения $U_{ЗИ0}$:

$$R_и \approx U_{ЗИ0}/I_{С0}. \qquad (4.75)$$

Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току в диапазоне рабочих частот каскада резистор $R_и$ обычно шунтируют конденсатором $C_и$ так, чтобы в этом диапазоне частот

$$\underline{Z}_и \to 0 \left(\underline{Z}_и = R_и \| X_с;\ X_с = \frac{1}{j\omega C_и} \right).$$

В общем случае для переменного тока сопротивления в цепях истока и стока

$$\underline{Z}_и = R_и / (1 + j\omega C_и R_и); \qquad (4.76)$$

$$\underline{Z}_с = \frac{R_с[R_н + 1/(j\omega C_р)]}{R_с + R_н + 1/(j\omega C_р)} = \frac{R_с(1 + j\omega C_р R_н)}{1 + j\omega C_р(R_с + R_н)}. \qquad (4.77)$$

Справедливость уравнения (4.77) обусловлена тем, что источник питания E имеет ничтожно малое сопротивление для переменного тока и его зажимы можно считать замкнутыми накоротко. Поэтому показанное на рис. 4.20, *а* подключение нагрузки $R_н$ полностью эквивалентно включению нагрузки параллельно сопротивлению $R_с$.

При отсутствии входного сигнала напряжение $U_{СИ}$ транзистора определяют из выражения

$$U_{СИ} = E - I_{С0}(R_с + R_и). \qquad (4.78)$$

Изменение постоянного напряжения между затвором и истоком на $dU_{ЗИ}$ приведет к изменению тока стока dI_C и изменению напряжения на стоке:

$$dU_{СИ} = -dI_C(R_с + R_и). \quad (4.79)$$

В общем случае ток стока $I_C = f(U_{СИ}, U_{ЗИ})$, поэтому

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{СИ}} dU_{СИ} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗИ}} dU_{ЗИ}. \quad (4.80)$$

Учитывая, что $\partial U_{СИ} / \partial I_C = R_{си\ диф}$; $\partial I_C / \partial U_{ЗИ} = S$, получим

$$dI_C = dU_{СИ}/R_{си\ диф} + S\,dU_{ЗИ}. \quad (4.81)$$

Подставив (4.79) в (4.81), получим

$$dI_C = -\frac{R_с + R_и}{R_{си\ диф}} dI_C + S dU_{ЗИ} \quad (4.82)$$

или

$$dI_C = S\frac{R_{си\ диф}}{R_с + R_и + R_{си\ диф}} dU_{ЗИ} = \frac{M}{R_с + R_и + R_{си\ диф}} dU_{ЗИ}, \quad (4.83)$$

где $M = SR_{си\ диф}$.

Изменение напряжения между затвором и истоком не равно входному сигналу, так как из последнего вычитается падение напряжения на сопротивлении в цепи истока:

$$dU_{ЗИ} = dU_{вх} - dI_C R_и. \quad (4.84)$$

Тогда

$$dI_C = \frac{M(dU_{вх} - dI_C R_и)}{R_с + R_и + R_{си\ диф}}; \quad dI_C = \frac{M\,dU_{вх}}{R_с + R_{си\ диф} + (1 + M)R_и}. \quad (4.85)$$

Выходным сигналом каскада является изменение напряжения на его стоке:

$$dU_C = dU_{СИ} + dI_C R_и = -dI_C R_с. \quad (4.86)$$

Подставив dI_C, получим

$$dU_C = -\frac{M\,dU_{вх}R_c}{R_c + R_{си\ диф} + (1+M)R_и}. \qquad (4.87)$$

Коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{dU_C}{dU_{вх}} = -\frac{MR_c}{R_c + R_{си\ диф} + (1+M)R_и}. \qquad (4.88)$$

Полученное выражение для коэффициента усиления справедливо только для нулевой частоты. Но так как сопротивление конденсатора $C_р$ стремится к бесконечности, то все выходное напряжение падает на нем, а на нагрузке полезный сигнал отсутствует.

Для получения коэффициента усиления каскада на переменном токе вместо R_c и $R_и$ необходимо подставить $\underline{Z}_c$ и $\underline{Z}_и$:

$$\underline{K} = -\frac{M\underline{Z}_c}{\underline{Z}_c + R_{си\ диф} + (1+M)\underline{Z}_и}. \qquad (4.89)$$

Из (4.89) видно, что коэффициент усиления — величина комплексная. Его модуль зависит от частоты сигнала.

Для повышения коэффициента усиления каскада, обеспечения постоянного его значения и передачи всего напряжения в нагрузку емкость конденсаторов $C_и$ и $C_р$ выбирают из условия $1/j\omega C_р << R_н$ и $1/j\omega C_и << R_и$ (в полосе рабочих частот). Тогда коэффициент усиления

$$K = -\frac{MR_c \| R_н}{R_c \| R_и + R_{си\ диф}} = -\frac{MR_cR_н}{R_cR_н + R_{си\ диф}(R_c + R_н)}. \qquad (4.90)$$

Разделительный конденсатор $C_в$ во входной цепи создает частотно-зависимый делитель напряжения, имеющий коэффициент деления $K_{вх}$:

$$\underline{K}_{вх} = -\frac{R_{вх}}{R_{вх} + 1/(j\omega C_в)} = \frac{j\omega C_в R_{вх}}{1 + j\omega C_в R_{вх}}, \qquad (4.91)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада, которое на низкой частоте равно $R_з$.

Такой же делитель напряжения есть и на выходе каскада, так как из-за наличия конденсатора $C_р$ на сопротивлении нагрузки $R_н$ будет падать только часть переменной составляющей напряжения на стоке.

Его коэффициент деления находят аналогично (4.91):

$$\underline{K}_{вых} = \frac{j\omega C_р R_н}{1 + j\omega C_р R_н}. \qquad (4.92)$$

Уравнение (4.89) получено без учета входного и выходного делителей напряжения и характеризует только отношение приращений напряжений на стоке и затворе. При оценке коэффициента усиления всего каскада (4.89) необходимо умножить на (4.91) и (4.92):

$$\underline{K} = -\frac{M\underline{Z}_с}{\underline{Z}_с + R_{си\ диф} + (1+M)\underline{Z}_и} \frac{j\omega C_в R_{вх}}{1 + j\omega C_в R_{вх}} \frac{j\omega C_р R_н}{1 + j\omega C_р R_н}. \qquad (4.93)$$

Из (4.93) видно, что при наличии реактивных компонентов ($C_р$, $C_в$, $C_и$) коэффициент усиления существенно изменяется в диапазоне низких частот. Наличие конденсаторов $C_в$ или $C_р$ приводит к тому, что на низких частотах, когда $\omega \to 0$, коэффициент усиления $\underline{K} \to 0$. Конденсатор $C_и$ только уменьшает коэффициент усиления в диапазоне низких частот. При этом $\underline{K}$ не достигает нулевого значения. В этом принципиальное различие влияний разделительных ($C_в$, $C_р$) и блокировочного ($C_и$) конденсаторов на частотную характеристику каскада в диапазоне низких частот.

При усилении медленно меняющихся сигналов разделительные конденсаторы должны отсутствовать.

Значения $C_в$, $C_р$, $C_и$ определяют исходя из допустимого коэффициента частотных искажений на нижней рабочей частоте (см. § 5.1). При ориентировочной оценке значения $C_и$ можно использовать неравенство

$$1/(\omega_н C_и) \le (0{,}2...0{,}25) R_и,$$

где $\omega_н$ — низшая частота усиливаемого сигнала.

В диапазоне частот, где сопротивления реактивных компонентов схемы стремятся к нулю, коэффициент усиления тем выше, чем больше сопротивления резисторов $R_с$ и $R_н$. Поэтому в том случае, когда требуется получить от каскада максимальное усиление, необходимо обеспечить работу его на высокоомную нагрузку и в цепи стока установить резистор $R_с$ с возможно большим сопротивлением.

Увеличение сопротивления резистора R_c также повышает значение фазового сдвига выходного напряжения в области высоких частот. Это обусловлено наличием емкости сток — исток $C_{си}$, которая при $\underline{Z}_и \to 0$ шунтирует резистор R_c. Поэтому в диапазоне высоких частот эквивалентное сопротивление в цепи стока, которое следует подставлять в (4.93),

$$\underline{Z}_c = R_c \| R_н \| 1 / (j\omega C_{си}). \tag{4.94}$$

Возможности увеличения коэффициента усиления путем повышения R_c и $R_н$ ограничены, так как начиная с определенного их значения сопротивление $\underline{Z}_c$ будет в основном определяться реактивным сопротивлением емкости $C_{си}$. Увеличение R_c и $R_н$ приводит к увеличению фазового сдвига выходного напряжения и повышению частотной зависимости коэффициента усиления. Поэтому чем шире диапазон частот, в котором должен работать каскад, тем меньше должно быть сопротивление резистора R_c и меньше получаемый коэффициент усиления. Знак «—» в (4.93) показывает, что каскад данного типа сдвигает фазу сигнала на 180°.

Для определения входного и выходного сопротивлений каскада целесообразно рассмотреть его эквивалентную схему рис. 4.20, *б*. Из нее видно, что в рабочем диапазоне частот, где $Z_и \to 0$, выходное сопротивление каскада определяется параллельным включением R_c и $R_{си\ диф}$:

$$R_{вых} = R_c \| R_{си\ диф}. \tag{4.95}$$

Если $\underline{Z}_и \neq 0$, то учесть его влияние можно пользуясь доказанным положением о том, что введение в цепь истока сопротивления увеличивает дифференциальное сопротивление каскада до значения $[R_{си\ диф} + (1 + M)Z_и]$. В этом случае

$$Z_{вых} \approx R_c \| [R_{си\ диф} + (1 + M)\underline{Z}_и]. \tag{4.96}$$

Введение в цепь истока транзистора сопротивления $\underline{Z}_и$ увеличивает выходное сопротивление каскада и делает его комплексным и частотно-зависимым.

Входное сопротивление каскада определим в полосе рабочих частот, где $\underline{Z}_и \to 0$. В этом случае, если пренебречь влиянием емкостей $C_{зс}$, $C_{зи}$, от источника сигнала потребляется ток

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_з} + \frac{U_{вх}}{R_{зи}} + \frac{U_{вх}(\underline{K} + 1)}{R_{зс}}, \tag{4.97}$$

откуда

$$R_{вх} = R_з || R_{зи} || [R_{зс} / (\underline{K} + 1)]. \qquad (4.98)$$

Сопротивление $R_{зи}$ уменьшено в $(\underline{K} + 1)$ раз потому, что между стоком и затвором приложено напряжение, большее входного в $(\underline{K} + 1)$ раз (каскад переворачивает фазу выходного сигнала). Следовательно, ток через это сопротивление больше в $(\underline{K} + 1)$ раз, что эквивалентно включению сопротивления, меньшего $R_{зс}$ в $(\underline{K} + 1)$ раз.

Так как сопротивления запертого n-p-перехода достаточно велики, входное сопротивление каскада на полевом транзисторе в диапазоне низких частот в основном определяется резистором $R_з$. На повышенных частотах необходимо учитывать емкости $C_{зи}$, $C_{зс}$ и тогда входное сопротивление каскада становится комплексным:

$$\underline{Z}_{вх} = R_з || \underline{Z}_{зи} || [\underline{Z}_{зс} / (\underline{K} + 1)], \qquad (4.99)$$

где

$$\underline{Z}_{зи} = R_{зи} || 1 / (j\omega C_{зи}); \quad \underline{Z}_{зс} = R_{зс} || 1 / (j\omega C_{зс}).$$

Комплексный характер входного сопротивления приводит к тому, что если генератор напряжения, подключаемый к входу, имеет внутреннее сопротивление $\underline{Z}_г$, отличное от нуля, создается частотно-зависимый делитель напряжения, имеющий комплексный коэффициент передачи. В итоге напряжение $\dot{U}_{вх}$ оказывается сдвинутым по фазе относительно напряжения генератора $\dot{E}_г$. Значение напряжения и его фазовый сдвиг зависят от частоты входного сигнала:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{E}_г \frac{\underline{Z}_{вх}}{\underline{Z}_{вх} + \underline{Z}_г + 1 / (j\omega C_в)}. \qquad (4.100)$$

Таким образом, наличие межэлектродных емкостей приводит к частотной зависимости коэффициента усиления и к фазовому сдвигу выходного напряжения, т. е. из-за их наличия коэффициент усиления становится комплексным.

Усилительные каскады с общим истоком обеспечивают получение сравнительно большого коэффициента усиления по напряжению, большого входного сопротивления, так как $R_з$ берется порядка долей — нескольких мегаом, имеют относительно высокое выходное сопротивление. В полосе рабочих частот, где пара-

зитные фазовые сдвиги отсутствуют, фазовый сдвиг, вносимый усилительным каскадом, равен 180°. Они получили наиболее широкое распространение по сравнению с другими типами каскадов на полевых транзисторах.

Каскад с общим стоком. Достаточно часто применяются каскады с общим стоком, которые обычно называют *истоковыми повторителями* (рис. 4.21). В отличие от каскада с общим истоком они имеют коэффициент усиления по напряжению меньше единицы, повышенное входное и низкое выходное сопротивления. У каскадов этого типа имеется 100%-ная последовательная ОС по напряжению, поэтому они обеспечивают хорошую стабильность коэффициента передачи.

Напряжение смещения $U_{ЗИО}$, обеспечивающее необходимый статический режим работы, определяется падением напряжения на резисторе $R_и$

$$U_{ЗИО} = I_{СО} R_и. \qquad (4.101)$$

Для переменного тока сопротивление в цепи истока

$$\underline{Z}_и = \frac{R_и[R_н + 1/(j\omega C_р)]}{R_и + R_н + 1/(j\omega C_р)} = \frac{(1 + j\omega C_р R_н)R_и}{1 + j\omega C_р(R_и + R_н)}. \qquad (4.102)$$

Разделительный конденсатор $C_р$ выбирают из условия, что в диапазоне рабочих частот выполняется неравенство $|1/(j\omega C_р)| << R_н$. Поэтому в этом диапазоне частот сопротивление в цепи истока

$$\underline{Z}_и = \frac{R_и R_н}{(R_и + R_н)}. \qquad (4.103)$$

При подаче переменного входного напряжения $U_{вх}$ ток стока $I_С$ начнет изменяться в соответствии с этим напряжением, а па-

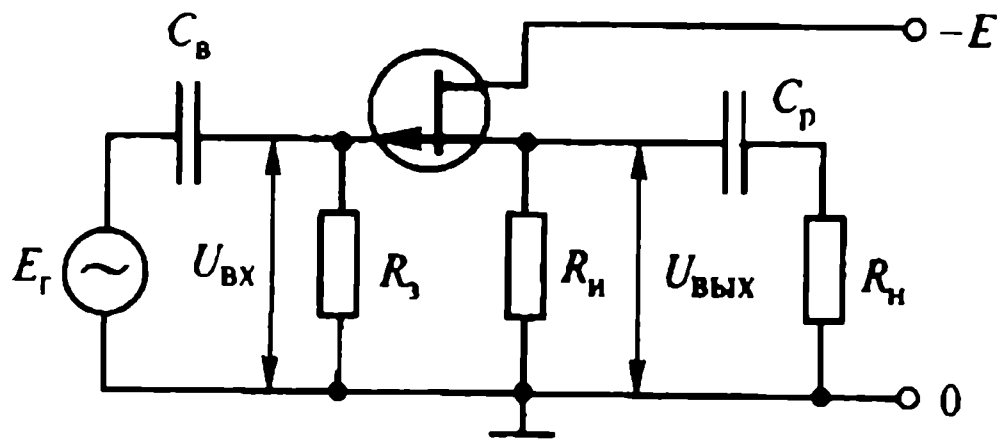


Рис. 4.21. Схема истокового повторителя

дение напряжения на сопротивлении $\underline{Z}_и$ будет меняться пропорционально I_C. Это напряжение вычитается из сигнала $U_{вх}$, т. е. имеет место последовательная ОС по напряжению. В результате между затвором и истоком оказывается приложенным напряжение $U_{ЗИ} = U_{вх} - I_C \underline{Z}_и$. Так как $\dot{I}_C \underline{Z}_и = U_{вых}$, то $\dot{U}_{ЗИ} = \dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вых}$.

Выходное напряжение каскада найдем исходя из следующих рассуждений. Усилительный каскад с общим стоком эквивалентен каскаду с общим истоком (см. рис. 4.20, *а*), если в нем сопротивление $R_с = 0$, а $C_{си} \to 0$. Тогда изменение входного напряжения $\mathrm{d}U_{вх}$ вызовет изменение тока

$$\mathrm{d}I_C = \frac{M\,\mathrm{d}U_{вх}}{R_{си\ диф} + (1+M)R_и}. \qquad (4.104)$$

Этот ток создает на сопротивлении $R_и$ падение напряжения, которое является выходным для рассматриваемого каскада:

$$\mathrm{d}U_{вых} = \mathrm{d}I_C R_и = \frac{M R_и \mathrm{d}U_{вх}}{R_{си\ диф} + (1+M)R_и}. \qquad (4.105)$$

Отсюда коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{\mathrm{d}U_{вых}}{\mathrm{d}U_{вх}} = \frac{M R_и}{R_{си\ диф} + (1+M)R_и}. \qquad (4.106)$$

Так же как и в каскаде с общим истоком, при $\omega \to 0$ все выходное напряжение каскада падает на разделительном конденсаторе $C_р$ и полезный сигнал на нагрузке равен нулю.

На переменном токе вместо $R_и$ в уравнение (4.106) необходимо подставить $\underline{Z}_и$ и учесть частотно-зависимые делители напряжения, имеющиеся на входе ($C_в$, $R_{вх}$) и выходе ($C_р$, $R_н$), аналогично тому, как это сделано в (4.91), (4.92):

$$\underline{K} = \frac{\mathrm{d}U_н}{\mathrm{d}E_г} = \frac{M\underline{Z}_и}{R_{си\ диф} + (1+M)\underline{Z}_и} \frac{j\omega C_в R_{вх}}{1 + j\omega C_в R_{вх}} \frac{j\omega C_р R_н}{1 + j\omega C_р R_н}. \qquad (4.107)$$

Из (4.107) видно, что коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы ($\underline{K} < 1$) и приближается к ней при $|(1 + M)\underline{Z}_и| >> R_{си\ диф}$. При выполнении этого неравенства коэффициент усиления мало зависит от параметров транзистора и параметров цепи. Следовательно, выходной сигнал по амплитуде и фазе почти повторяет входной.

Входное сопротивление у каскада с общим стоком значительно выше, чем у каскада с общим истоком. Это обусловлено тем, что между затвором и стоком приложено только входное напряжение. Соответственно сопротивление $R_{зс}$ не уменьшается, как в каскаде с общим истоком, а между затвором и истоком, потенциал которого повторяет входное напряжение, приложено напряжение, в $(1 - K)$ раз меньшее входного напряжения. В итоге сопротивление $R_{зи}$ создает во входной цепи ток, равный току, который был бы создан сопротивлением $R = R_{зи}/(1 - K)$. Следовательно, входное сопротивление истокового повторителя $R_{вх} = R_з || R_{зс} || [R_{зи}/(1 - K)]$. Обычно $K = 0{,}95...0{,}99$.

Чем ближе к единице коэффициент усиления истокового повторителя, тем меньше влияние сопротивления $R_{зи}$ на входное сопротивление каскада. Аналогично уменьшается влияние емкостей $C_{зс}$, $C_{зи}$ и уменьшается сдвиг фаз, вносимый входной цепью.

Выходное сопротивление найдем из рассмотрения работы усилительного каскада в режимах холостого хода и короткого замыкания, считая, что $C_р \to \infty$. При холостом ходе $(R_н \to \infty)$ выходное напряжение

$$U_{вых\,х} = \frac{M R_и U_{вх}}{R_{си\ диф} + (1 + M) R_и}. \qquad (4.108)$$

При коротком замыкании выхода $(U_{вых} = 0,\ R_н = 0)$ ток в цепи истока

$$I_{С_к} = M U_{вх} / R_{си\ диф}, \qquad (4.109)$$

откуда

$$R_{вых} = \frac{U_{вых\,х}}{I_{С_к}} = \frac{R_и R_{си\ диф}}{R_{си\ диф} + (1 + M) R_и}. \qquad (4.110)$$

Выходное сопротивление усилительных каскадов с общим стоком, как правило, существенно меньше, чем у каскадов с общим истоком (4.96). Это следствие того, что обратная связь, повышая входное сопротивление, понижает выходное.

При работе усилительных каскадов на достаточно высокой рабочей частоте или при усилении импульсных сигналов необходимо учитывать паразитные емкости $C_{зс}$, $C_{зи}$, $C_{си}$. Методика оценки их влияния ничем не отличается от случаев, рассмотренных ранее. Если какое-либо из сопротивлений шунтировано ем-

костью, то надо находить эквивалентное сопротивление $\underline{Z}$ и подставить его в соответствующие выражения.

Типичными значениями параметров маломощных полевых транзисторов являются $S_{нач} = 0{,}2...0{,}3$ мА/В; $I_{с\,нач} = 0{,}2...0{,}5$ мА; $U_{ЗИ\,отс} = 1...10$ В; допустимое напряжение $U_{СЗ} = 10...30$ В. Для больших значений тока $I_С$ в каскадах с общим истоком $K = 2...6$ при $R_{вых} \approx R_с \approx 10...20$ кОм. При этом температурная стабильность каскада плохая. Однако если уменьшить напряжение питания, то для транзисторов с малым $U_{ЗИ\,отс}$ можно получить $K = 20...25$ при хорошей температурной стабильности каскада, причем $R_с \approx 100...200$ кОм, а $R_{вых} \approx 50...100$ кОм.

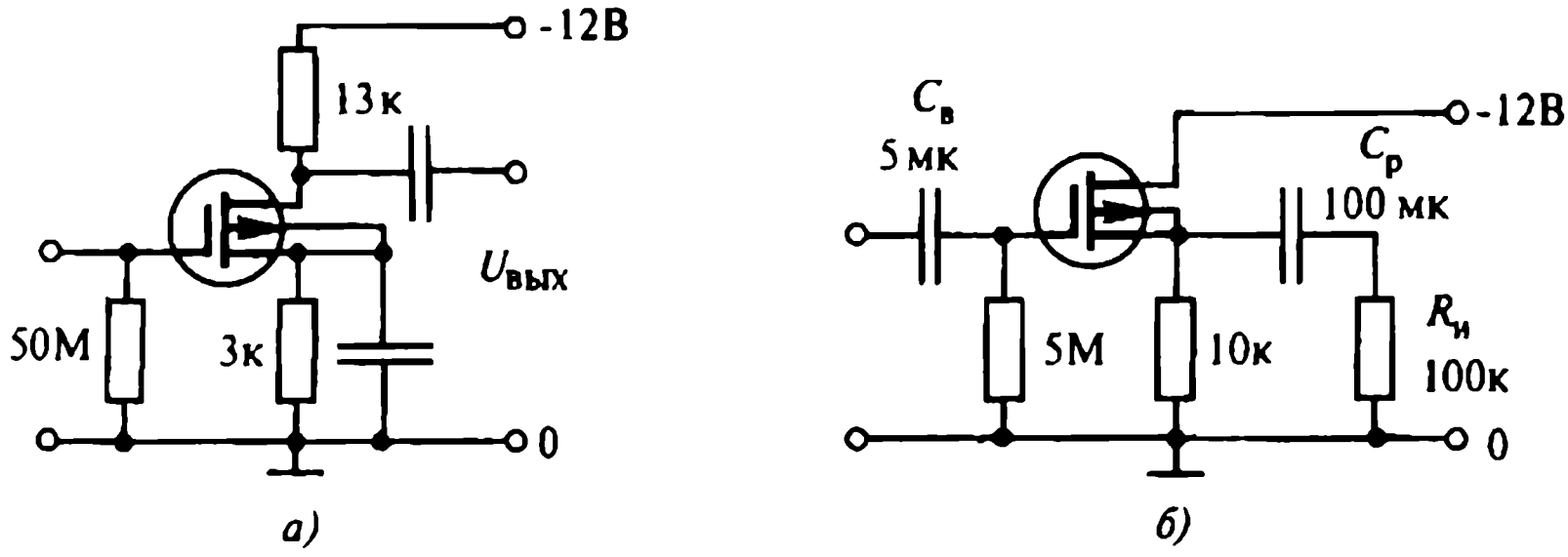
Наличие емкости $C_{си}$ в совокупности с таким значением сопротивления $R_с$ приводит к ухудшению динамических свойств каскадов, так как постоянная времени выходной цепи $\tau = R_{вых} C_{си}$ имеет значение не менее 10 мкс, что соответствует полосе пропускания 10...20 кГц. Это приходится учитывать при создании широкополосных устройств.

Все полученные выражения и использованный подход полностью справедливы для соответствующих усилительных каскадов на МОП-транзисторах (рис. 4.22, *а*, *б*).

В общем случае, когда решения задач не так просты, как в рассмотренных примерах, рекомендуется следующий порядок анализа усилительного каскада, работающего в режиме малого сигнала:

1. Составить малосигнальную эквивалентную схему усилителя.

2. Преобразовать эквивалентную схему к виду, удобному для анализа. При преобразовании параллельных сопротивлений, как активных, так и реактивных, можно пренебрегать сопротивлениями, значения которых в 10...100 раз больше, а при последовательном соединении можно пренебрегать сопротивлениями в 10...100 раз меньшими.



а) *б)*

Рис. 4.22. Схемы усилительных каскадов на МОП-транзисторах с общим истоком (*а*) и с общим стоком (*б*)

3. По эквивалентной схеме составить уравнение для интересующего параметра.

4. Анализируя полученное уравнение, определить зависимость параметров от частоты, приращений тех или иных составляющих, от температуры и т. д.

Для облегчения анализа эквивалентные схемы часто составляют отдельно для диапазона низких, средних и высоких частот.

§ 4.5. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Анализировать работу транзисторного усилительного каскада с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 4.23, *а*) будем, используя в упрощенном виде малосигнальную эквивалентную схему транзистора (см. § 2.7).

Составим три эквивалентные схемы для соответствующих диапазонов частот: средних, низких (больших времен), высоких (малых времен),— используя правила, данные в § 4.4.

Эквивалентные схемы для области *средних частот* (средних времен) каскада с ОЭ приведены на рис. 4.23, *б*, *в*. При их построении учтено, что значения емкостей C_1, C_2, $C_э$ выбирают такими, чтобы их сопротивления в диапазоне средних частот, под которым обычно понимают диапазон рабочих частот, были достаточно малы

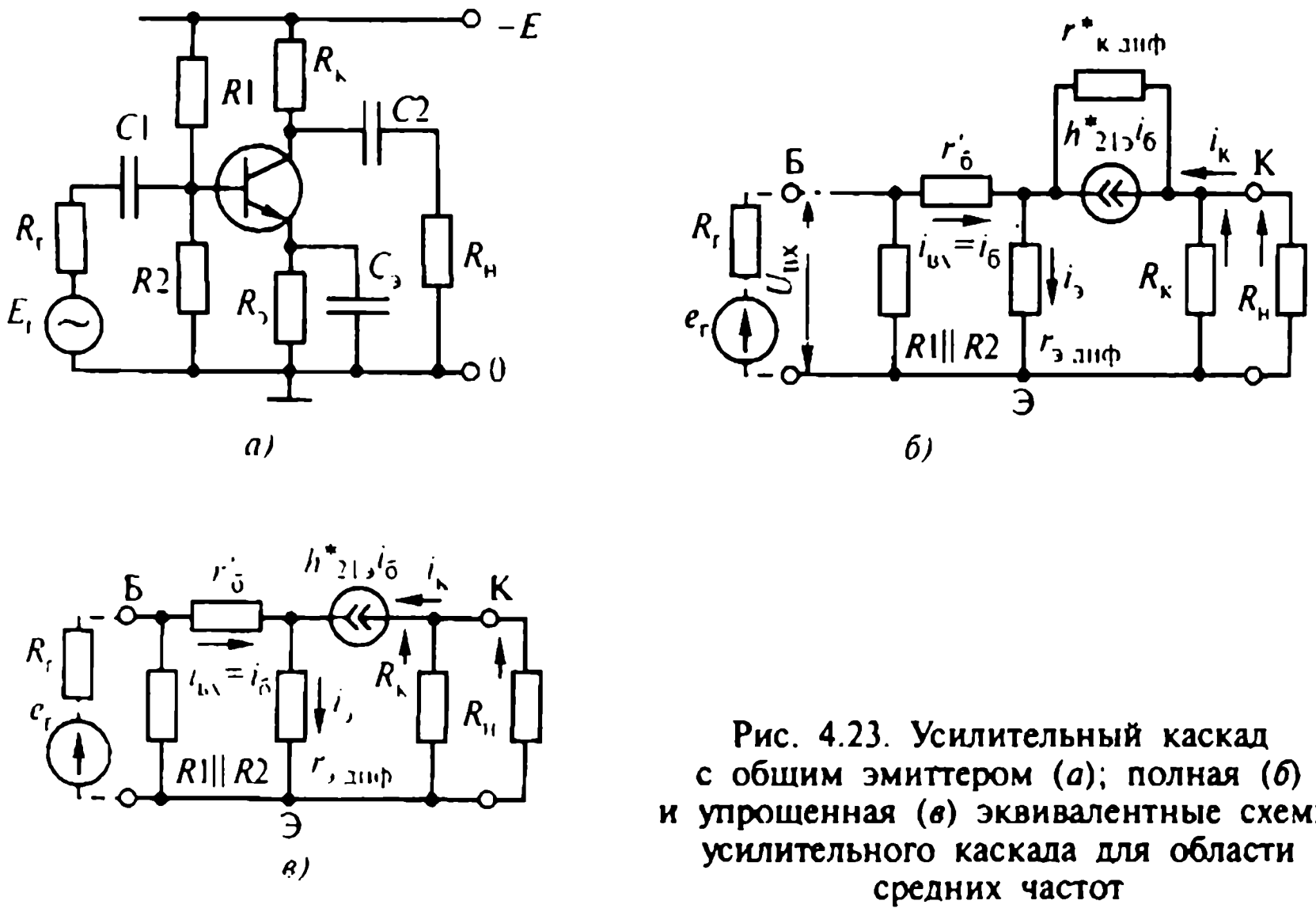


Рис. 4.23. Усилительный каскад с общим эмиттером (*а*); полная (*б*) и упрощенная (*в*) эквивалентные схемы усилительного каскада для области средних частот

и ими в эквивалентной схеме можно было пренебречь. Источник напряжения питания E замкнут накоротко (см. § 4.4).

Упрощенная эквивалентная схема рис. 4.23, *в* отличается от схемы рис. 4.23, *б* тем, что в ней не учтено влияние дифференциального сопротивления коллекторного перехода $r^{\bullet}_{к\,диф}$, которое достаточно велико и при небольших сопротивлениях $R_к$ (до десятков килоом, а иногда и выше) его можно не учитывать.

На малосигнальных эквивалентных схемах направления включения генераторов тока зависят от мгновенного значения полярности входного напряжения. Поэтому они могут совпадать или быть противоположными направлениям включения генераторов, характеризующих статический режим*.

Статический режим каскада с ОЭ подробно рассмотрен в § 4.3. При ориентировочной оценке тока покоя транзистора можно использовать уравнение

$$E\frac{R_2}{R_1+R_2}-U_{БЭ0}=I_{К0}R_э, \qquad (4.111)$$

где $U_{БЭ0}$ — напряжение база—эмиттер, определяемое из входной характеристики при токе базы $I_{Б0}$ ($I_{Б0}=I_{К0}/h_{21э}$). Уравнение (4.111) справедливо для случаев, когда $I_{Б0}$ во много раз меньше тока делителя $I_д$, состоящего из резисторов R_1, R_2 ($I_{Б0} \ll I_д$), и от его значения мало зависит потенциал базы.

Найдем параметры каскада, характеризующие его свойства при усилении сигналов переменного тока, используя эквивалентные схемы рис. 4.23, *б*. При этом введем допущение, которое не вполне справедливо, но для упрощения им пользуются на практике. Будем считать, что ток базы $i_б$ полностью протекает через $r_{э\,диф}$ и не ответвляется в цепь коллектора, а ток коллектора $i_к$ не ответвляется в цепь базы и также протекает в цепи эмиттера. Если первое допущение, как правило, выполняется вследствие большого значения $r^{\bullet}_{к\,диф}$, то второе не соответствует действительности. Однако в связи с приближенным характером расчета электронных цепей, а также ввиду большого разброса характеристик и параметров активных приборов, достигающего сотен процентов, погрешностями от введения допущений пренебрегают. При уточненном расчете второе допущение учитывают вводя коэффициент внутренней обратной связи.

---

* В дальнейшем направление генераторов тока будем определять исходя из направления входного тока, задаваемого произвольно. Соответствующие токи и напряжения на эквивалентной схеме будем обозначать малыми буквами.

Входное сопротивление. Если не учитывать сопротивление делителя $R_1 || R_2$, то входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = u_{вх} / i_{вх}, \tag{4.112}$$

где $u_{вх}$ — выходное напряжение на зажимах база — эмиттер; $i_{вх}$ — входной ток базы.

Как видно из рис. 4.23, *в*, входное напряжение

$$u_{вх} = i_б r'_б + i_б r_{э\ диф} + i_б h^{\bullet}_{21э} r_{э\ диф}, \tag{4.113}$$

откуда

$$R_{вх} = u_{вх} / i_б = r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э}) r_{э\ диф}. \tag{4.114}$$

Для получения полного входного сопротивления необходимо учесть шунтирующее действие сопротивлений R_1 и R_2. Так как для переменного тока они включены параллельно, то

$$R_{вх\ пол} = \frac{(R_1 || R_2) R_{вх}}{R_{вх} + (R_1 || R_2)}. \tag{4.115}$$

Выходное сопротивление определяют со стороны выходных зажимов при отключенной нагрузке и нулевом входном сигнале. Если не учитывать $r^{\bullet}_{к\ диф}$, то $R_{вых} = R_к$.

Как видно из эквивалентной схемы рис. 4.23, *в*, выходное напряжение

$$u_{вых} = -h^{\bullet}_{21э} i_б (R_к || R_н). \tag{4.116}$$

Если бы не было делителей R_1, R_2, то входной ток был бы равен $i_б = e_г/(R_г + R_{вх})$.

Так как в реальной схеме этот делитель есть, то с помощью теоремы об эквивалентном генераторе преобразуем источник сигнала с параметрами $e_г$ и $R_г$, с подключенными к нему сопротивлениями делителя R_1, R_2, в источник с параметрами

$$e'_г = e_г \frac{R_1 || R_2}{R_г + R_1 || R_2} \quad \text{и} \quad R'_г = R_г || R_1 || R_2. \tag{4.117}$$

Очевидно, что если в выражение для $i_б$ вместо $e_г$ и $R_г$ подставить $e'_г$ и $R'_г$, то ток базы уменьшится (конечно, если сопротив-

ление $R_1 \| R_2$ соизмеримо с $R_г$). Следовательно, этот делитель снижает коэффициент усиления каскада*.

Коэффициент усиления по напряжению каскада определим как отношение выходного напряжения на нагрузке к ЭДС источника сигнала. Без учета влияния делителей R_1, R_2

$$K_u = \frac{u_{вых}}{e_г} = \frac{h_{21э}^{\bullet} i_б (R_к \| R_н)}{i_б (R_г + R_{вх})} = -\frac{h_{21э}^{\bullet} (R_к \| R_н)}{R_г + R_{вх}}. \qquad (4.118)$$

Если делитель напряжения, состоящий из резисторов R_1, R_2, достаточно низкоомный, то вместо $R_г$ необходимо подставлять $R_г'$, а вместо $e_г$ — $e_г'$.

Если $R_г = 0$ и $R_н \to \infty$, то коэффициент усиления по напряжению будет максимальным:

$$K_u = -h_{21э}^{\bullet} R_к / R_{вх}. \qquad (4.119)$$

Знак «—» свидетельствует об изменении фазы выходного напряжения на 180°**.

Из выражения (4.118) следует, что для увеличения коэффициента усиления необходимо увеличивать $R_к$. Однако если используют полную эквивалентную схему, то станет ясно, что наличие $r_{к\,диф}^{\bullet}$ существенно ограничивает максимальное значение этого сопротивления. Следует обратить внимание на то, что при использованном подходе к анализу в рассматриваемом каскаде имеется внутренняя обратная связь.

Причина ее возникновения заключается в том, что часть коллекторного тока $i_к$ ответвляется в цепь базы (в цепь источника сигнала) (рис. 4.23, *б*), что ранее не учитывали. Очевидно, что если бы $r_{к\,диф}^{\bullet}$ было небольшим, то и часть тока базы ответвлялась бы в цепь коллектора. Но так как $r_{к\,диф}^{\bullet}$ достаточно велико, то это токораспределение практически отсутствует.

Часть тока, ответвляющаяся в цепь базы, определяется соотношением сопротивлений $r_{э\,диф}$ и $R_г + r_б'$. Эта часть на основании общей теории обратной связи может быть учтена коэффициентом обратной связи

---

* В дальнейшем при анализе для упрощения будем использовать сопротивление $R_г$ и ЭДС $e_г$.

** Иногда знак минус не пишут, однако всегда нужно помнить, что усилительный каскад с ОЭ вносит сдвиг фаз в 180° (без учета паразитных фазовых сдвигов).

$$\beta_б = \Delta I_Б / \Delta I_К, \tag{4.120}$$

где $\Delta I_Б$ — приращение тока базы, которое получается при независимом изменении тока коллектора на $\Delta I_К$. Из эквивалентной схемы можно легко найти этот коэффициент:

$$\beta_б = \frac{r_{э\ диф}}{R_г + r'_б + r_{э\ диф}}. \tag{4.121}$$

Если бы $R_г \to 0$, то обратная связь и ее коэффициент определялись бы только сопротивлениями самого транзистора:

$$\beta_б = \frac{r_{э\ диф}}{r'_б + r_{э\ диф}}. \tag{4.122}$$

Наличие обратной связи приводит к тому, что на ток базы накладывается ток обратной связи, в результате чего ток базы $i'_б = i_б - \overset{\bullet}{h}_{21э} i'_б \beta_б$ или

$$i'_б = i_б / (1 + \overset{\bullet}{h}_{21э} \beta_б). \tag{4.123}$$

Как видно из (4.123), ток базы уменьшается за счет внутренней обратной связи. Следовательно, уменьшается как выходной ток, так и коэффициент усиления каскада.

Соответственно в $(1 + \overset{\bullet}{h}_{21э} \beta_б)$ раз уменьшается коэффициент усиления каскада

$$K_u = \frac{\overset{\bullet}{h}_{21э}}{1 + \overset{\bullet}{h}_{21э} \beta_б} \frac{R_к \| R_н}{R_г + R_{вх}} \tag{4.124}$$

и увеличивается его входное сопротивление.

Наличие внутренней ОС учитывают при подробном анализе работы каскада. При прикидочных расчетах, широко применяемых в инженерной практике, внутренней ОС пренебрегают и считают, что весь коллекторный ток протекает в цепи эмиттера.

При полном анализе приходится учитывать и сопротивление коллекторного перехода $\overset{\bullet}{r}_{к\ диф}$. В него ответвляется часть тока $\overset{\bullet}{h}_{21э} i_б$, что приводит к уменьшению коллекторного тока. Однако в большинстве случаев эта поправка невелика. При необходимости ее оценку можно сделать с помощью полной эквивалентной схемы.

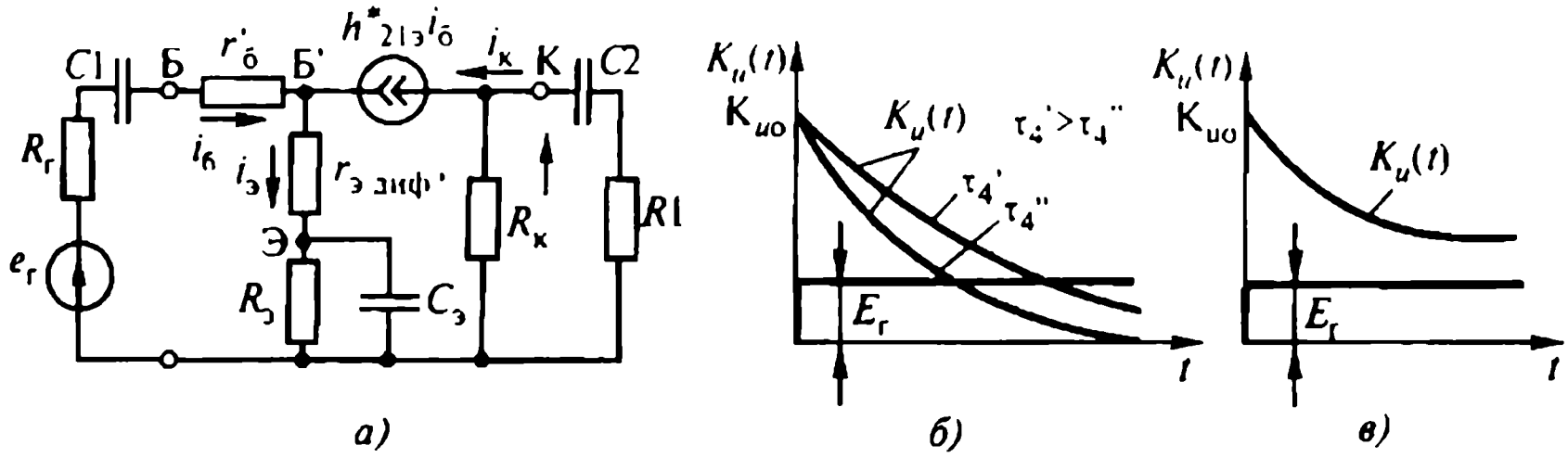


Рис. 4.24. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области низких частот (*а*); влияние переходной емкости C_2 (*б*) и эмиттерной емкости $C_э$ (*в*) на коэффициент усиления каскада

Эквивалентная схема для области *низких частот* (рис. 4.24, *а*) учитывает разделительные конденсаторы C_1, C_2 и конденсатор $C_э$, шунтирующий эмиттерный резистор. Сопротивления делителя R_1, R_2 для упрощения анализа в эквивалентной схеме не учтены. Сопротивление конденсатора C_1 можно отнести к внутреннему сопротивлению генератора $\underline{Z}_г$:

$$\underline{Z}_г = R_г + 1/(j\omega C_1) = (j\omega C_1 R_г + 1)/(j\omega C_1). \qquad (4.125)$$

В операторном виде выражение для сопротивления генератора имеет вид

$$Z_г(p) = (1 + pC_1R_г)/(pC_1) = R_г(1 + p\tau_1)/(p\tau_1), \qquad (4.126)$$

где $\tau_1 = C_1R_г$.

Если емкость конденсатора C_2 отнесем к сопротивлению нагрузки $R_н$, то получим значение сопротивления нагрузки в комплексной форме:

$$\underline{Z}_н = R_н + 1/(j\omega C_2) = (1 + j\omega C_2R_н)/(j\omega C_2). \qquad (4.127)$$

В операторном виде оно равно

$$Z_н(p) = (1 + pC_2R_н)/(pC_2) = R_н(1 + p\tau_2)/(p\tau_2), \qquad (4.128)$$

где $\tau_2 = C_2R_н$.

Сопротивление в цепи эмиттера

$$\underline{Z}_э = r_{э\ диф} + \frac{R_э/(j\omega C_э)}{R_э + 1/(j\omega C_э)} = \frac{(r_{э\ диф} + R_э) + j\omega C_э R_э r_{э\ диф}}{1 + j\omega C_э R_э}. \qquad (4.129)$$

В операторном виде

$$Z_э(p) = \frac{(r_{э\ диф} + R_э) + pC_э R_э r_{э\ диф}}{1 + pC_э R_э} = \tag{4.130}$$

$$= (r_{э\ диф} + R_э)\frac{1 + pC_э \dfrac{R_э r_{э\ диф}}{R_э + r_{э\ диф}}}{1 + pC_э R_э}.$$

Для того чтобы установить влияние конденсаторов C_1, C_2 и $C_э$, в выражения, полученные для каскада, работающего в области средних частот, вместо соответствующих значений активных сопротивлений подставим их значения в операторном виде.

Входное сопротивление будет определяться выражением

$$Z_{вх}(p) = r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э})(r_{э\ диф} + R_э)\frac{1 + pC_э R_э r_{э\ диф} / (R_э + r_{э\ диф})}{1 + pC_э R_э}, \tag{4.131}$$

из которого видно, что входное сопротивление в области малых частот (больших времен) увеличивается. Действительно, если вместо p подставить $j\omega$ и рассмотреть случай, когда $\omega \to 0$, то входное сопротивление будет иметь наибольшее значение:

$$R_{вх} = r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э})(r_{э\ диф} + R_э). \tag{4.132}$$

Коэффициент усиления по напряжению получим, подставляя вместо $R_н$, $R_г$ и $R_{вх}$ их значения в операторном виде в области больших времен:

$$K_u = \frac{h^{\bullet}_{21э}[R_к \| Z_н(p)]}{Z_г(p) + Z_{вх}(p)}. \tag{4.133}$$

Так как подстановка в общем виде значений сопротивлений приводит к громоздким выражениям, рассмотрим частные случаи, дающие представление о влиянии емкостей.

1. Предположим, что $C_э \to \infty$ и на рассматриваемом участке

$$Z_{вх}(p) \approx R_{вх}. \tag{4.134}$$

Тогда

$$Z_{г}(p)+Z_{вх}(p)=R_{г}\frac{(1+p\tau_1)}{p\tau_1}+R_{вх}=\frac{1+pC_1R_{г}+pC_1R_{вх}}{pC_1}=$$

$$=(R_{г}+R_{вх})\frac{1+p\tau_4}{p\tau_4}, \qquad (4.135)$$

где $\tau_4 = C_1(R_г + R_{вх})$;

$$R_{к}\|Z_{н}(p)=\frac{R_{к}Z_{н}(p)}{R_{к}+Z_{н}(p)}=\frac{R_{к}\dfrac{1+pC_2R_{н}}{pC_2}}{R_{к}+\dfrac{1+pC_2R_{н}}{pC_2}}=$$

$$=\left(\frac{R_{к}R_{н}}{R_{к}+R_{н}}\right)\left(\frac{R_{к}+R_{н}}{R_{н}}\right)\left(\frac{1+p\tau_2}{p\tau_5}\right), \qquad (4.136)$$

где $\tau_5 = C_2(R_к + R_н)$.

С учетом (4.135), (4.136) уравнение (4.133) примет вид

$$K_{u}(p)=K_{u0}\beta\frac{(1+p\tau_2)p\tau_4}{(1+p\tau_5)(1+p\tau_4)}, \qquad (4.137)$$

где $\beta = (R_к + R_н)/R_н$; K_{u0} — коэффициент усиления в области средних частот.

Выражение (4.137) позволяет оценить изменение коэффициента усиления на низких частотах по сравнению с его значением на средних частотах.

Если предположить, что и $C_2 \to \infty$, то

$$K_{u}(p)=K_{u0}p\tau_4\ /(1+p\tau_4). \qquad (4.138)$$

Оригиналом такого операторного выражения является

$$K_{u}(t)=K_{u0}e^{-t/\tau_4}. \qquad (4.139)$$

Следовательно, при подаче на вход «скачка» напряжения коэффициент усиления каскада равен коэффициенту усиления на средних частотах. Затем напряжение на выходе начинает умень-

шаться по экспоненциальному закону (рис. 4.24, *б*). Чем больше постоянная времени τ_4, тем меньше величина спада и тем точнее каскад передает форму импульса. Так как в транзисторных каскадах входные сопротивления невелики, то τ_4 увеличивают за счет увеличения переходных емкостей, значения которых достигают десятков и сотен микрофарад.

Очевидно, что указанные емкости ограничивают нижнюю рабочую частоту, на которой обеспечивается заданное значение коэффициента усиления.

2. Теперь предположим, что $C_1 \to \infty$ и $C_2 \to \infty$, тогда

$$K_u = -\frac{h_{21э}^{\bullet}[R_к \| R_н]}{R_г + Z_{вх}(p)}. \qquad (4.140)$$

Преобразуем выражение $R_г + Z_{вх}(p)$:

$$R_г + Z_{вх}(p) = R_г + [(r_б' + (1 + h_{21э}^{\bullet})(R_э + r_{э\ диф}) \times \qquad (4.141)$$

$$\times \frac{1 + pC_э R_э r_{э\ диф} / (R_э + r_{э\ диф})}{1 + pC_э R_э}],$$

или

$$R_г + Z_{вх}(p) = R_г + r_б' + (1 + h_{21э}^{\bullet})\left[r_{э\ диф} + \frac{R_э}{1 + pC_э R_э}\right] =$$

$$= (R_г + R_{вх}) + (1 + h_{21э}^{\bullet})R_э / (1 + pC_э R_э).$$

Тогда коэффициент усиления

$$K_u(p) = K_{u0} \frac{1}{1 + (1 + h_{21э}^{\bullet})\left(\frac{R_э}{R_г + R_{вх}}\right)\left(\frac{1}{1 + pC_э R_э}\right)}. \qquad (4.142)$$

Из уравнения (4.142) видно, что коэффициент усиления каскада меняется в зависимости от частоты. В диапазоне низких частот он значительно меньше, чем в диапазоне средних частот. Это легко может быть проверено путем замены p на $j\omega$. Если пренебречь единицей в члене $(1 + pC_э R_э)$ (что не вполне право-

мерно, но позволяет наглядно уяснить влияние $C_э$), то после преобразований получим

$$K_u(p) = K_{u0}\frac{pC_э(R_г + R_{вх})/(1+h^{\bullet}_{21э})}{1+pC_э(R_г + R_{вх})/(1+h^{\bullet}_{21э})}; \qquad (4.143)$$

$$K_u(p) = K_{u0}p\tau_э/(1+p\tau_э), \qquad (4.144)$$

где $\tau_э = p(R_г + R_{вх})C_э/(1+h^{\bullet}_{21э})$.

Оригинал данного операторного выражения

$$K_u(t) = K_{u0}e^{-t/\tau_э}. \qquad (4.145)$$

Емкость конденсатора $C_э$ при прочих равных условиях должна быть значительно больше переходных емкостей, так как из-за члена $(1+h^{\bullet}_{21э})$ в знаменателе $\tau_э$ значение этой постоянной времени при малых $C_э$ невелико. Ее приходится брать равной сотням — тысячам микрофарад.

Из переходной характеристики (4.145) следует, что в первый момент после «скачка» напряжения влияние $C_э$ несущественно и каскад ведет себя так же, как и в диапазоне средних частот (рис. 4.24, *в*). По мере зарядки конденсатора $C_э$ эмиттерный и входной токи уменьшаются, причем эти изменения в первом приближении происходят по экспоненциальному закону. В пределе при большом t конденсатор $C_э$ зарядится полностью и ток через него станет равным нулю. Сопротивление в эмиттерной цепи вместо $r_{э\ диф}$ примет значение $(r_{э\ диф} + R_э)$, и входное сопротивление каскада станет максимальным.

Следует обратить внимание на принципиальное отличие влияния на каскад конденсатора $C_э$ по сравнению с влиянием конденсаторов C_1, C_2. При зарядке конденсаторов C_1, C_2 соответствующие токи во входной и выходной цепях прекращаются полностью. При зарядке конденсатора $C_э$ ток базы, эмиттера и выходное напряжение хотя и уменьшаются, все же остаются отличными от нуля. В результате этого каскад сохраняет усилительные свойства.

Таким образом, низкочастотную часть характеристики усилителя определяют разделительные и блокировочные конденсаторы. Однако если одна из постоянных времени τ значительно меньше всех остальных, то можно считать, что именно она в основном определяет низкочастотную часть характеристики усилителя. Тогда при усилении импульсных сигналов определяют необходимое значение соответствующей постоянной времени исходя из требу-

емого относительного спада вершины $\lambda = [K_{u0} - K_u(t)]/K_{u0}$ за время действия прямоугольного импульса длительностью $t_{имп}$. При этом пользуются упрощенным уравнением

$$\lambda \approx t_{имп} / \tau. \qquad (4.146)$$

Если необходимо учитывать несколько постоянных времени, так как по условиям работы они близки по значению, то при прикидочных расчетах их считают равными. В этом случае результирующий спад вершины

$$\lambda \approx t_{имп} / \tau_{сп}, \qquad (4.147)$$

где $\tau_{сп} \approx \tau / m$ (τ — постоянная времени цепи, влияние которой на спад вершины и оцениваем; m — количество цепей, имеющих постоянную времени τ).

Такая оценка значений постоянных времени является приближенной, но позволяет ориентировочно определить, какие значения реактивных компонентов следует использовать. При этом можно пользоваться и упрощенным соотношением, определяющим нижнюю рабочую частоту каскада, определенную на уровне $0{,}7 : \omega_н \approx m\omega_i$, где $\omega_i = 1/\tau$.

В эквивалентной схеме в области *высоких частот* (рис. 4.25, *а*) необходимо учитывать емкость коллекторного перехода $C_к^{\bullet}$. Кроме того, при анализе следует помнить, что в диапазоне малых времен $h_{21э}^{\bullet}$ является операторной величиной:

$$h_{21э}^{\bullet}(p) \approx h_{21э}^{\bullet} / (1 + p\tau_\beta),$$

где $h_{21э}^{\bullet}$ — коэффициент передачи базового тока на средней частоте; $\tau_\beta = 1 / 2\pi f_{h_{21}}$ ($f_{h_{21}}$ — предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора).

Следовательно, $i_к$, $C_к^{\bullet}$ и $r_{к\,диф}^{\bullet}$ зависят от времени и являются операторными величинами. Оригинал изображения $h_{21э}^{\bullet}(t)$ имеет вид

$$h_{21э}^{\bullet}(t) = h_{21э}^{\bullet}(1 - e^{-t/\tau_\beta}). \qquad (4.148)$$

Ограничимся качественной оценкой процессов, происходящих в области малых времен. Пусть задана ступенька входной ЭДС. Тогда в первый момент времени ток базы определяется суммой сопротивлений $R_т + r_б' + r_{э\,диф}$, а $C_к^{\bullet}$ и $r_к^{\bullet}$ равны соответственно $C_к$

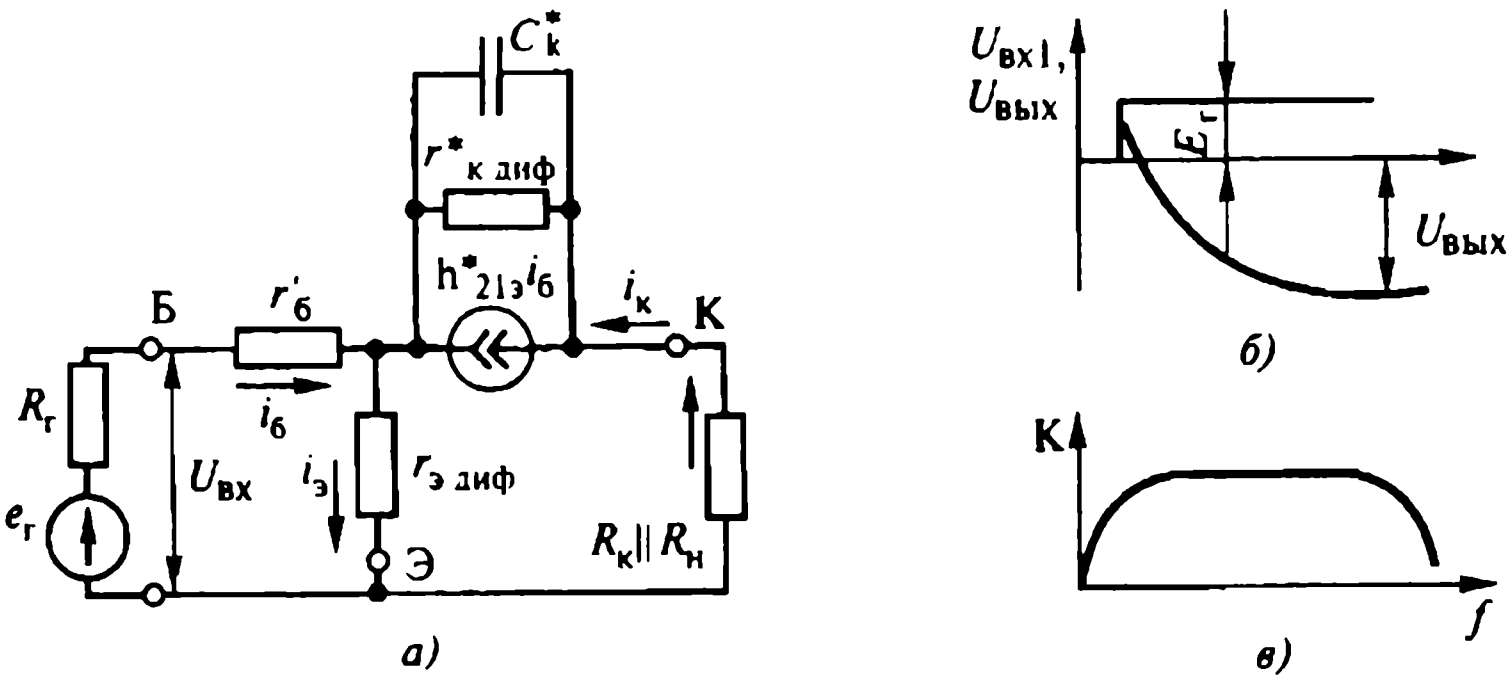


Рис. 4.25. Эквивалентная схема каскада с ОЭ для области высоких частот (*а*), изменение выходного напряжения при подаче ступеньки напряжения (*б*); частотная характеристика усилительного каскада (*в*)

и $r_к$. Сопротивление $R_к \| R_н$ оказывается присоединенным параллельно $r_{э\ диф}$ через $C_к$, и на выходе возникает небольшой скачок напряжения за счет непосредственного прохождения сигнала, причем его полярность совпадает с полярностью напряжения $e_г$ (рис. 4.25, *б*).

По мере нарастания $h^*_{21э}$ увеличивается ток коллектора $i_к$, часть которого из-за наличия внутренней обратной связи ответвляется в цепь базы и уменьшает общий ток последней. Это способствует более быстрому завершению переходного процесса.

При возрастании коэффициента $h^*_{21э}$ емкость $C^*_к$ увеличивается, а сопротивление $r^*_к$ уменьшается. Значит, все большая часть тока $h^*_{21э}i_б$ ответвляется в цепь $\underline{Z}^*_к$. Это ослабляет обратную связь и затягивает переходный процесс.

Используя соответствующие соотношения, можно провести количественный анализ в диапазоне малых времен.

Из сказанного ясно, почему усилительный каскад имеет разный коэффициент усиления в различных участках частотного диапазона и его частотная характеристика имеет вид, показанный на рис. 4.25, *в*. В области низких частот уменьшение коэффициента усиления обусловлено влиянием разделительных и блокировочных конденсаторов, входящих в состав каскада. В области высоких частот уменьшение коэффициента усиления связано с инерционными свойствами транзистора, а также с тем, что емкость коллекторного перехода оказывает шунтирующее действие.

С помощью приведенных уравнений легко определить параметры усилительных каскадов с ОЭ. Так, например, если $C_э = 0$,

$R_{вх} = r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э})(r_{э\,диф} + R_э)$; $R_т \to 0$; $r'_б << R_э$; $h_{21э} >> 1$, то коэффициент усиления по напряжению (4.119)

$$K_u \approx -\frac{R_к \| R_н}{R_э}. \qquad (4.149)$$

Из (4.149) видно, что при большом сопротивлении в эмиттерной цепи ($R_э$ более 500 Ом — 1 кОм) K_u можно оценить отношением сопротивлений, включенных в коллекторную и эмиттерную цепи транзистора.

Коэффициент усиления транзистора по току равен $h^{\bullet}_{21э}$. Это максимальное усиление по току K_I, которое можно получить от каскада. В большинстве схем K_i каскада меньше $h^{\bullet}_{21э}$ ($K_I < h^{\bullet}_{21э}$) из-за того, что часть входного тока ответвляется в делитель $R_1 R_2$, а часть выходного тока протекает через резистор $R_к$.

Таким образом, усилительный каскад с общим эмиттером:

1) позволяет получить наиболее высокий коэффициент усиления по напряжению (десятки единиц) и большой коэффициент усиления по току (десятки единиц);

2) имеет невысокое входное (несколько сотен ом — десятков килоом) и относительно большое выходное сопротивления (от нескольких до сотен килоом);

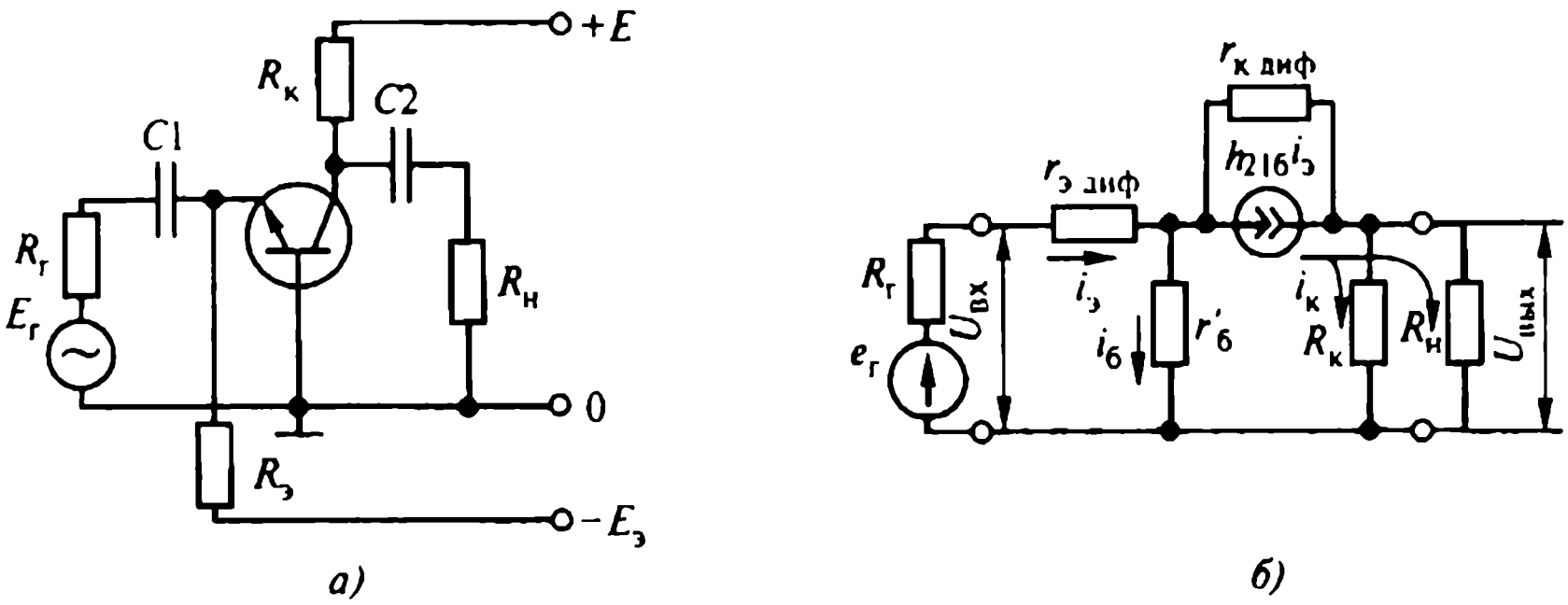
3) имеет более узкий диапазон частот, в котором обеспечивается равномерное усиление, по сравнению с усилительным каскадом, собранным по схеме с ОБ; это объясняется тем, что емкость коллекторного перехода $C^{\bullet}_к$ в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз больше $C_к$, а коэффициент $h^{\bullet}_{21э} = h^{\bullet}_{21б} / 1 - h^{\bullet}_{21б}$ с увеличением частоты уменьшается в $1 / (1 - h^{\bullet}_{21б})$ раз быстрее, чем $h^{\bullet}_{21б}$ в схеме с ОБ;

4) вносит фазовый сдвиг 180° в диапазоне средних (рабочих) частот.

§ 4.6. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Усилительные каскады с общей базой (ОБ) (рис. 4.26, *а*) используют реже, чем каскады с общим эмиттером и общим коллектором.

На рис. 4.26, *б* представлена упрощенная эквивалентная схема для области средних частот. Так как сопротивление резистора $R_э$ на порядок больше входного сопротивления каскада $R_{вх}$, в малосигнальной эквивалентной схеме оно опущено. При выводе уравнений также будем пренебрегать сопротивлением $r_{к\,диф}$, потому



а) *б)*

Рис. 4.26. Усилительный каскад с общей базой (*а*) и его упрощенная эквивалентная схема для области средних частот (*б*)

что оно достаточно велико ($r_{к\,диф} > 10^6$ Ом). Статический режим работы каскада ничем не отличается от рассмотренного в § 4.3, 4.4, так как ток коллектора задан потенциалом базы $E_э$ и резистором $R_э$. При этом следует отметить, что в схемах, применяемых на практике, ток коллектора задается с помощью резистивного делителя напряжения в цепи базы. Поэтому с точки зрения режима большого сигнала каскады с ОБ, как правило, ничем не отличаются от каскадов с ОЭ. При этом по переменному току цепь базы «заземляют», соединяя ее с общей шиной через конденсатор большой емкости. В режиме малого сигнала каскад на рис. 4.26, *а* и каскады, используемые на практике, полностью эквивалентны.

Как следует из эквивалентной схемы, $u_{вх} = i_э r_{э\,диф} + i_э(1 - h^{\bullet}_{21б}) r'_б$; $i_{вх} \approx i_э$. Преобразовав это уравнение, получим выражение для *входного сопротивления каскада*

$$R_{вх} = u_{вх} / i_{вх} = r_{э\,диф} + (1 - h^{\bullet}_{21б}) r'_б. \qquad (4.150)$$

Так как $h^{\bullet}_{21б} \approx 0{,}9...0{,}999$, то $(1 - h^{\bullet}_{21б}) r'_б$ мало. Можно считать, что входное сопротивление определяется значением сопротивления $r_{э\,диф}$. Следовательно, входное сопротивление каскада чрезвычайно мало (практически не превышает нескольких десятков ом) и по меньшей мере в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз ниже входного сопротивления каскада с ОЭ.

Выходное сопротивление как и у каскада с ОЭ определяется значением резистора $R_к$ при небольшом его значении ($R_к << r_{к\,диф}$):

$$R_{вых} = R_к. \qquad (4.151)$$

Если $R_к$ соизмеримо с $r_{к\,диф}$, то

$$R_{вых} \approx r_{к\,диф} || R_к. \qquad (4.152)$$

Так как $r_{к\,диф} = (1 + h^{\bullet}_{21э}) r^{\bullet}_{к\,диф}$, то максимальное выходное сопротивление у каскада с ОБ в $(1 + h_{21э})$ раз больше, чем у каскада с ОЭ.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{e_г} = \frac{h^{\bullet}_{216} i_э (R_к || R_н)}{i_э (R_г + R_{вх})} = h^{\bullet}_{216} \frac{R_к || R_н}{R_г + R_{вх}}. \qquad (4.153)$$

Этот коэффициент существенно зависит от сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала. Для получения высокого значения коэффициента усиления необходимо, чтобы $R_г \to 0$, а $R_н$ было достаточно велико.

Если сопротивлением нагрузки является входное сопротивление следующего каскада с ОБ, полностью аналогичного предыдущему, коэффициент усиления по напряжению будет меньше единицы: $K_u = h^{\bullet}_{216} R_{вх} / (R_г + R_{вх}) < 1$.

Для получения значительного усиления от рассматриваемого каскада необходимо, чтобы он работал на высокое сопротивление нагрузки, что можно получить с помощью согласующего трансформатора.

Из упрощенной эквивалентной системы следует, что *коэффициент усиления по току*

$$K_i = i_н / i_э, \qquad (4.154)$$

где $i_н = u_{вых} / R_н = h^{\bullet}_{216} i_э (R_к || R_н) / R_н = h^{\bullet}_{216} i_э R_к / (R_к + R_н)$. Отсюда

$$K_i = h^{\bullet}_{216} R_к / (R_к + R_н). \qquad (4.155)$$

Коэффициент усиления по току не может превышать значений $h^{\bullet}_{216}$ и всегда меньше единицы (в схеме с ОЭ он значительно больше единицы). Существенной особенностью каскада с ОБ является то, что он не изменяет фазу усиливаемого сигнала, так как знаки приращений входного и выходного сигналов одинаковы.

Внутренняя обратная связь, которая также существует при данной схеме включения, будет не отрицательной, как в схеме с ОЭ, а положительной. Это обусловлено тем, что одна часть тока от генератора $h^{\bullet}_{216} i_э$, протекая через $r'_б$, уменьшает падение напря-

жения на этом сопротивлении, а другая, проходя через резистор $R_г$, увеличивает входной ток и соответственно коэффициент усиления. Учесть обратную связь можно способом, аналогичным примененному при анализе схемы с ОЭ, т. е. введя коэффициент внутренней обратной связи $\beta_э$:

$$\beta_э = r'_б / (R_г + r_{э\ диф} r'_б). \qquad (4.156)$$

Частотные и переходные характеристики каскада с ОБ значительно лучше соответствующих характеристик каскада с ОЭ. Это объясняется тем, что постоянная времени коэффициента τ_α приблизительно в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз меньше постоянной времени для схемы с ОЭ, емкость коллекторного перехода $C_к$ также приблизительно в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз меньше $C^{\bullet}_к$. Влияние разделительных конденсаторов C_1, C_2 на частотные характеристики полностью аналогично рассмотренному § 4.5.

Усилительные каскады с ОБ, как правило, используют для работы на повышенных частотах и для усиления импульсных сигналов, где необходима хорошая переходная характеристика каскада.

Нелинейные искажения в каскаде с ОБ меньше, чем в каскаде с ОЭ. Это обусловлено значительно меньшим изменением коэффициента $h^{\bullet}_{216}$ при изменении тока, протекающего через транзистор.

Таким образом, каскад с ОБ характеризуется:

1) малыми нелинейными искажениями;

2) хорошими частотными и переходными характеристиками;

3) низким входным (десятки ом) и высоким выходным (единицы — десятки мегаом) сопротивлениями;

4) коэффициентом усиления по току, меньшим единицы ($K_i \approx 0{,}8...0{,}9$);

5) коэффициентом усиления по напряжению, зависящим от сопротивления нагрузки.

§ 4.7. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

Усилительные каскады с общим коллектором больше известны как *эмиттерные повторители* (рис. 4.27, *а*). По своим основным характеристикам они близки к истоковым повторителям. Анализ их статического режима ничем не отличается от рассмотренного в § 4.3, 4.5.

Эквивалентная схема эмиттерного повторителя для диапазона средних частот приведена на рис. 4.27, *б*.

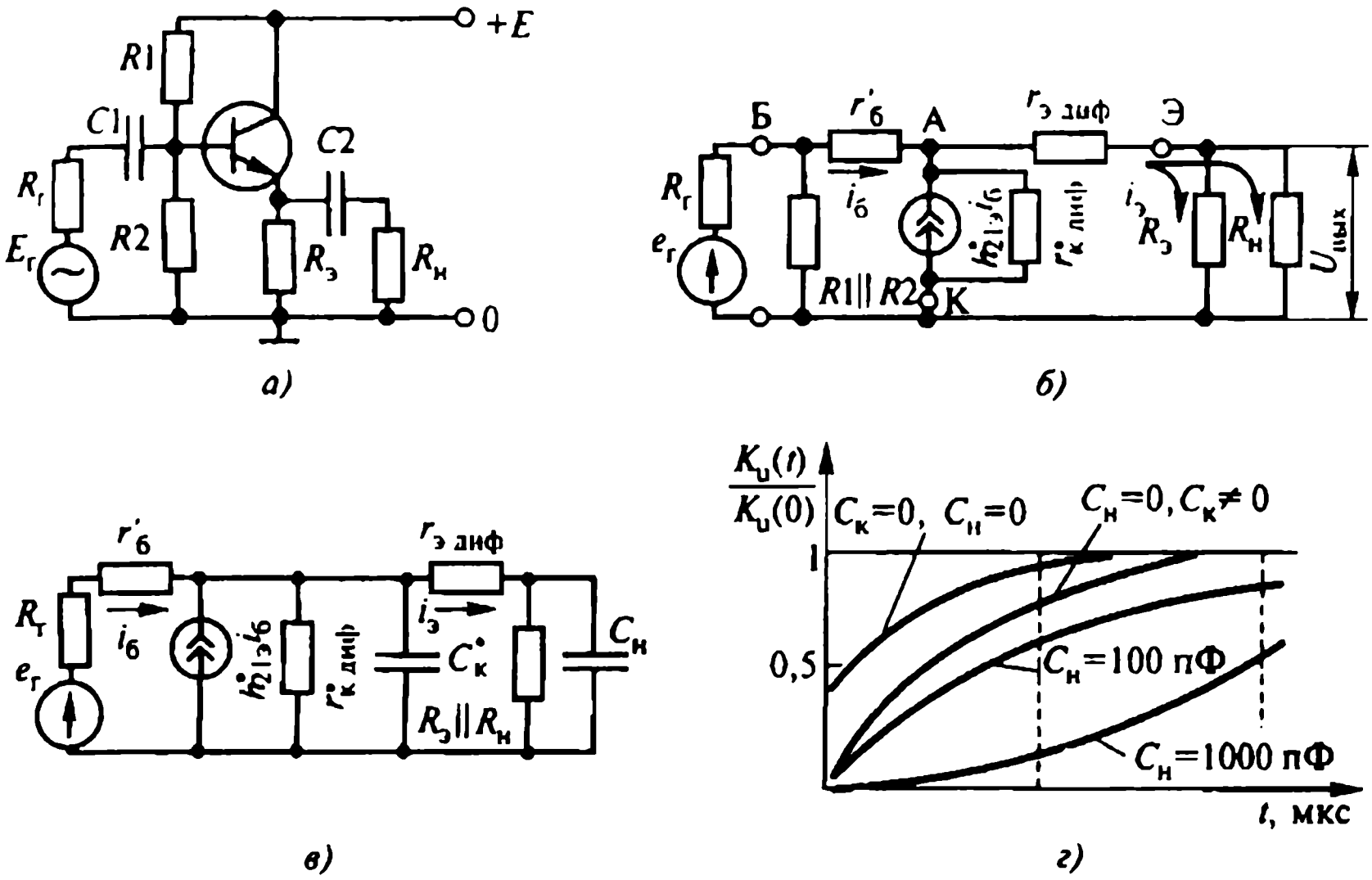


Рис. 4.27. Схема эмиттерного повторителя (*а*), его эквивалентная схема для области средних частот (*б*) и для области высоких частот (*в*), переходная характеристика эмиттерного повторителя (*г*)

Входное сопротивление каскада можно найти из эквивалентной схемы или из выражения входного сопротивления для схемы с ОЭ путем замены в (4.113) сопротивления $r_{э\,диф}$ на $[r^*_{к\,диф}||(r^*_{э\,диф}+R_э||R_н)]$

$$R_{вх}=r'_б+(1+h^*_{21э})[r^*_{к\,диф}||(r_{э\,диф}+R_э||R_н)]. \qquad (4.157)$$

Так как обычно $r_{э\,диф} << R_э||R_н$, то

$$R_{вх}=r'_б+(1+h^*_{21э})[r^*_{к\,диф}||R_э||R_н]. \qquad (4.158)$$

В большинстве случаев $r_{к\,диф}$ можно не учитывать. Однако его наличие накладывает принципиальное ограничение на значение входного сопротивления. Если увеличивать сопротивление $R_э||R_н$, то даже при $R_э||R_н >> r^*_{к\,диф}$ входное сопротивление каскада не сможет превысить значения $r_{к\,диф}=r^*_{к\,диф}(1+h^*_{21э})$. Обычно в практических схемах $R_{вх}$ достигает 200...300 кОм при сопротивлении $R_э \approx 10$ кОм в режиме холостого хода. Входное сопротивление не остается постоянным, а меняется в зависимости от сопротивления нагрузки.

Значение входного сопротивления ограничено сопротивлением делителя в цепи базы. Для обеспечения хорошей температурной стабилизации желательно, чтобы $R_1 || R_2 \le R_э$ (см. § 4.3). В то же время для обеспечения высокого входного сопротивления требуется, чтобы делитель не шунтировал входное сопротивление каскада, т. е. $R_1 || R_2 > R_{вх} \approx h^{\bullet}_{21э}(R_э || R_н)$. Поэтому иногда приходится либо использовать непосредственную связь с источником сигнала (без делителя), либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения за счет введения отрицательной ОС (см. далее).

Входное сопротивление эмиттерного повторителя уменьшается при коротких импульсах и при повышенной частоте сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базах транзисторов $h^{\bullet}_{21э} = f(t)$, а также наличием коллекторной и нагрузочной (в общем случае) емкостей.

Выходное сопротивление найдем исходя из следующих соображений. Пусть $e_г = 0$, а напряжение в точке A (рис. 4.27, *б*) равно e. Тогда ток в цепи базы $i_б = e / (R_г + r'_б)$. В цепи эмиттера протекает ток $i_э = i_б (1 + h^{\bullet}_{21э})$.

Таким образом, внутреннее сопротивление источника ЭДС e, вызывающего ток $i_э$, формально определяют из выражения

$$e / i_э = (R_г + r'_б) / (1 + h^{\bullet}_{21э}). \qquad (4.159)$$

Теперь, учитывая, что сопротивления $r^{\bullet}_{к\ диф}$ и $R_э$ незначительно изменяют выходное сопротивление, можно записать окончательное выражение для выходного сопротивления:

$$R_{вых} \approx r_{э\ диф} + (R_г + r'_б) / (1 + h^{\bullet}_{21э}). \qquad (4.160)$$

В частном случае при достаточно большом значении коэффициента передачи базового тока $h^{\bullet}_{21э}$ и низкоомном источнике входного сигнала вторым членом можно пренебречь $R_{вых} \approx r_{э\ диф}$. Так, при токе порядка 1 мА выходное сопротивление порядка 25 Ом ($R_г \to 0$; $h^{\bullet}_{21э} >> 1$).

С увеличением рабочего тока $r_{э\ диф}$ уменьшается и соответственно уменьшается выходное сопротивление. Минимальное выходное сопротивление (при $r_{э\ диф} \approx 0$ и $R_г = 0$)

$$R_{вых\ min} = r'_б / (1 + h^{\bullet}_{21э}) \qquad (4.161)$$

может составлять 0,2...2 Ом.

Важно подчеркнуть, что выходное сопротивление существенно зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала причем можно показать, что при $R_г \to \infty$ $R_{вых\ max} \approx r^{\bullet}_{к\ диф} \| R_э$.

Для наиболее часто встречающихся случаев выходное сопротивление равно 100...200 Ом, что намного меньше, чем в схемах с ОЭ и ОБ.

Коэффициент усиления по напряжению найдем, учитывая малое значение сопротивления $r_{э\ диф}$ ($r_{э\ диф} << r^{\bullet}_{к\ диф}$). Выходное напряжение можно записать в виде

$$u_{вых} = (1 + h^{\bullet}_{21э}) i_б (R_э \| R_н \| r^{\bullet}_{к\ диф}), \qquad (4.162)$$

где $i_б = e_г / (R_г + R_{вх})$.

Используя выражение (4.162) и учитывая, что $e_г \approx (R_г + R_{вх}) i_б$ определим коэффициент передачи по напряжению:

$$K_u = \frac{(1 + h^{\bullet}_{21э})(r^{\bullet}_{к\ диф} \| R_э \| R_н)}{R_г + r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э})[r^{\bullet}_{к\ диф} \| (r_{э\ диф} + R_э \| R_н)]}. \qquad (4.163)$$

Если учесть, что обычно выполняется неравенство $r_{э\ диф} << R_э \| R_н$, то (4.163) можно упростить:

$$K_u = \frac{(1 + h^{\bullet}_{21э})(r^{\bullet}_{к\ диф} \| R_э \| R_н)}{R_г + r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э})[r^{\bullet}_{к\ диф} \| R_э \| R_н]}. \qquad (4.164)$$

Из выражения (4.164) видно, что коэффициент передачи по напряжению меньше единицы и его значение в основном зависит от внутреннего сопротивления источника $R_г$. Обычно K_u находится в пределах 0,9...0,9995.

Коэффициент усиления по току значительный и в пределе равен $1 + h^{\bullet}_{21э}$. Его легко получить, если учесть, что $i_г = e_г / (R_г + R_{вх})$, $r_{э\ диф} << R_э \| R_н$,

$$K = \frac{i_н}{i_г} \approx (1 + h^{\bullet}_{21э}) \frac{R_э \| R_н \| r^{\bullet}_{к\ диф}}{R_н}. \qquad (4.165)$$

За счет большого усиления по току происходит усиление мощности.

Эмиттерные повторители могут работать с бо́льшими входными сигналами по сравнению с усилительными каскадами других ти-

пов. Влияние разделительных конденсаторов C_1, C_2 на частотную характеристику полностью аналогично влиянию соответствующих конденсаторов в каскаде с ОЭ и рассмотрено в § 4.5. Отметим только, что они полностью определяют вид низкочастотной части амплитудно-частотной характеристики каскада.

Поведение каскада в *области малых времен* рассмотрим только качественно. При этом будем использовать эквивалентную схему для области малых времен, приведенную на рис. 4.27, *в*.

Важной особенностью эмиттерного повторителя является то, что его входное сопротивление резко уменьшается при повышенной частоте и передаче коротких импульсов. Это обусловлено инерционностью процессов в базе транзистора, а также наличием коллекторной и нагрузочной емкостей. Из эквивалентной схемы видно, что в первый момент после подачи импульса входное сопротивление равно r_6', т.е. имеет достаточно малое значение. По мере зарядки емкостей и нарастания коэффициента $h_{21э}^{\bullet}$ входное сопротивление увеличивается до своего установившегося значения.

Аналогично обстоит дело с коэффициентом усиления по напряжению. Это видно из переходной характеристики эмиттерного повторителя в области малых времен (рис. 4.27, *г*). Если $C_н = 0$ и $C_к^{\bullet} = 0$, то в момент поступления импульса на выходе сразу появился бы сигнал. По мере нарастания функции $h_{21э}^{\bullet}(t)$ одна часть тока $h_{21э}^{\bullet} i_6$ ответвлялась бы в выходную цепь, увеличивая выходное напряжение вплоть до установившегося значения, а другая — в цепь базы и была бы направлена навстречу исходному току базы. Это уменьшило бы эквивалентный входной ток и, следовательно, увеличило бы усиление тока и так до установившихся значений.

Влияние емкости $C_к^{\bullet}$ сказывается в том, что начальный скачок напряжения на выходе отсутствует и увеличивается время нарастания. Емкость нагрузки $C_н$ оказывает приблизительно такое же влияние, что и $C_к^{\bullet}$, и еще больше уменьшает крутизну начального участка фронта.

Для получения аналитического уравнения, характеризующего коэффициенты усиления (K_u, K_i) в области высоких частот, в (4.164) и (4.165) следует подставить уравнение, аппроксимирующее коэффициент $h_{21э}^{\bullet}(j\omega)$, вместо $r_{к\ диф}^{\bullet}$ использовать $\underline{Z}_{к\ диф}^{\bullet}$ $[\underline{Z}_{к\ диф}^{\bullet} = r_{к\ диф}^{\bullet} \| 1/(j\omega C_к^{\bullet})]$.

Таким образом, вследствие 100%-ной обратной связи по напряжению, которая имеется в усилительных каскадах с ОК (аналогично рассмотренному в § 4.4), их коэффициент усиления по напряжению стабилен и близок к единице, входное сопротивление высокое, а выходное — низкое.

Сложные эмиттерные повторители. В рассмотренном каскаде входное сопротивление не превышает сопротивления $r^{\bullet}_{к\ диф}$. При необходимости получить более высокое входное сопротивление приходится использовать различные схемы сложных эмиттерных повторителей. Простейшая из них на составных транзисторах (рис. 4.28, *а*) имеет $R_{вых\ max} \approx r^{\bullet}_{к\ диф}$, но у нее входное сопротивление возрастает с увеличением $R_э \| R_н$ значительно быстрее, чем у обычных повторителей. При его расчете можно использовать полученные ранее уравнения, подставляя в них эквивалентный коэффициент передачи базового тока:

$$h^{\bullet}_{21\ э\ эк} \approx h^{\bullet}_{21э_1} h^{\bullet}_{21э_2}. \qquad (4.166)$$

Максимальное входное сопротивление приблизительно такое же, как у простого эмиттерного повторителя, но его значение, близкое к максимальному, получается при меньшем значении $R_э \| R_н$. Коэффициент передачи намного ближе к единице ($K_u > 0{,}995$).

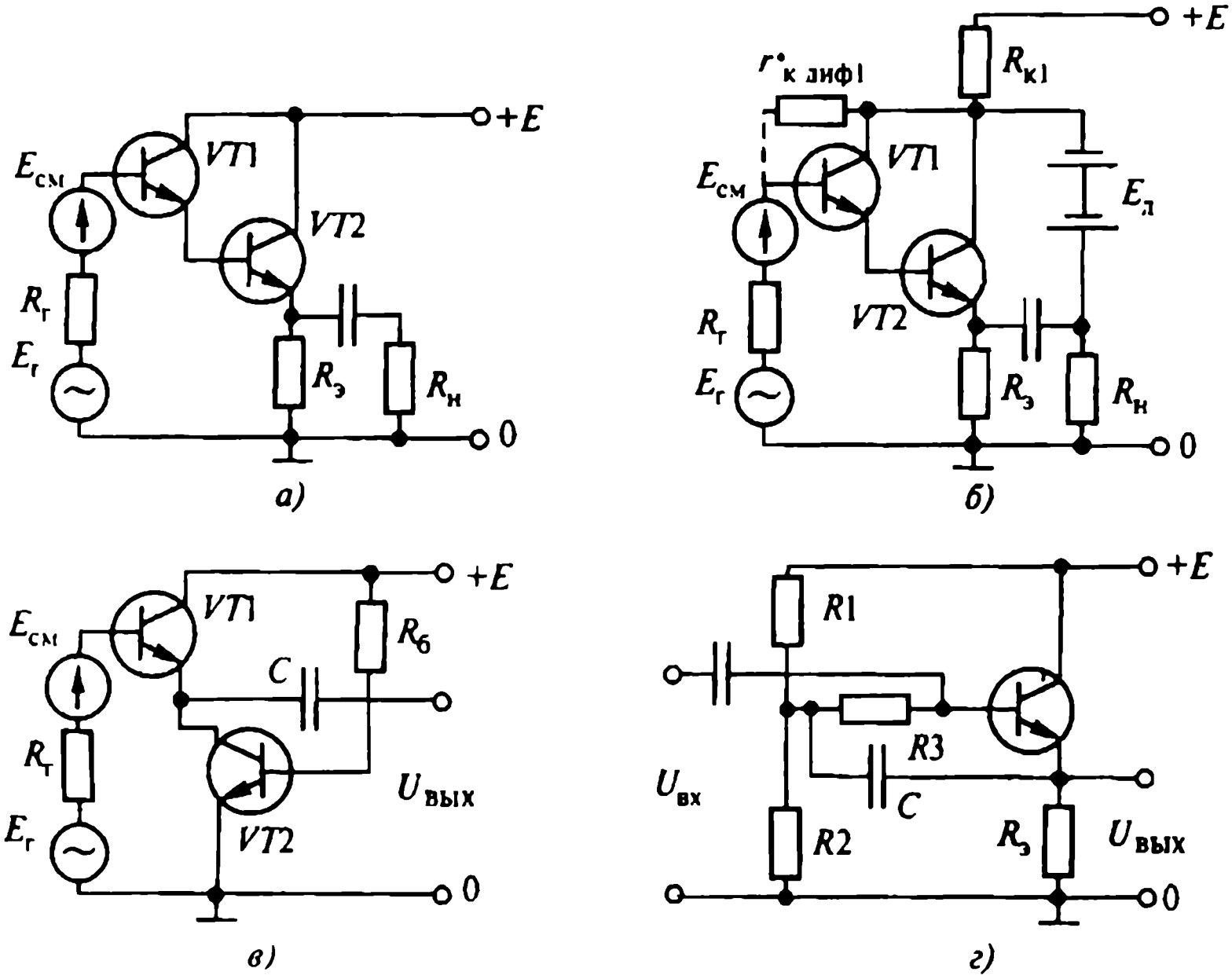


Рис. 4.28. Схема эмиттерного повторителя:
а — на составном транзисторе, *б* — с дополнительной обратной связью, *в* — с «динамической нагрузкой», *г* — с «нейтрализованным сопротивлением» делителя

Для увеличения входного сопротивления необходимо повышать сопротивление коллекторного перехода $r^{\bullet}_{к\ диф}$. Это часто можно выполнить за счет различных схемных решений. Иногда применяют составные повторители с дополнительной обратной связью, когда напряжение на коллекторе изменяют так, чтобы к $r^{\bullet}_{к\ диф}$ было приложено нулевое (в идеальном случае) напряжение. Это приводит к тому, что ток через него не протекает. В реальном случае, используя это решение, можно только значительно уменьшить ток через сопротивление $r^{\bullet}_{к\ диф}$. Для практической реализации этой идеи в схему составного эмиттерного повторителя включают резистор $R_{к1}$ и на коллектор *VT1* полностью подают переменную составляющую выходного напряжения (рис. 4.28, *б*). Батарея $E_д$, роль которой в схемах выполняет или конденсатор большой емкости, или стабилитрон, служит для компенсации постоянного напряжения на коллекторе *VT1*.

Входное сопротивление в таких каскадах может достигать 100 МОм при большом значении сопротивления $R_э || R_н$.

Как в простом, так и в составном эмиттерном повторителях желательно увеличение $R_э$. Однако при этом растет напряжение постоянной составляющей $I_э R_э$. Из-за необходимости обеспечить определенный режим по постоянному току ($I_э$ определенного значения) сопротивление резистора $R_э$ не может быть выбрано высоким. Это ограничение можно обойти, если использовать элемент, имеющий малое сопротивление для постоянного тока и большое для переменного, например транзистор.

В схеме, приведенной на рис. 4.28, *в*, которую иногда называют схемой с *динамической нагрузкой*, ток транзистора *VT2* определяется только током его базы и практически не зависит от напряжения на коллекторе. Следовательно, сопротивление по переменному току у транзистора *VT2* велико (близко к $r^{\bullet}_{к\ диф}$), что и требовалось получить. Отметим, что все меры по увеличению входного сопротивления могут не дать результатов, если не учесть наличие делителя из активных резисторов, которым задается режим работы по постоянному току. Для получения высокого входного сопротивления этот делитель должен быть или устранен вообще, или его влияние должно быть нейтрализовано. Последнее возможно только на переменном токе.

В приведенной на рис. 4.28, *г* схеме сравнительно низкоомное сопротивление резистора $R_э$ за счет обратной связи повышается в $1/(1 - K_u)$ раз. Это сопротивление по переменному току может достигать десятков мегаом и не будет существенно шунтировать вход эмиттерного повторителя.

Эмиттерные повторители широко применяются во входных и выходных каскадах. Их также часто используют при необходимости согласовать между собой два каскада, например при построении многокаскадных усилителей по схеме с ОБ.

Таким образом, для усилительных каскадов с ОК характерны:

1) высокое входное сопротивление, значение которого достаточно стабильно;

2) большой коэффициент усиления по току;

3) стабильный коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице;

4) малое выходное сопротивление;

5) отсутствие в рабочем диапазоне частот фазового сдвига между входным и выходным напряжениями.

§ 4.8. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Дифференциальный усилительный каскад (рис. 4.29, *а*) имеет два входа и усиливает разность напряжений, приложенных к ним. Если на оба входа подать одинаковое (*синфазное*) напряжение, то усиление будет чрезвычайно мало. Дифференциальный усилительный каскад не усиливает синфазный сигнал.

Дифференциальный каскад состоит из двух транзисторов, эмиттеры которых соединены и подключены к общему резистору $R_э$. Для сигнала $U_{вх1}$ транзистор *VT1* включен по схеме с ОЭ, а транзистор *VT2* — по схеме с ОБ. Для сигнала $U_{вх2}$ транзистор *VT1* включен по схеме с ОБ, а транзистор *VT2* — по схеме с ОЭ. Используя уравнения, полученные в § 4.5, 4.6 для каскадов с ОЭ и ОБ, можно найти все зависимости, характеризующие параметры дифференциального каскада. Однако чтобы избежать громоздких промежуточных преобразований, воспользуемся искусственными приемами, позволяющими получить интересующие результаты.

Предположим, что каскад абсолютно симметричен, т. е. сопротивление резисторов, входящих в каждое плечо, и параметры транзисторов *VT1* и *VT2* одинаковы. В этом случае при равных входных сигналах $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ токи транзисторов *VT1* и *VT2* равны между собой, а именно: $I_{К1} = I_{К2}$; $I_{Э1} = I_{Э2}$; $I_{Б1} = I_{Б2}$. Пусть входные напряжения получат одинаковые приращения разных полярностей $\frac{1}{2}\Delta U_{вх}$:

$$U'_{вх1} = U_{вх1} + \Delta U_{вх} / 2;$$
$$U'_{вх2} = U_{вх2} - \Delta U_{вх} / 2. \qquad (4.167)$$

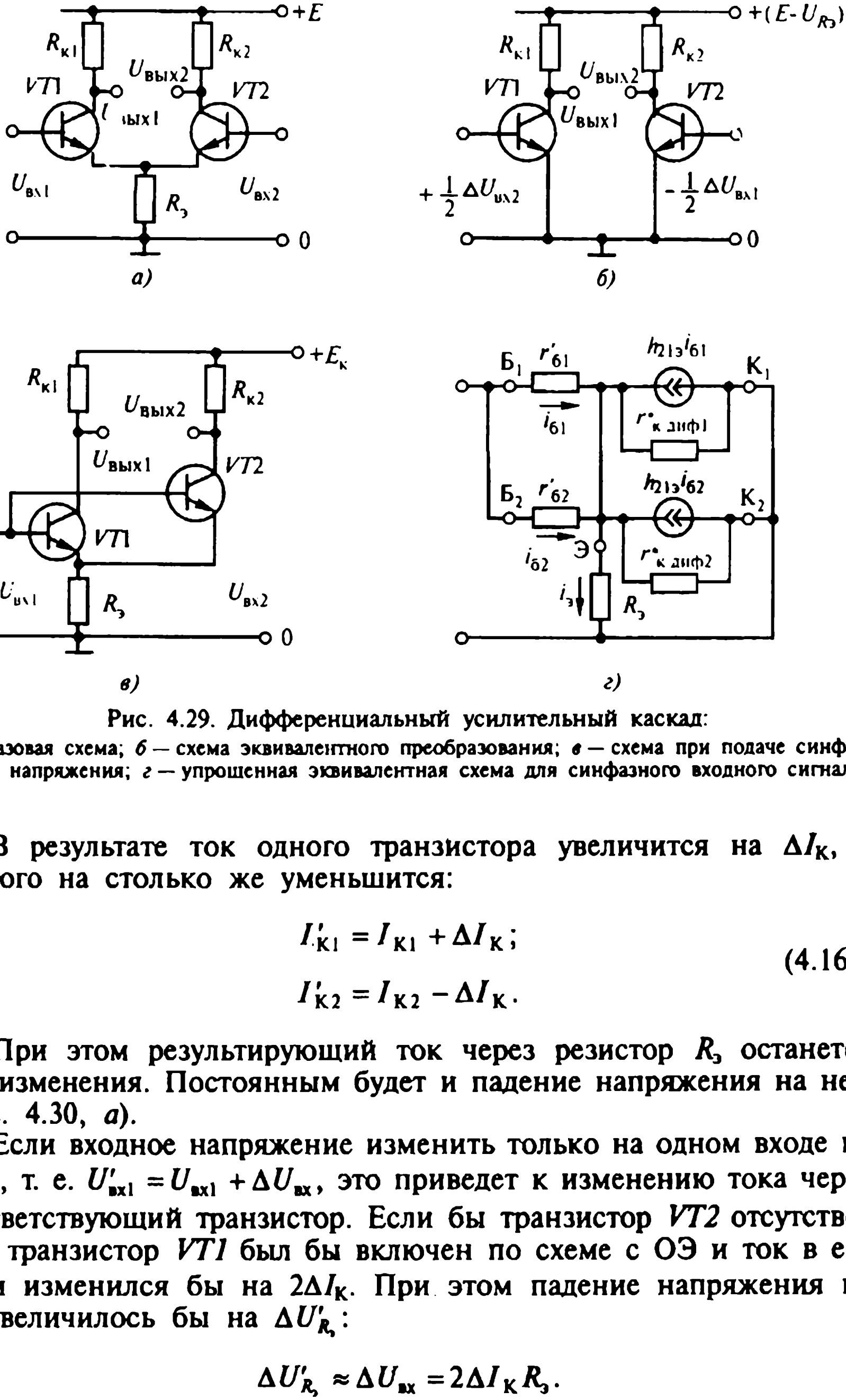


Рис. 4.29. Дифференциальный усилительный каскад:
а — базовая схема; *б* — схема эквивалентного преобразования; *в* — схема при подаче синфазного напряжения; *г* — упрощенная эквивалентная схема для синфазного входного сигнала

В результате ток одного транзистора увеличится на $\Delta I_К$, а другого на столько же уменьшится:

$$I'_{К1} = I_{К1} + \Delta I_К;$$
$$I'_{К2} = I_{К2} - \Delta I_К. \qquad (4.168)$$

При этом результирующий ток через резистор $R_э$ останется без изменения. Постоянным будет и падение напряжения на нем (рис. 4.30, *а*).

Если входное напряжение изменить только на одном входе на $\Delta U_{вх}$, т. е. $U'_{вх1} = U_{вх1} + \Delta U_{вх}$, это приведет к изменению тока через соответствующий транзистор. Если бы транзистор *VT2* отсутствовал, транзистор *VT1* был бы включен по схеме с ОЭ и ток в его цепи изменился бы на $2\Delta I_К$. При этом падение напряжения на $R_э$ увеличилось бы на $\Delta U'_{R_э}$:

$$\Delta U'_{R_э} \approx \Delta U_{вх} = 2\Delta I_К R_э.$$

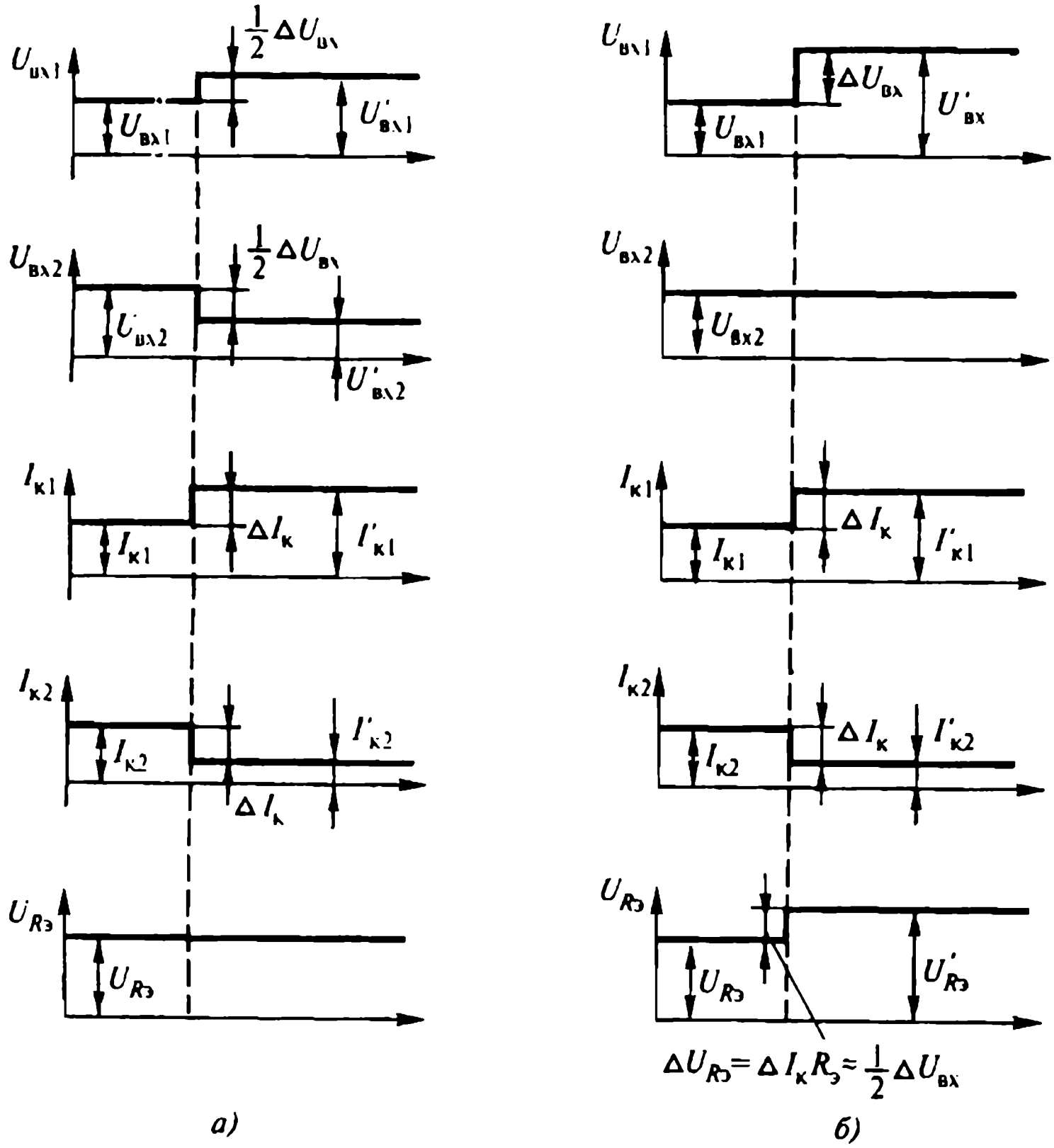


Рис. 4.30. Диаграммы напряжений и токов при симметричной схеме подачи входного напряжения (*а*) и при несимметричной схеме (*б*)

Но увеличение падения напряжения на резисторе $R_э$ приведет к уменьшению разности потенциалов между базой и эмиттером транзистора *VT2* и ток его уменьшится, причем изменение тока транзистора *VT2* будет таково, что приращения напряжений эмиттер — база обоих транзисторов будут одинаковы. Следовательно, при увеличении $U_{вх1}$ на $\Delta U_{вх}$ потенциал эмиттера увеличится на $\Delta U_{вх}/2$, что эквивалентно увеличению тока через резистор $R_э$ на $\Delta I_К$ (рис. 4.30, *б*). При этом приращение напряжения база — эмиттер для транзистора *VT1* равно $\Delta U_{вх}/2$ и $-\Delta U_{вх}/2$ для транзистора *VT2*. Ток каждого плеча изменится на $\Delta I_К$. Очевидно, что *независимо от того, как на вход каскада подаются напряжения, токи транзисторов в первом приближении меняются одинаково*. В действительности из-за небольших значений $h_{21э}$

транзисторов, конечных значений резисторов в $R_э$ и ненулевых входных сопротивлений каскадов с ОБ при разной схеме подачи входных напряжений имеется небольшая разница. Это следует учитывать при уточнении полученных результатов и в ответственных случаях обеспечивать симметричную схему подачи входных напряжений. Приращения их вызваны половиной разности напряжений, приложенных между входами. Это дает основание при анализе дифференциального каскада рассматривать только одну его половину, считая, что к входу его приложена половина разности напряжений между входами, а сопротивление в эмиттерной цепи равно нулю (см. рис. 4.29, *б*).

Такой подход справедлив для любой схемы подачи напряжения. Напряжения база — эмиттер обоих транзисторов, вызывающие входные токи, равны между собой и равны половине разности входных напряжений: $\Delta U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$.

Эквивалентная замена дифференциального каскада на каскады, показанные на рис. 4.29, *б*, позволяет использовать результаты, полученные для каскада с ОЭ.

Коэффициент усиления по напряжению дифференциального каскада при холостом ходе определяется как отношение разности выходных напряжений к разности входных:

$$K_u = \frac{U_{вых1} - U_{вых2}}{U_{вх1} - U_{вх2}} \approx -\frac{h^{\bullet}_{21э} R_к}{R_г + R_{вх}}, \qquad (4.169)$$

где $R_{вх} = h^{\bullet}_{11э}$

Из выражения (4.169) видно, что в режиме холостого хода, когда $R_н \to \infty$ и $R_{к1} = R_{к2} = R_к$, коэффициент усиления по напряжению дифференциального каскада равен коэффициенту усиления каскада с ОЭ, идентичного одному плечу дифференциального каскада.

Выходное сопротивление каскада, если пренебречь сопротивлением коллекторного перехода, в два раза выше, чем у соответствующего каскада с ОЭ (при $R_к << r^{\bullet}_{к\ диф}$):

$$R_{вых} \approx 2R_к. \qquad (4.170)$$

Входное сопротивление для разностного сигнала (дифференциальное входное сопротивление каскада) также в два раза больше, чем у каскада с ОЭ:

$$R'_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{I_{вх}} = 2[r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э}) r_{э\ диф}] = 2h^{\bullet}_{11э}. \qquad (4.171)$$

Как видно из (4.171), входное дифференциальное сопротивление невелико. Для его повышения в цепь эмиттера каждого из транзисторов можно включить равные по значению сопротивления резисторы R_0 так, чтобы $r_{э\,диф}$ стало равным $r_{э\,диф} + R_0$. Можно также снижать коллекторные токи, что ведет к увеличению $r_{э\,диф}$, но при этом снижается коэффициент усиления.

При подключении сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент усиления уменьшается. Оценить влияние нагрузки можно представив выходную цепь источником напряжения $K_u \Delta U_{вх}$ с внутренним сопротивлением $R_{вых}$. При подключении сопротивления нагрузки на нем будет падать напряжение

$$U_н = K_u \Delta U_{вх} R_н / (2R_к + R_н), \qquad (4.172)$$

и если коэффициент усиления по напряжению оценить как

$$K_u = U_н / \Delta U_{вх}, \qquad (4.173)$$

то он примет значение

$$K_u = \frac{\dot{h}_{21э} R_к R_н}{(R_г + R_{вх})(2R_к + R_н)} = \frac{1}{2} \frac{\dot{h}_{21э}(2R_к \| R_н)}{R_г + R_{вх}}. \qquad (4.174)$$

При подаче на входы дифференциального каскада синфазного напряжения (см. рис. 4.29, *в*) напряжения $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ изменятся, но в полностью сбалансированном дифференциальном каскаде разность их останется той же.

Это еще раз подтверждает, что в *идеальном дифференциальном каскаде синфазный входной сигнал не вызывает появления дифференциального выходного сигнала.*

Найдем входное сопротивление каждого входа для синфазного входного сигнала. Для этого используем упрощенную эквивалентную схему каскада для средних частот (см. рис. 4.29, *г*), в которой не учтено сопротивление эмиттерного перехода $r_{э\,диф}$ ввиду его малости по сравнению с сопротивлениями $R_э$, $R_к$, $\dot{r}_{к\,диф}$, а также $R_{к_1}$, $R_{к_2}$ вследствие выполнения условия $R_к << \dot{r}_{к\,диф}$.

У идеально сбалансированного каскада параметры плеч равны: $I_{Б1} = I_{Б2} = I_Б$; $r'_б = r'_{б1} = r'_{б2}$; $\dot{h}_{21э} = \dot{h}_{21э_1} = \dot{h}_{21э_2}$; $\dot{r}_{к\,диф} = \dot{r}_{к\,диф1} = \dot{r}_{к\,диф2}$.

Тогда входное напряжение каскада

$$U_{вх} = I_Б r'_б + 2I_Б [R_э \| (\dot{r}_{к\,диф} / 2)](1 + \dot{h}_{21э}), \qquad (4.175)$$

откуда входное сопротивление каждого входа для синфазного сигнала

$$R_{\text{вх сф}} = r'_б + 2(1 + h^{\bullet}_{21э})[R_э || (r^{\bullet}_{к\ диф} / 2)] \approx \approx 2(1 + h^{\bullet}_{21э})[R_э || (r^{\bullet}_{к\ диф} / 2)]. \quad (4.176)$$

Чем выше $R_{\text{вх сф}}$, тем меньше входной ток синфазного сигнала и тем меньше изменения выходных напряжений $U_{\text{вых}1}$ и $U_{\text{вых}2}$. Поэтому сопротивление в эмиттерной цепи $R_э$, которое, по существу, определяет входное сопротивление для синфазного сигнала, необходимо увеличивать. Из сравнения выражений (4.176) и (4.171) для синфазного и дифференциального сигналов видно, что они существенно различаются и значение входного сопротивления для синфазного сигнала во много раз выше, чем для дифференциального.

При увеличении сопротивления $R_э$ приходится сталкиваться с проблемой обеспечения необходимого режима работы транзисторов по постоянному току. Если в статическом режиме значения токов транзисторов $I_{КО1}$ и $I_{КО2}$ выбраны, то с увеличением $R_э$ приходится увеличивать напряжение питания каскада, так как

$$U_{R_э} \approx (I_{КО1} + I_{КО2})R_э. \quad (4.177)$$

При значении сопротивления $R_э$, определенного из требуемого входного сопротивления для синфазного сигнала, напряжение питания

$$E_к \approx I_{КО}R_к + U_{КЭО} + 2I_{КО}R_э \quad (4.178)$$

становится настолько большим, что реализация такого каскада может стать технически нецелесообразной. Кроме того, на резисторе $R_э$ будет бесполезно рассеиваться электрическая мощность, что снижает КПД каскада.

Для устранения этого недостатка вместо резистора $R_э$ включают транзистор по схеме с ОЭ (рис. 4.31, *а*). Транзистор *VT3* выполняет функции источника тока. Действительно, если задать в цепи базы транзистора *VT3* определенное значение тока $I_{Б3}$, то в цепи коллектора будет протекать ток

$$I_{К3} = I_{К1} + I_{К2} = h_{21э}I_{Б3}. \quad (4.179)$$

Если бы транзистор *VT3* был идеальным источником тока ($r^{\bullet}_{к\ диф} \to \infty$), то изменения тока транзисторов *VT1* и *VT2* не вызвали бы изменения тока через транзистор *VT3* и можно было бы счи-

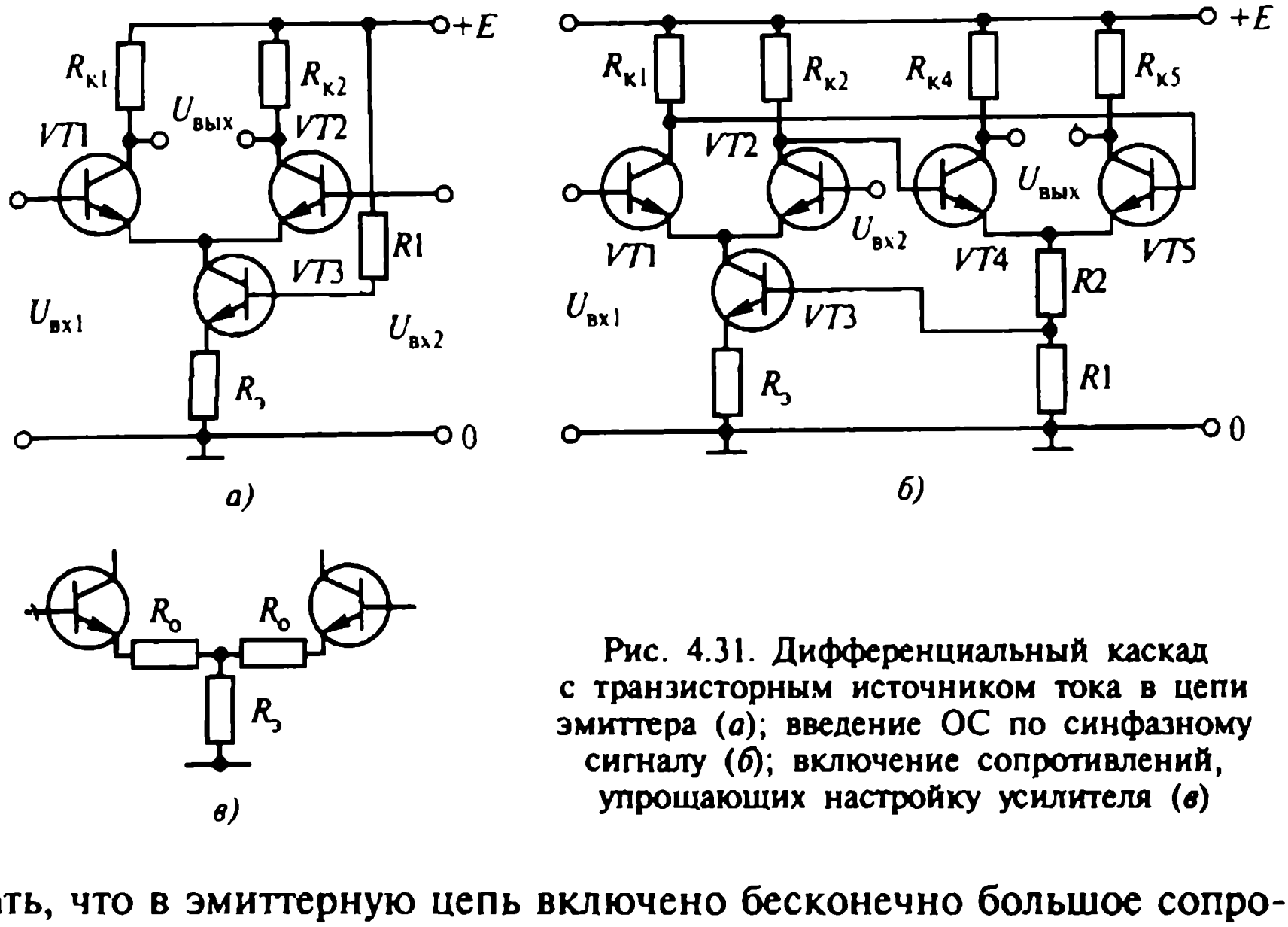


Рис. 4.31. Дифференциальный каскад с транзисторным источником тока в цепи эмиттера (*а*); введение ОС по синфазному сигналу (*б*); включение сопротивлений, упрощающих настройку усилителя (*в*)

тать, что в эмиттерную цепь включено бесконечно большое сопротивление. Так как выходное сопротивление транзистора *VT3* не равно бесконечности и определяется в рассматриваемом случае дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода $r^{\bullet}_{к\ диф}$, то можно считать, что для синфазного сигнала входное сопротивление для двух параллельно соединенных входов

$$R_{вх\ сф} \approx 2(1+h^{\bullet}_{21э})\left(r^{\bullet}_{к\ диф} \left\| \frac{r^{\bullet}_{к\ диф}}{2}\right.\right) \approx \frac{2}{3} r_{к\ диф}. \qquad (4.180)$$

При малых токах транзисторов *VT1* и *VT2* синфазное входное сопротивление находится в пределах единиц — сотен мегаом. На высоких частотах, когда сопротивление емкости коллекторного перехода транзисторов $C^{\bullet}_{к}$ соизмеримо с сопротивлением $r_{к\ диф}$, синфазное входное сопротивление существенно уменьшается. Его можно найти, если вместо $r^{\bullet}_{к\ диф}$ подставить

$$\underline{Z}^{\bullet}_{к\ диф} = r^{\bullet}_{к\ диф} \left\| \frac{1}{j\omega C^{\bullet}_{к}}. \right. \qquad (4.181)$$

Хотя в идеальном дифференциальном каскаде синфазный сигнал на его входе не вызывает появления дифференциального

выходного сигнала, в реальном каскаде наблюдается небольшой дифференциальный выходной сигнал. Он обусловлен неполной идентичностью характеристик транзисторов, разницей в значениях коллекторных сопротивлений $R_{к1}$, $R_{к2}$ и внутренних сопротивлений источников, подключенных к входам каскада.

Неидентичность характеристик транзисторов приводит к тому, что при изменении токов вследствие воздействия синфазного сигнала коэффициенты передачи базового тока и входные сопротивления транзисторов изменяются по-разному. В результате этого коллекторные токи транзисторов также изменяются.

В диапазоне высоких частот существенную роль в разбалансе каскада играют емкости коллекторных переходов. Они являются основной причиной роста усиления синфазного сигнала в диапазоне высоких частот.

Для количественной характеристики усиления дифференциального и синфазного сигналов используют *коэффициент ослабления синфазного входного напряжения* $K_{ос\ сф}$ (коэффициент подавления синфазного сигнала), который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального входного сигнала $K_{и\ диф}$ выше, чем синфазного $K_{и\ сф}$:

$$K_{ос\ сф} = K_{и\ диф} / K_{и\ сф}. \qquad (4.182)$$

Значения коэффициента ослабления синфазного входного напряжения могут достигать нескольких тысяч*.

Следует отметить, что коэффициент ослабления синфазного сигнала уменьшается в случае несимметричного выхода, когда напряжение снимается только с коллектора одного из транзисторов. В этом случае он равен отношению входных сопротивлений для синфазного и дифференциального входных сигналов.

Для повышения коэффициента ослабления синфазного входного напряжения вводят *синфазную обратную связь по току* (рис. 4.31, *б*). Для этого к дифференциальному усилительному каскаду подключают аналогичный дифференциальный каскад (транзисторы *VT4*, *VT5*), часть напряжения эмиттера которого управляет источником тока на транзисторе *VT3*. При подаче синфазного сигнала на входные зажимы транзисторов *VT1*, *VT2* токи их изменяются. Соответственно изменятся потенциалы баз транзисторов *VT4*, *VT5* и токи через них, что вызовет изменение напряжения на

---

* Коэффициент ослабления синфазного входного напряжения часто выражают в децибелах: $K_{ос\ сф} = 20 \lg \dfrac{K_{и\ диф}}{K_{и\ сф}}$.

резисторе R_2. Это напряжение управляет током транзистора *VT3*, обеспечивая тем самым отрицательную ОС по синфазному сигналу. Такая ОС уменьшает отклонения токов транзисторов *VT1*, *VT2* от требуемого значения, вызванные синфазным сигналом, и соответственно уменьшает величину разбаланса каскада.

Для примера рассмотрим, как будут протекать процессы при подаче входного синфазного напряжения, уменьшающего токи транзисторов *VT1*, *VT2*. Под влиянием этого напряжения потенциалы баз транзисторов *VT3*, *VT4* возрастут, что приведет к увеличению их коллекторных токов. Повысится напряжение и на резисторе R_2, что вызовет увеличение тока транзистора *VT3* и уменьшение падения напряжения на нем. В свою очередь, увеличится разность потенциалов между базами и эмиттерами транзисторов *VT1*, *VT2* и их ток.

ОС по синфазному сигналу поддерживает рабочие точки транзисторов вблизи заданных и тем самым уменьшает разбаланс каскада.

На коэффициент усиления дифференциального сигнала ОС влияния не оказывает. Составив эквивалентную схему каскада, можно количественно оценить влияние ОС по синфазному сигналу.

Дифференциальные каскады достаточно чувствительны к параметрам отдельных элементов и сложны в наладке. Поэтому на практике между эмиттерами транзисторов часто включают небольшие резисторы R_0, упрощающие настройку и расширяющие диапазон допустимых входных сигналов (рис. 4.31, *в*). Однако при этом уменьшается коэффициент усиления каскада. Если транзисторы дифференциальных каскадов достаточно хорошо подобраны в пары и сопротивления в их коллекторных цепях равны, то влияние изменения температуры на их токи будет одинаково:

$$S_{I1}\Delta I_{T1} = S_{I2}\Delta I_{T2}. \qquad (4.183)$$

При этом ток и напряжение в нагрузке останутся неизменными. Поэтому усилительные каскады этого типа находят применение при построении усилителей постоянного тока (УПТ).

На практике идеальной компенсации обычно добиться не удается, и при изменении температуры наблюдается изменение выходного сигнала. Если дифференциальное входное напряжение равно нулю, а выходное меняется с изменением температуры, то такое изменение называется *температурным дрейфом нуля*. При неизменной температуре выходной сигнал несколько изменяется с течением времени (это обусловлено старением компонентов и изменениями их параметров).

Временной дрейф нуля оценивают в абсолютных значениях изменения сигнала за определенный промежуток времени.

Дрейф нуля обычно приводят ко входу так, чтобы его значение показывало, какой нужно подать входной сигнал для того, чтобы получить изменение выходного сигнала, равное его температурному или временно́му приращению. Для этого изменение выходного напряжения с температурой или в течение определенного времени делят на коэффициент усиления каскада. Типовое значение температурного дрейфа нуля дифференциального каскада 1...20 мкВ/град. Временно́й дрейф составляет единицы—десятки микровольт в год, а при плохих компонентах — милливольт в час и более.

Если дифференциальный каскад используется в качестве УПТ, то дрейф выходного сигнала может быть вызван и изменениями входных токов транзисторов. Действительно, для нормальной работы каскада в его базовых цепях должны протекать определенные токи. Если бы они не изменялись, то с помощью дополнительных внешних цепей можно было бы обеспечить практически полное отсутствие входного тока в цепях источника усиливаемого сигнала. Однако значения входных токов транзисторов зависят от изменения температуры и для уменьшения влияния этих изменений приходится принимать специальные меры.

Основным способом уменьшения входного тока является уменьшение тока эмиттера $I_Э$. Иногда $I_Э$ уменьшают до 10...50 мкА, при этом $I_Б \approx 1$ мкА и наблюдается дрейф порядка 0,1...0,2 мкА на каждые 10 °С (для кремниевых транзисторов).

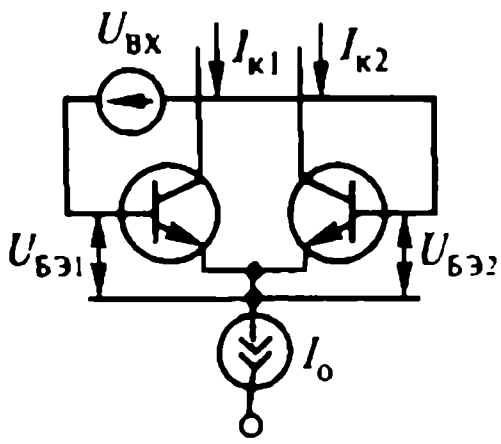
Дополнительное снижение влияния дрейфа тока базы можно получить применяя специальные типы транзисторов и используя параметрические компенсационные схемы.

Линейность характеристики преобразования у дифференциальных каскадов наблюдается только при малых значениях входных напряжений, соизмеримых с $m\varphi_T$. Покажем это на примере каскада, выполненного на идеализированных транзисторах, у которых $h_{21б} \to 1$, $I_{КЭО} \ll I_К$, а в цепь эмиттеров установлен генератор тока I_0 (рис. 4.32, *а*). Эти допущения позволяют записать уравнения транзисторов (2.37), (2.34) в упрощенном виде:

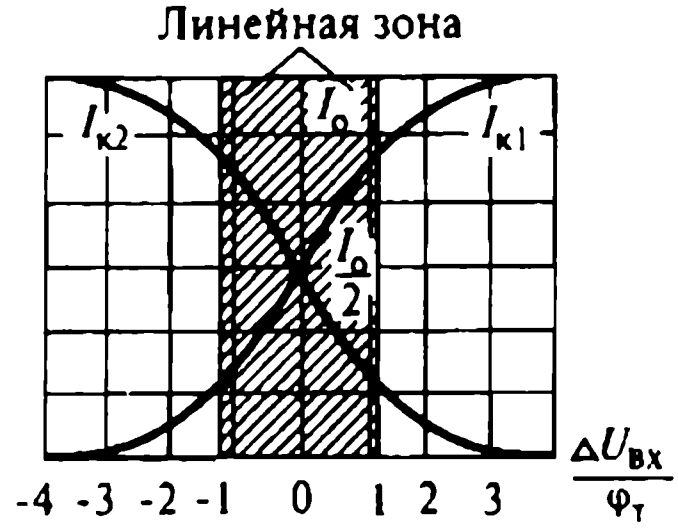
$$I_К \approx I_Э;$$

$$I_Э \approx I'_{ЭТ} e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}}. \qquad (4.184)$$

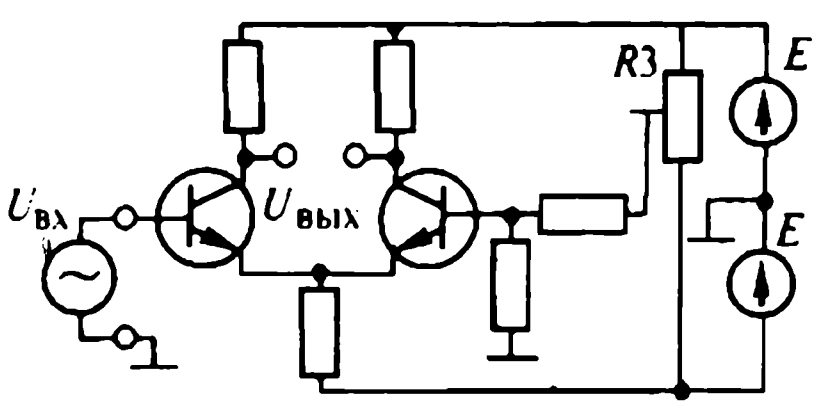
В статическом режиме ($\Delta U_{вх} = 0$) у идеально подобранной пары транзисторов $U_{БЭ1} = U_{БЭ2} = U_{БЭ}$ и $I_{К1} = I_{К2} = \frac{1}{2} I_0$. При $U_{вх} \neq 0$



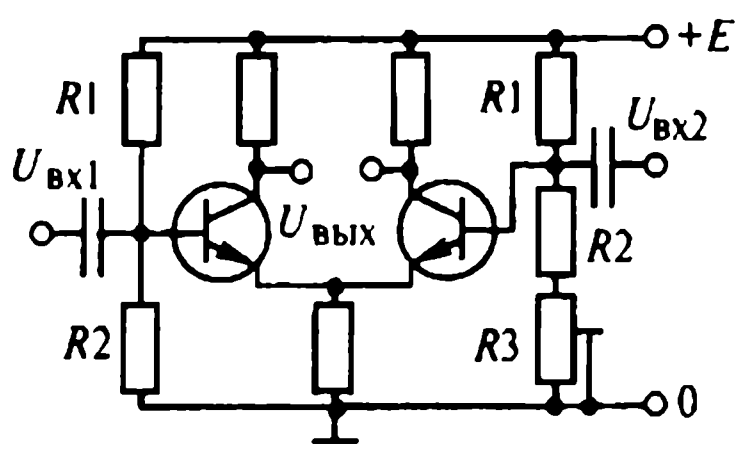
а)



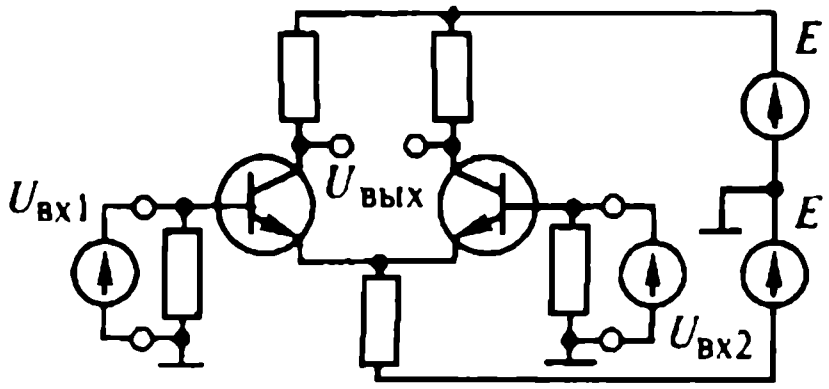
б)



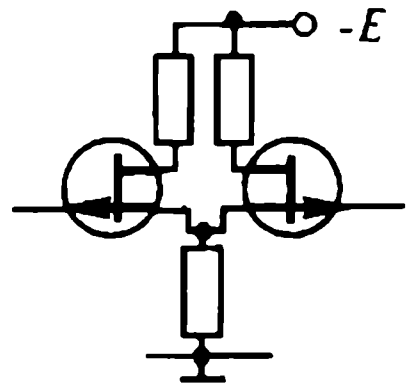
в)



г)



д)



е)

Рис. 4.32. Расчетная схема (*а*) и зависимости токов коллектора от входного напряжения (*б*); включение дифференциального каскада в схемы усилителя постоянного напряжения (*в*), усилителей разности двух переменных (*г*) и двух постоянных напряжений (*д*); дифференциальный каскад на полевых транзисторах (*е*)

напряжение $U_{БЭ}$ одного транзистора увеличится на $\frac{1}{2}\Delta U_{вх}$, а другого уменьшится на ту же величину (доказано выше). Тогда токи коллекторов

$$I_{К1} = I'_{ЭТ}\, e^{\frac{U_{БЭ}+\Delta U_{вх}/2}{\varphi_T}} = I'_{ЭТ}\, e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}}\, e^{\frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}};$$

$$I_{К2} = I'_{ЭТ}\, e^{\frac{U_{БЭ}-\Delta U_{вх}/2}{\varphi_T}} = I'_{ЭТ}\, e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}}\, e^{\frac{-\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}}. \qquad (4.185)$$

Учитывая, что

$$I_0 = I_{K1} + I_{K2} = I'_{ЭТ} e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}} \left(e^{\frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}} + e^{\frac{-\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}} \right), \qquad (4.186)$$

подставим в (4.185) значение $I'_{ЭТ} e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}}$, полученное из (4.186):

$$I_{K1} = I_0 \frac{e^{\Delta U_{вх}/2\varphi_T}}{e^{\Delta U_{вх}/2\varphi_T} + e^{-\Delta U_{вх}/2\varphi_T}};$$

$$I_{K2} = I_0 \frac{e^{-\Delta U_{вх}/2\varphi_T}}{e^{\Delta U_{вх}/2\varphi_T} + e^{-\Delta U_{вх}/2\varphi_T}}. \qquad (4.187)$$

Так как выходной сигнал $U_{вых}$ пропорционален разности токов I_{K1} и I_{K2}, которая равна

$$I = I_{K1} - I_{K2} = I_0 \left(\frac{e^{\Delta U_{вх}/2\varphi_T} - e^{-\Delta U_{вх}/2\varphi_T}}{e^{\Delta U_{вх}/2\varphi_T} + e^{-\Delta U_{вх}/2\varphi_T}} \right) = I_0 \operatorname{th} \frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}, \qquad (4.188)$$

то он является функцией гиперболического тангенса от входного напряжения. Несложно показать, что при одинаковых по модулю приращениях токов коллекторов ΔI_{K1} и ΔI_{K2} их значения определяют из уравнений

$$I_{K1} = \frac{1}{2} I_0 \left(1 + \operatorname{th} \frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T} \right);$$

$$I_{K2} = \frac{1}{2} I_0 \left(1 - \operatorname{th} \frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T} \right). \qquad (4.189)$$

При малых значениях $\Delta U_{вх}$ ($\Delta U_{вх} \le \varphi_T$) каскад обычно можно считать линейным (рис. 4.32, *б*), так как при этом $\operatorname{th} \frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T} \approx \frac{\Delta U_{вх}}{2\varphi_T}$.

Поэтому при работе в качестве усилителя входное напряжение, как правило, не превышает 0,1 В. В выражении (4.188) тем-

пературный потенциал φ_T меняется с изменением температуры, что приводит к температурной зависимости характеристик преобразования.

Изменение тока I_0 вызывает соответствующее приращение выходного тока и коэффициента усиления. Это важное свойство дифференциального каскада, которое позволяет применять его для перемножения двух сигналов. Действительно, если в (4.188) ток I_0 сделать функцией одного сигнала $I_0 = f_1(U_1)$, а $\Delta U_{вх} = f_2(U_2)$ — другого, то при $U_{вх\,m} \le \varphi_T$ (4.188) будет иметь вид

$$I = f_1(U_1) f_2(U_2) \frac{1}{2\varphi_T}. \qquad (4.190)$$

Некоторые из возможных схем использования дифференциального каскада в качестве усилителя медленно меняющегося сигналов и усилителей разности двух сигналов переменного и постоянного тока приведены на рис. 4.32, *в—д*. Резистор R_3 введен для компенсации неидеальности плеч, вызванной разбросом параметров транзисторов и резисторов. С помощью его каскад балансируется для получения $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$.

Аналогично рассмотренному выполняют дифференциальные каскады на полевых транзисторах (рис. 4.32, *е*). Их анализ и расчет подобны разобранному. Качественно похожи и общие свойства. При расчете и построении схем устройств необходимо учитывать, что управляющим сигналом являются потенциалы затворов, а их ток имеет малое значение.

Дифференциальные усилительные каскады широко применяют для построения усилителей постоянного тока и логических элементов. Они являются одними из наиболее распространенных в интегральной схемотехнике.

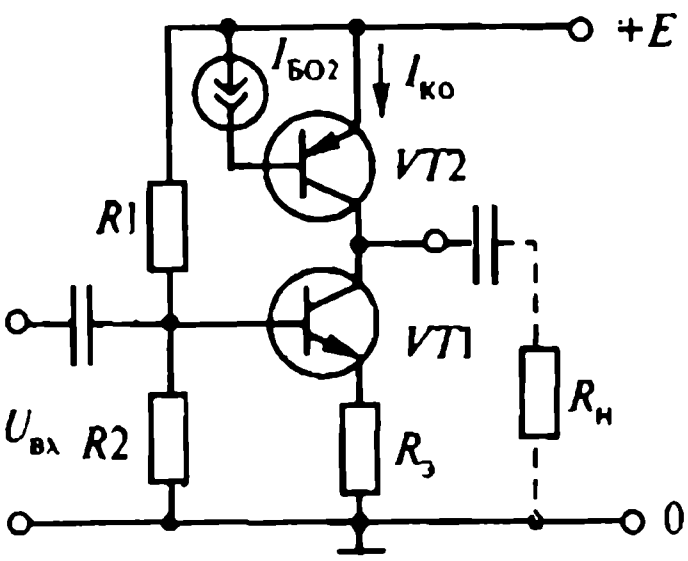
Таким образом, дифференциальные каскады имеют: 1) входное сопротивление для дифференциального сигнала, равное удвоенному сопротивлению одиночного каскада с ОЭ (без сопротивления в эмиттерной цепи); 2) высокое входное сопротивление для синфазного сигнала; 3) коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала, равный коэффициенту усиления одиночного каскада с ОЭ; 4) коэффициент усиления для синфазного сигнала, стремящийся к нулю; 5) выходное сопротивление, в два раза большее, чем у одиночных каскадов с ОЭ с аналогичными параметрами компонентов. Кроме усиления они позволяют выполнять перемножение двух сигналов.

§ 4.9. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ И С КАСКОДНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ТРАНЗИСТОРОВ

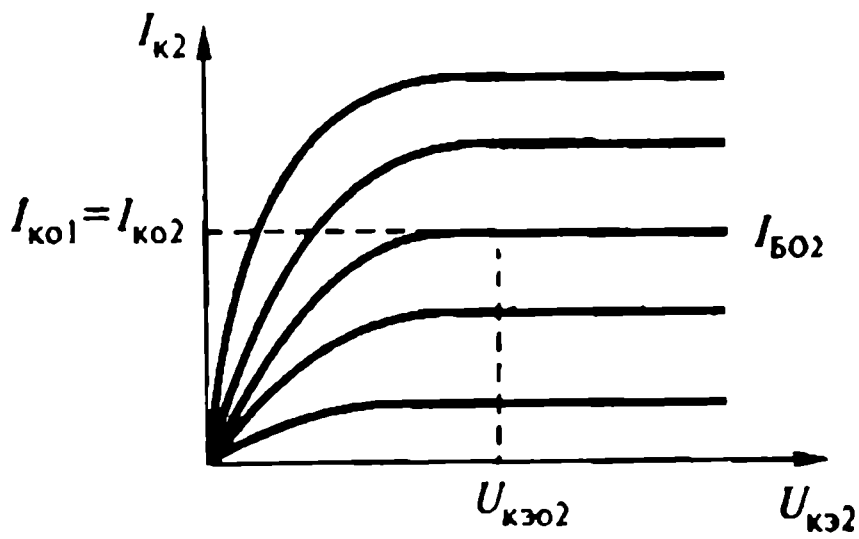
Характерной особенностью усилительных каскадов с динамической нагрузкой является то, что в качестве коллекторного сопротивления включают дополнительный транзистор или группу транзисторов, которые выполняют роль источников тока с высоким дифференциальным сопротивлением. Поэтому введение их позволяет увеличить коэффициент усиления не нарушая статического режима работы каскада.

Схема усилительного каскада с динамической нагрузкой в коллекторной цепи приведена на рис. 4.33, *а*. В ней транзистор *VT2* выполняет роль сопротивления $R_к$ в коллекторной цепи обычного каскада с ОЭ. Очевидно, что введение транзистора изменяет в общем случае и режим каскада по постоянному току. Поэтому при такой схеме включения возникает ряд вопросов обеспечения необходимого статического режима работы каскада.

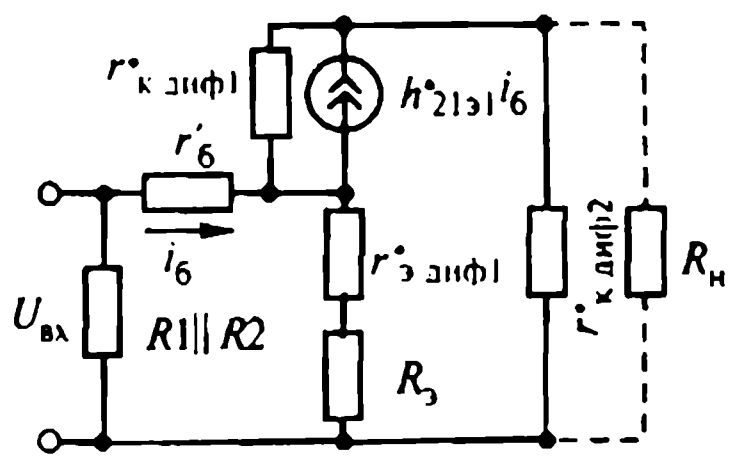
Для выявления этих особенностей предположим, что мы выбрали исходя из соображений, рассмотренных в § 4.3, ток покоя транзистора $I_{КО1}$ и падение напряжения на нем $U_{КЭ01}$. При заданном значении $R_э$ это обеспечивается выбором резисторов делите-



а)



б)



в)

Рис. 4.33. Схема каскада с ОЭ с динамической нагрузкой (*а*); входные характеристики транзистора *VT2* (*б*); эквивалентная схема каскада для переменного тока в области средних частот (*в*)

ля R_1 и R_2. Тогда напряжение на коллекторном переходе транзистора *VT1*: $U_{К01} = U_{КЭ01} + I_{К01}R_э$.

Следовательно, на транзисторе *VT2* должно падать напряжение

$$U_{К02} = E_к - U_{К01} = E_к - U_{КЭ01} + I_{К01}R_э$$

при токе транзистора $I_{К02}$, равном $I_{К01}$. Используя выходную характеристику транзистора *VT2* (рис. 4.33, *б*), можно найти параметры генератора тока, обеспечивающего ток транзистора $I_{К01} = I_{К02}$ при заданном $U_{К02}$. Если транзистор *VT2* работает на горизонтальном участке характеристики, где ток транзистора $I_{К2}$ мало зависит от напряжения $U_{КЭ2}$, то $I_{Б02} \approx I_{К02}/h_{21э2} = I_{К01}/h_{21э1}$.

При подаче на базу транзистора *VT1* переменного напряжения ток транзистора *VT2* практически не меняется. Поэтому для приращений тока транзистор *VT2* можно рассматривать как сопротивление, значение которого равно дифференциальному сопротивлению запертого коллекторного перехода $r^{\bullet}_{к\ диф2}$.

Эквивалентная схема каскада имеет вид, показанный на рис. 4.33, *в*. Выходное сопротивление транзистора *VT1* $r^{\bullet}_{к\ диф1}$ обычно несколько меньше $r^{\bullet}_{к\ диф2}$. Если $r^{\bullet}_{к\ диф2}$ можно пренебречь, то коэффициент усиления по напряжению равен:

$$K_u = h^{\bullet}_{21э}(r^{\bullet}_{к\ диф1} \| R_н) / (R_г + R_{вх}). \qquad (4.191)$$

Из (4.191) видно, что если $R_н \to \infty$, то усиление каскада с динамической нагрузкой по сравнению с каскадом с ОЭ тем выше, чем больше $r^{\bullet}_{к\ диф1}$ по сравнению с $R_н$.

Таким образом, включение транзистора *VT2*, работающего в режиме генератора заданного тока, эквивалентно увеличению сопротивления коллекторной нагрузки каскада до значения $r^{\bullet}_{к\ диф2}$.

При необходимости расширить полосу пропускания в область высоких частот и иметь при этом большой коэффициент усиления используют каскодные усилительные каскады (рис. 4.34, *а*). В них транзистор *VT1* включен по схеме с ОЭ, а транзистор *VT2* — по схеме с ОБ. Такое включение обеспечивает уменьшение емкости выходной цепи до $C_к$ и увеличение выходного сопротивления транзистора *VT2* до $r_{к\ диф}$, что характерно для схемы с ОБ. Ток коллекторов транзисторов *VT2* и *VT1* ориентировочно в $h_{21э}$ раз больше входного тока, как и в усилительных каскадах с ОЭ. При одинаковых значениях сопротивления $R_к$ у каскодного усилительного каскада и каскада с ОЭ ширина полосы пропускания

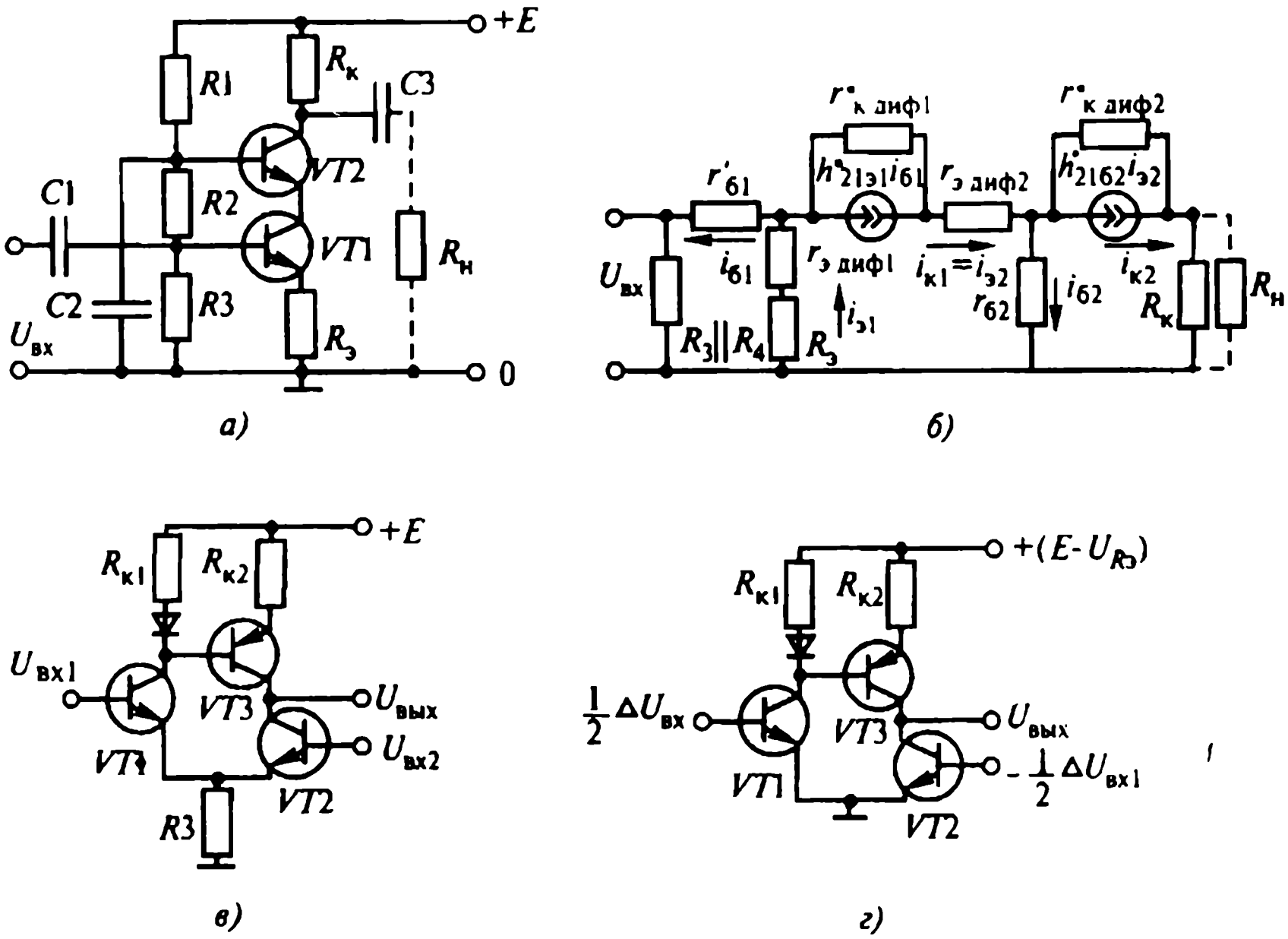


Рис. 4.34. Схема каскодного каскада на транзисторах, включенных с ОЭ и ОБ, (*а*) и его эквивалентная схема для переменного тока (*б*); схема дифференциального каскада с динамической нагрузкой (*в*) и его упрощенная схема после эквивалентных преобразований (*г*)

у первого будет значительно больше, так как постоянная времени его выходной цепи $\tau = R_к C_к$ в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз меньше соответствующей постоянной времени у каскада с ОЭ.

В отличие от рассмотренной схемы рис. 4.33, *а* при каскодном включении задается потенциал базы транзистора *VT2*, а не ее ток. Для этого в цепь базы включен конденсатор C_2, имеющий сравнительно большую емкость.

Статический режим каскада рассчитывается аналогично рассмотренному в § 4.3.

Эквивалентная схема каскада для области средних частот приведена на рис. 4.34, *б*. Если пренебречь сопротивлениями $r^{\bullet}_{к\ диф1}$ и $r_{к\ диф2}$, ввиду того что они существенно больше входного сопротивления транзистора *VT2* и сопротивления нагрузки $R_к || R_н$, то ток коллектора транзистора *VT1* равен току эмиттера транзистора *VT2*, а именно: $i_{к1} = i_{э1}$. Тогда для входного и выходного напряжений можно записать уравнения (для простоты пренебрегая сопротивлением делителя $R_3 || R_2$):

$$u_{вх} = i_{Б1}[r'_б + (1 + h^{\bullet}_{21э1})(r_{э\ диф1} + R_э)] = i_{б1} R_{вх}; \quad (4.192)$$

$$u_{вых} = h^{\bullet}_{2162} i_{э2}(R_к \| R_н) = h^{\bullet}_{2162} h^{\bullet}_{21э1} i_{б1}(R_к \| R_н). \quad (4.193)$$

Отсюда коэффициент усиления каскада, подключенного к источнику напряжения с нулевым внутренним сопротивлением,

$$K_u = -[h^{\bullet}_{2162} h^{\bullet}_{21э1}(R_к \| R_н)] / R_{вх}. \quad (4.194)$$

Если источник входного напряжения имеет внутреннее сопротивление, отличное от нуля ($R_г \neq 0$), то коэффициент усиления

$$K_u = -[h^{\bullet}_{2162} h^{\bullet}_{21э1}(R_к \| R_н)] / (R_г + R_{вх}). \quad (4.195)$$

Так как $h^{\bullet}_{2162} \to 1$, то значение коэффициента усиления каскодного каскада близко к значению коэффициента усиления обычного каскада с ОЭ. Входное сопротивление остается равным сопротивлению каскада с ОЭ.

Таким образом, в каскодном каскаде реализуются преимущества каскадов с ОЭ и ОБ — большой коэффициент усиления и высокое выходное сопротивление, определяемые $r_{к\ диф}$ и $C_к$, а не $r^{\bullet}_{к\ диф}$ и $C^{\bullet}_к$, как в каскаде с ОЭ.

Если конденсатор C_2 (рис. 4.34, *а*) отключить от общей шины и соединить с источником напряжения $U_{вх2}$, ток в цепи будет зависеть как от напряжения $U_{вх1}$, так и от $U_{вх2}$. Если статический режим работы транзисторов выбран так, что они работают на нелинейных участках характеристик, то при одновременном изменении $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ каскад будет осуществлять перемножение этих сигналов. В спектре выходного напряжения будут присутствовать составляющие, имеющие частоты $(\omega_1 + \omega_2)$ и $(\omega_1 - \omega_2)$, амплитуды которых зависят от значений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$, а также комбинационные гармоники. Это свойство позволяет выполнять на основе каскодной схемы перемножители (смесители) двух сигналов.

Каскодное включение позволяет: 1) получать высокое выходное сопротивление; 2) уменьшать влияние емкостей коллекторного перехода и при использовании тех же транзисторов выполнять усилительные каскады с лучшими частотными характеристиками; 3) создавать устройства, управляемые одновременно несколькими сигналами, которые могут выполнять функции перемножителей сигналов, в том числе и достаточно высокочастотных; 4) реализовывать преимущества различных схем включения транзисторов (схем с ОЭ и ОБ).

Рассмотренные подходы к построению усилительных каскадов широко применяются на практике. Так, например, в дифференциальном каскаде (рис. 4.34, *в*) транзистор *VT3* является динамической нагрузкой для транзистора *VT2*, что существенно повышает значение его нагрузочного сопротивления по переменному току. Кроме того, транзистор *VT3* управляется по базовой цепи выходным напряжением транзистора *VT1*, сдвинутым по фазе на 180° относительно фазы коллекторного напряжения транзистора *VT2*. Это дополнительно увеличивает коэффициент усиления дифференциального каскада.

В схемотехнике современных интегральных схем широко используется введение дополнительных транзисторов, выполняющих роль динамических нагрузок, и реже каскодное включение.

§ 4.10. УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА И УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ИХ ОСНОВЕ

Усилительные каскады с управляемыми источниками тока применяются в интегральной схемотехнике.

Управляемые источники тока представляют собой либо цепи, питающие нагрузку определенным током, либо цепи, отбирающие этот ток от нагрузки. Из-за технологических особенностей вторая группа цепей получила большее распространение.

Упрощенная схема управляемого источника тока показана на рис. 4.35, *а*. В ней транзистор *VT1* охвачен 100%-ной обратной связью, так как его выход (вывод коллектора) соединен с входом (выводом базы). Этот транзистор включен диодом. Ток, протекающий в цепи базы, приблизительно в $h_{21э}$ раз меньше тока в цепи коллектора:

$$I_{К1} \approx h_{21э1} I_{Б1}. \qquad (4.196)$$

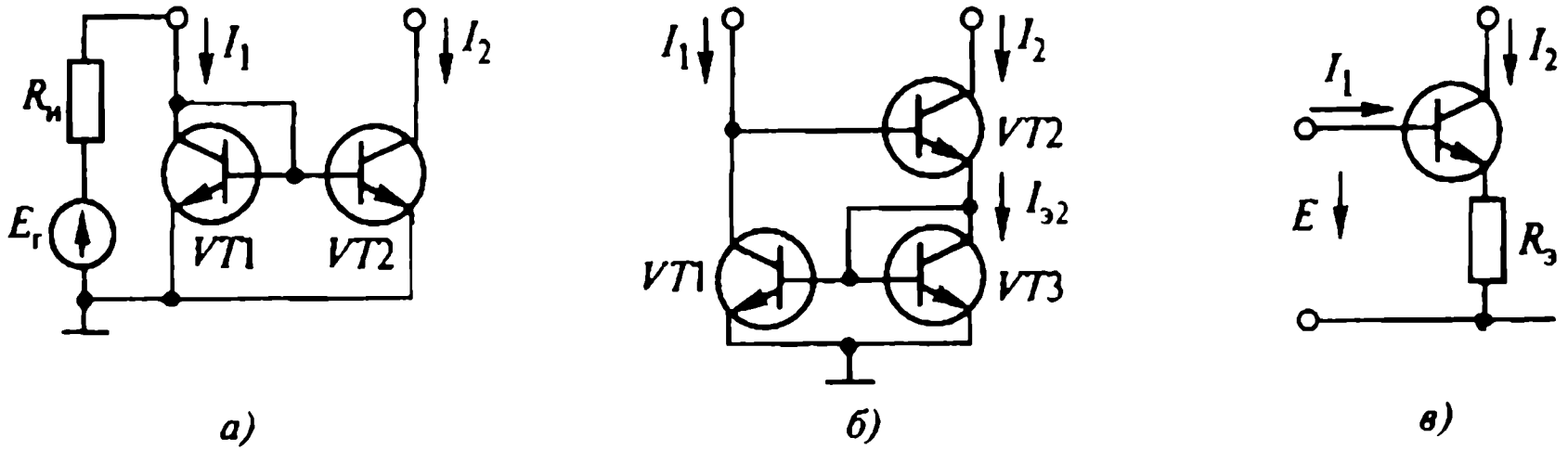


Рис. 4.35. Схемы управляемых источников тока (*а*—*в*)

Если транзистор *VT2*, эмиттерный переход которого подключен параллельно эмиттерному переходу транзистора *VT1*, имеет полностью идентичные характеристики с транзистором *VT1*, то в цепи его базы протекает ток $I_{Б2}$, равный току $I_{Б1}$. Соответственно равны и коллекторные токи: $I_{К1} = I_{К2} = I_2$. Общий входной ток каскада складывается из коллекторного и базового токов транзистора *VT1*, а также базового тока транзистора *VT2*:

$$I_1 = I_{К1} + 2I_Б = I_{К1} + 2I_{К1} / h_{21э}. \qquad (4.197)$$

Тогда отношение входного и выходного токов можно записать как

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{К1}}{I_{К1} + (2I_{К1} / h_{21э})} = \frac{h_{21э}}{h_{21э} + 2}. \qquad (4.198)$$

Таким образом, при использовании идентичных транзисторов с большим коэффициентом передачи базового тока $h_{21э}$ выходной ток практически равен входному и направлен в противоположную сторону. Поэтому подобные управляемые источники тока иногда называют *отражателями тока* или *токовыми зеркалами*. Для получения источника постоянного тока его необходимо подключить к источнику ЭДС $E_т$ через сопротивление $R_н$:

$$R_н >> h_{11э1} \| h_{11э2}, \qquad (4.199)$$

причем $E_т$ должно быть значительно больше напряжения $U_{БЭ}$, чтобы изменения последнего не меняли ток I_1. Выходное сопротивление подобных источников тока определяется значением сопротивления коллекторного перехода $r^{\bullet}_{к\ диф}$.

Используя более сложные схемы (например, рис. 4.35, *б*), можно получить несколько меньшую зависимость от параметров транзисторов отношения входного и выходного токов и соответственно лучшие характеристики. Для приведенного на схеме источника тока справедливы уравнения, которые получены исходя из предположения об идентичности характеристик транзисторов:

$$I_1 = I_{К1} + I_{Б2};$$

$$I_2 \approx h_{21э} I_{Б2};$$

$$I_{Э2} = (h_{21э} + 1) I_{Б2}; \qquad (4.200)$$

$$I_{Э2} \approx I_{К3} + 2I_{Б3};$$

$$I_{К3} = I_{К1} = h_{21э} I_{Б3}.$$

Отсюда

$$I_{К1} = I_{Б2} h_{21э}(h_{21э} + 1)/(h_{21э} + 2)$$

и, пренебрегая малыми значениями, найдем

$$I_2 / I_1 = (h_{21э} + 2)/(h_{21э} + 1). \qquad (4.201)$$

Из выражения (4.201) видно, что отношение токов меньше зависит от параметра транзисторов, чем в случае, показанном на рис. 4.35, *а*.

Часто в качестве источника тока используют цепь, представленную на рис. 4.35, *в*. В ней ток I_2 зависит от напряжения E источника и резистора $R_э$ в эмиттерной цепи. Если $E >> U_{БЭ}$, можно считать, что $E \approx U_{R_э}$, где $U_{R_э} \approx I_2 R_э$.

Тогда для тока цепи имеем

$$I_2 \approx E / R_э. \qquad (4.202)$$

Во всех приведенных на рис. 4.35 схемах выходное сопротивление определяется дифференциальным сопротивлением смещенного в обратном направлении коллекторного перехода $r_{к\ диф}$ и равно сотням килоом — нескольким мегаомам.

Управляемые источники тока позволяют эффективно выполнять усилительные каскады разного назначения. Так, на рис. 4.36, *а* приведена схема дифференциального каскада с токовым выходом, высоким выходным сопротивлением и с большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала. В ней транзистор *VT5* вместе с диодом *VD* выполняет функции управляемого источника тока. Транзисторы *VT1 — VT4* образуют дифференциальный каскодный каскад, в котором транзисторы *VT1*, *VT2* включены по схеме с ОК, а транзисторы *VT3*, *VT4* — по схеме с ОБ. Транзисторы *VT7*, *VT8* являются высокоомной динамической нагрузкой дифференциального каскодного усилителя. Напряжение смещения их задается эмиттерным повторителем на транзисторе *VT6*. Для нормальной работы каскада соответствующие пары транзисторов подбираются идентичными по параметрам.

В схеме имеется источник постоянного тока I_0, с помощью которого задаются требуемые значения токов I_5 и I_4:

$$I_0 = I_5 + I_4. \qquad (4.203)$$

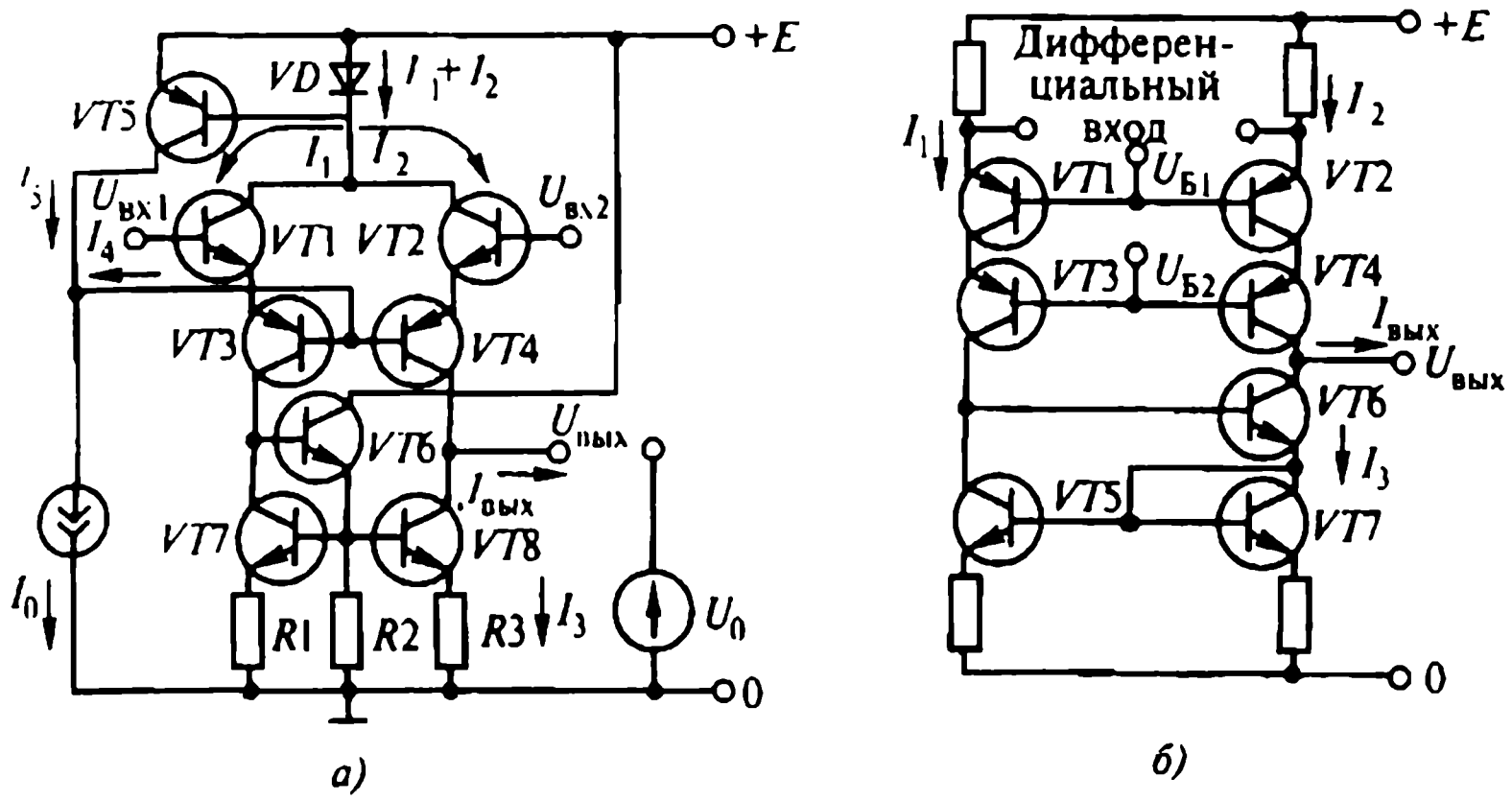


Рис. 4.36. Схемы усилительных каскадов с токовым выходом, управляемых от источника напряжения (*а*) и источника тока (*б*)

Ток I_5 связан с токами I_1 и I_2 соотношением

$$I_5 = [h_{21э} / (h_{21э} + 2)](I_1 + I_2). \qquad (4.204)$$

Током I_4 определяются токи транзисторов *VT3*, *VT4*, сумма которых в первом приближении равна $(I_1 + I_2)$. Тогда

$$I_4 \approx (I_1 + I_2) / h_{21э}. \qquad (4.205)$$

Для упрощения выражений примем, что $h_{21э}$ для всех транзисторов равны и достаточно велики, так что $I_э \approx I_к$. Подставив в выражение (4.203) значения соответствующих токов и учтя принятые допущения, получим

$$I_0 = \left[\frac{h_{21э}}{h_{21э} + 2}\right](I_1 + I_2) + \frac{I_1 + I_2}{h_{21э}} \approx I_1 + I_2. \qquad (4.206)$$

Следовательно, ток, потребляемый каскадом, не зависит от параметров его транзисторов и входных напряжений, а определяется источником тока I_0. Изменяя I_0, можно менять токи, протекающие через каскад, и соответственно его основные характеристики.

Если входные напряжения $U_{вх1} = U_{вх2}$, то $I_1 = I_2 = I_3$, выходной ток $I_{вых} \to 0$.

Пусть теперь одно из входных напряжений, например $U_{вх2}$, увеличится на ΔU, причем $\Delta U = U'_{вх2} - U_{вх1}$. Это приведет к увели-

чению тока I_2, протекающего через транзисторы *VT2*, *VT4*. Ток базы транзистора *VT4* также увеличится. Ток базы транзистора *VT3* и ток I_1 уменьшатся, так как эти цепи питаются от источника тока и увеличение одной составляющей приводит к соответствующему уменьшению другой. Уменьшение тока I_1 приведет к снижению напряжения на коллекторе транзистора *VT7* и напряжения на базах транзисторов *VT7*, *VT8*. В итоге ток I_3, протекающий через транзистор *VT8*, уменьшится.

Таким образом, в результате воздействия дифференциального напряжения ΔU ток транзисторов *VT2*, *VT4* увеличится на ΔI_2, а ток транзистора *VT8* уменьшится на ΔI_3. Выходной ток каскада примет значение

$$I_{вых} \approx \Delta I_2 + \Delta I_3. \qquad (4.207)$$

Итак, дифференциальное напряжение, приложенное к входным зажимам каскада, вызывает на выходе появление тока, прямо пропорционального этому напряжению.

При отсутствии дифференциального входного сигнала выходное напряжение не равно нулю: $\Delta U = 0$; $U_{вых} = U_0$.

Одновременное изменение напряжения на обоих входах (синфазный входной сигнал) практически не меняет выходное напряжение и ток. Это обусловлено стабилизирующими свойствами источника тока на транзисторе *VT5* и диоде *VD*.

Действительно, если одновременно увеличить входные напряжения $U_{вх1} + \Delta U_{вх1} = U_{вх2} + \Delta U_{вх2}$, то токи I_1 и I_2 должны увеличиться. Это приведет к увеличению тока I_4 и уменьшению тока I_5. Так как ток I_5 определяет токи I_1, I_2, то его уменьшение вызывает соответствующее уменьшение $(I_1 + I_2)$. Такая взаимная компенсация изменений тока $(I_1 + I_2)$ приводит к малой зависимости его от источника синфазного сигнала, практически не влияя на его характеристики для дифференциального сигнала.

Кроме того, обратная связь, осуществляемая через этот управляемый источник тока, улучшает стабильность выходного напряжения при нулевом дифференциальном сигнале. Это важно для построения многокаскадных усилителей.

Вариант усилительного каскада с источником тока показан также на рис. 4.36, *б*. В нем управляемый источник тока собран на транзисторах *VT5*, *VT6*, *VT7*. Транзисторы *VT1* и *VT4*, образующие плечи дифференциального каскада, включены по схеме с ОБ. Входное сопротивление каскада низкое. Он управляется разностью входных токов.

Дифференциальный входной сигнал в таком каскаде преобразуется в несимметричный выходной. При равных входных токах в плечах каскада протекают равные токи: $I_1 = I_2 = I_3$, $I_{вых} = 0$.

Если эмиттерные токи транзисторов *VT1* и *VT2* получат одинаковые по модулю, но противоположные по направлению приращения

$$I_1' = I_1 + \Delta I; \quad I_2' = I_2 - \Delta I, \tag{4.208}$$

то ток транзистора *VT5*, входящего в управляемый источник тока, также увеличится на ΔI:

$$I_3' = I_3 + \Delta I. \tag{4.209}$$

В итоге $I_{вых} = I_3' - I_2'$ изменится на $\Delta I_{вых} = 2\Delta I$.

Выходное напряжение у этого каскада, так же как и у предыдущего, сдвинуто по уровню относительно входного. Значение сдвига зависит от режима работы транзисторов. Значит, подобные каскады позволяют не только усиливать сигнал, но и выполнять операцию изменения уровня постоянной составляющей напряжения.

Высокое выходное сопротивление каскадов этого типа позволяет предельно просто корректировать их частотную характеристику. Для этого к входному зажиму подключают конденсатор малой емкости, значение которой определяет частоту среза. Подобные усилительные каскады обеспечивают получение частотной характеристики, близкой к оптимальной с точки зрения обеспечения устойчивости, при введении цепей отрицательной ОС.

Для проведения полного анализа необходимо составить эквивалентную схему каскада и провести ее исследование, пользуясь общими правилами теории электрических цепей.

С использованием управляемых источников тока выполняют и усилительные каскады специального назначения, например обеспечивающие согласование (смещение) уровней напряжения (рис. 4.37, *а*). В ней использованы транзисторы с электропроводностью одного типа. Транзистор *VT1*, на базу которого подан входной сигнал $U_{вх}$, выполняет роль эмиттерного повторителя. Транзистор *VT2* включен генератором тока. Потенциал его базы, определяющий ток $I_{К2}$ и значение смещения уровня, задан от специальной цепи, дающей напряжение $U_{см}$:

$$U_{см} = U_{БЭ2} + I_{К2}R_2. \tag{4.210}$$

Если считать, что входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе *VT3* достаточно велико, то тогда токи по-

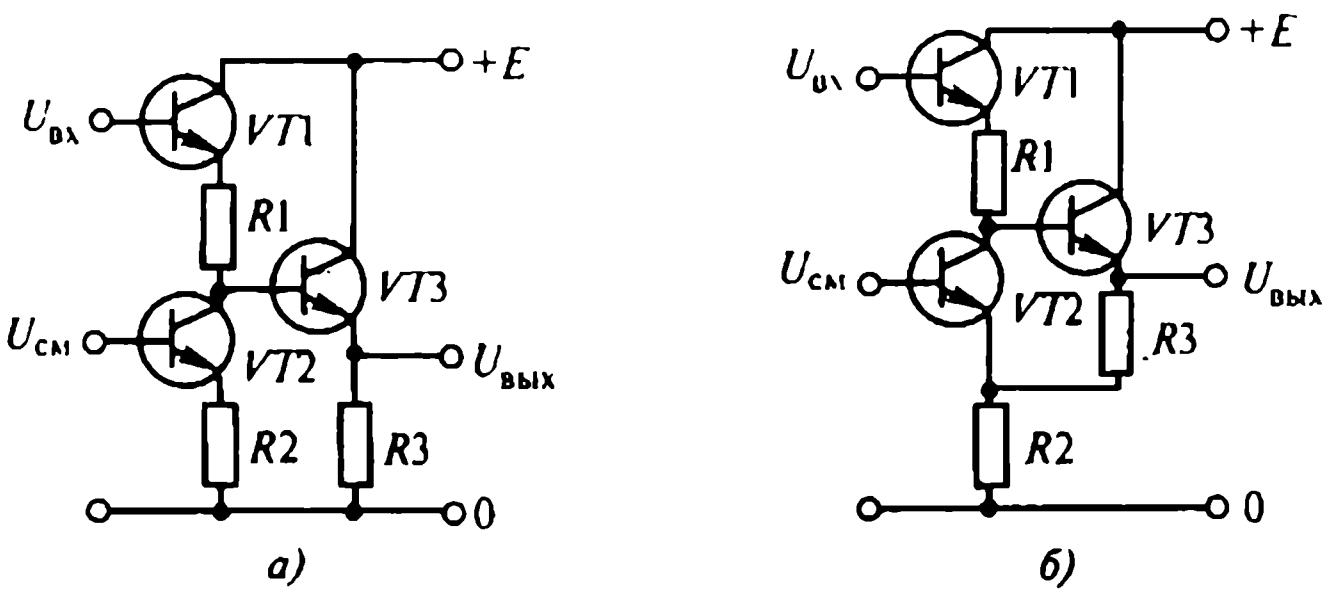


Рис. 4.37. Схемы «смещения уровня» напряжения:
а — с единичным коэффициентом передачи; *б* — с коэффициентом передачи, большим единицы

следовательно включенных транзисторов *VT1* и *VT2* в первом приближении равны: $I_{К1} = I_{К2}$. Постоянный ток $I_{К2}$ создает на резисторе R_1 падение напряжения

$$U_{R_1} \approx I_{К2} R_1 . \qquad (4.211)$$

Следовательно, потенциал базы транзистора *VT3* отличается от потенциала базы транзистора *VT1* на значение $U_{БЭ1} + U_{R_1}$. Выходное напряжение $U_{вых}$ меньше входного на значение U:

$$U = U_{БЭ1} + U_{R_1} + U_{БЭ3} . \qquad (4.212)$$

При изменении $U_{вх}$ выходное напряжение повторяет его, но оно смещено по уровню на постоянное значение U, которое практически не зависит от величины входного сигнала. Последнее обусловлено небольшим изменением напряжений база — эмиттер $\Delta U_{БЭ1}$ и $\Delta U_{БЭ2}$ у эмиттерных повторителей, которые во много раз меньше U_{R_1} ($\Delta U_{БЭ1} << U_{R_1}$, $\Delta U_{БЭ3} << U_{R_1}$). Изменяя напряжение $U_{см}$, можно менять уровень смещения напряжения.

Подобный каскад имеет высокое входное сопротивление, стабильный коэффициент передачи, низкое выходное сопротивление и постоянный уровень смещения.

Для увеличения коэффициента усиления по напряжению эмиттерный резистор R_3 подключают к эмиттеру транзистора *VT2* (рис. 4.37, *б*). Такое включение позволяет последнему кроме функции генератора тока выполнять функции усилительного каскада с ОБ. Коэффициент усиления по напряжению существенно больше единицы.

Управляемые источники тока широко применяют в интегральной схемотехнике, например при создании операционных усилителей.

§ 4.11. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ

Усилительные каскады с трансформаторной связью применяют тогда, когда требуется оптимальное согласование сопротивления нагрузки и выходного сопротивления усилительного каскада.

Такие усилительные каскады сравнительно дороги, имеют худшие частотные характеристики по сравнению с бестрансформаторными каскадами, вносят повышенные нелинейные искажения, имеют значительные массу и габаритные размеры. Однако при необходимости обеспечить гальваническую развязку частей усилителя или при получении в нагрузке максимальной мощности, а соответственно и максимального коэффициента усиления по мощности, обойтись без трансформаторной связи пока не удается. Максимальная передача мощности от источника сигнала в нагрузку имеет место при равенстве их сопротивлений. Поэтому, если $R_г$ и $R_н$ различны по значению, их согласуют с помощью трансформатора, для которого в идеальном случае справедливы соотношения

$$R'_н = R_н / n^2; \quad R'_г = R_г n^2; \quad n = W_2 / W_1, \tag{4.213}$$

где $R'_н$ и $R'_г$ — соответственно сопротивление нагрузки, пересчитанное в первичную обмотку трансформатора, и сопротивление генератора, пересчитанное во вторичную обмотку; W_2 и W_1 — числа витков вторичной и первичной обмоток трансформатора.

Так как в режиме оптимального согласования необходимо соблюдение соотношений

$$R'_н = R_г; \quad R'_г = R_н, \tag{4.214}$$

то коэффициент трансформации для оптимального согласования

$$n = \sqrt{R_н / R_г}. \tag{4.215}$$

В усилительных каскадах возможно и параллельное, и последовательное включение обмоток трансформаторов с транзисторами. При *последовательном* включении обмотку трансформатора включают в соответствующую цепь вместо нагрузочного сопротивления и через нее протекает и постоянный, и переменный токи (рис. 4.38, *а*). Постоянный ток создает постоянный магнитный поток подмагничивания. При *параллельном* включении трансформатор подключают параллельно соответствующему сопротивлению в цепи коллектора через конденсатор (рис. 4.38, *б*).

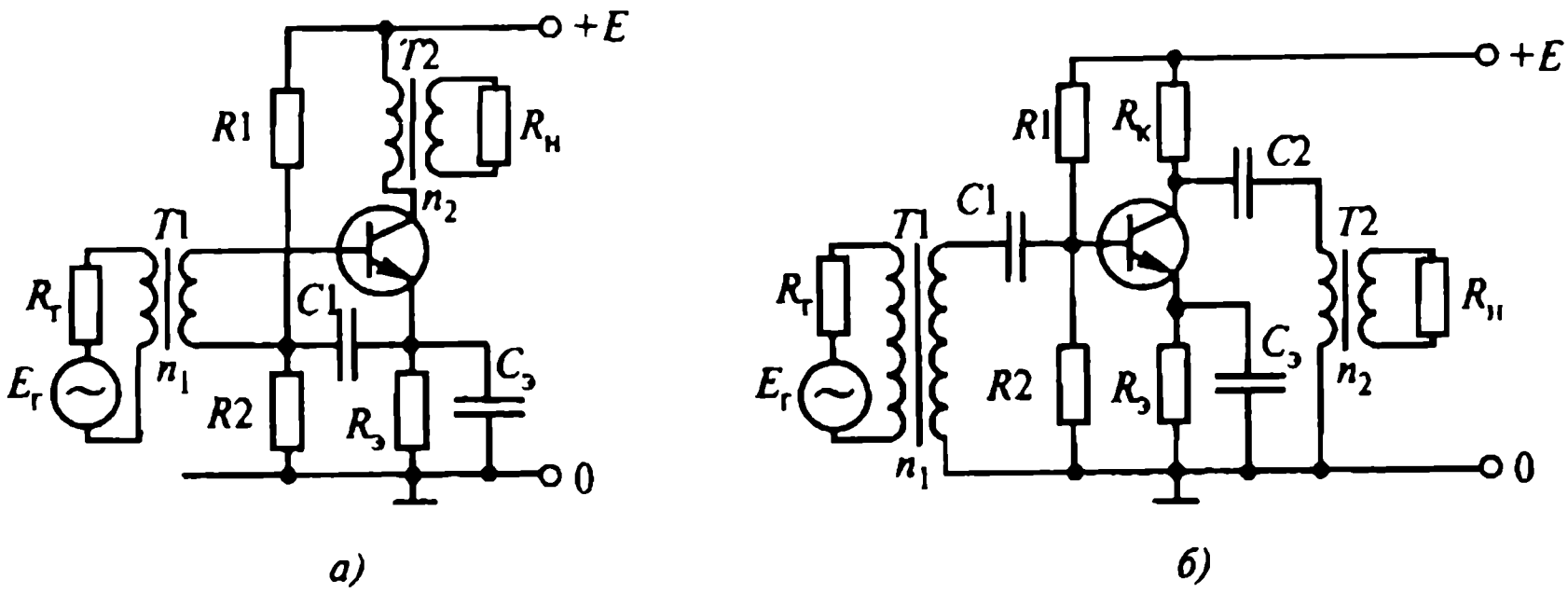


Рис. 4.38. Схемы трансформаторных каскадов:
а — с последовательным включением трансформаторов, *б* — с параллельным включением трансформаторов

В этом случае через обмотки трансформатора постоянный ток не протекает и подмагничивание магнитного сердечника отсутствует.

Особенностью транзисторных каскадов с трансформаторной связью является то, что согласующий трансформатор должен быть, как правило, понижающим. Действительно, если рассмотреть усилительный каскад с параллельным включением трансформатора, то $R_{вых} \approx R_к$, и если нагрузкой $R_н$ является входная цепь каскада с общим эмиттером, имеющая входное сопротивление,

$$R_{вх} \approx h^{\bullet}_{11э} \approx h^{\bullet}_{21э} r_{э\ диф}, \text{ то } n = \sqrt{h^{\bullet}_{21э} r_{э\ диф} / R_к}.$$

Учитывая, что значение $R_к$ составляет несколько килоом, нетрудно подсчитать, что обычно $n < 1$ (порядка 0,25...0,5).

Эквивалентную схему трансформатора представляют в виде, показанном на рис. 4.39 (см. § 1.3).

При расчете использование полной эквивалентной схемы приводит к громоздким выражениям, затрудняющим анализ, поэтому обычно рассматривают отдельные эквивалентные схемы для низких (рис. 4.39, *б*), средних (рис. 4.39, *в*) и высоких (рис. 4.39, *г*) частот. При этом появляется возможность пренебречь параметрами, которые существенно не влияют на ход процессов в рассматриваемом диапазоне частот.

Для четкого уяснения влияния трансформатора на результирующие характеристики каскада проанализируем, как изменяется коэффициент усиления схемы с ОЭ при подключении источника входного сигнала и нагрузки через трансформатор.

Для определенности рассмотрим параллельную схему включения трансформаторов (см. рис. 4.38, *б*).

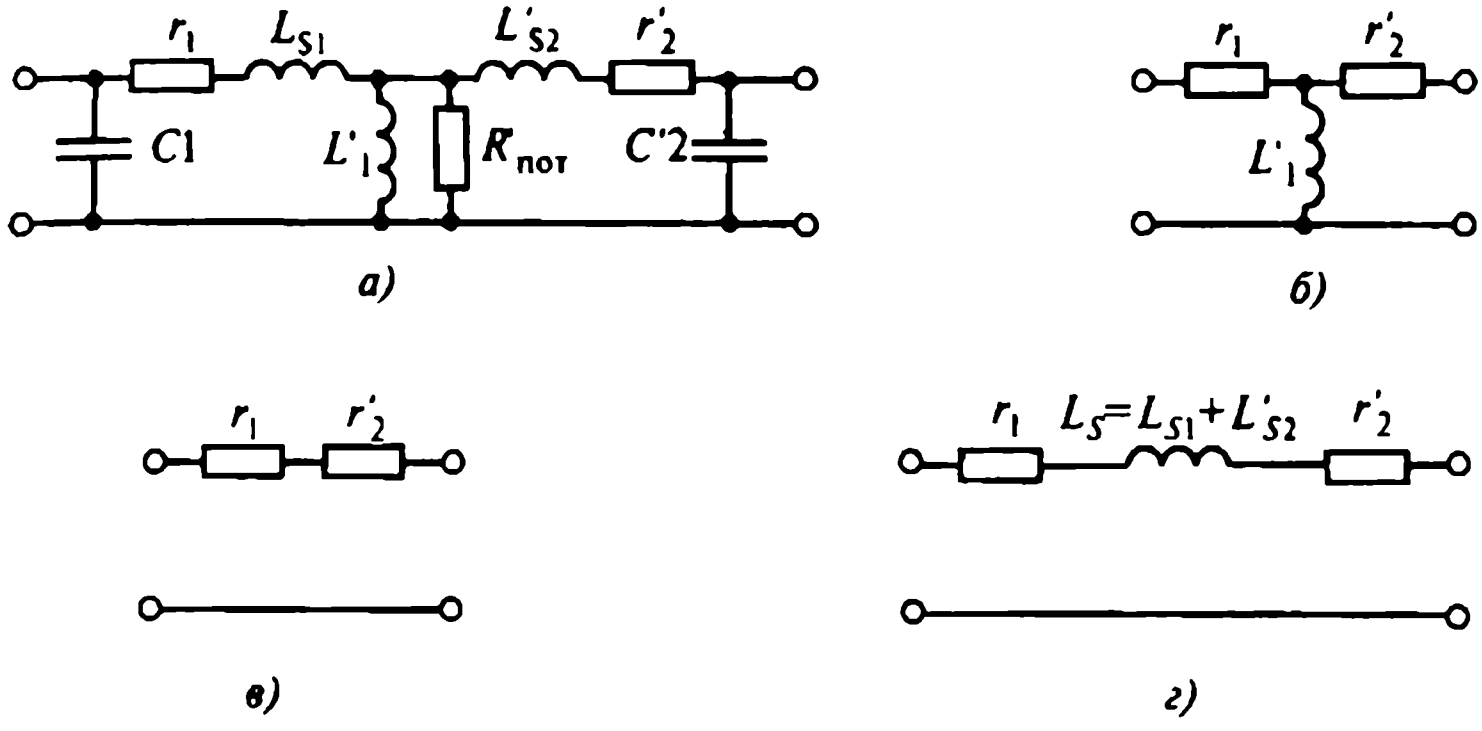


Рис. 4.39. Эквивалентные схемы трансформатора:

а — полная; *б* — упрощенная для низких частот; *в*, *г* — для средних и высоких частот; L_1 — индуктивность намагничивания; r_1 и r_2' — активные сопротивления обмоток, приведенные к первичной обмотке; L_{s1} и L_{s2}' — индуктивности рассеяния, приведенные к первичной обмотке; $R_{пот}'$ — сопротивление, характеризующее потери в магнитной системе

Для каскада с ОЭ коэффициент усиления по напряжению в диапазоне средних частот

$$K_u = \dot{h}_{21э}(R_к \| R_н) / (R_г + R_{вх}).$$

Если вместо $R_н$ и $R_г$ подставить $R_н'$ и $R_г'$ и учесть, что обычно $R_н' >> (r_1 + r_2')$, а также что входное напряжение изменяется в n_2 раз, а выходное — в n_1 раз, получим коэффициент передачи напряжения для схемы с ОЭ и трансформаторной связью в диапазоне средних частот:

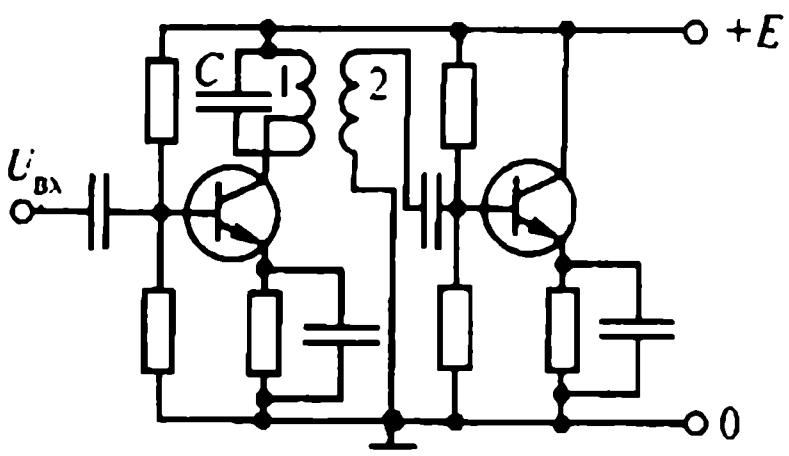
$$K_u = \frac{\dot{h}_{21э}(R_к \| R_н')}{R_г' + R_{вх}} n_1 n_2. \qquad (4.216)$$

Можно определить все интересующие параметры трансформаторного усилительного каскада подставив в уравнения, полученные для рассмотренных каскадов, значения соответствующих сопротивлений и коэффициентов, определенные с учетом эквивалентной схемы трансформатора для данного диапазона частот.

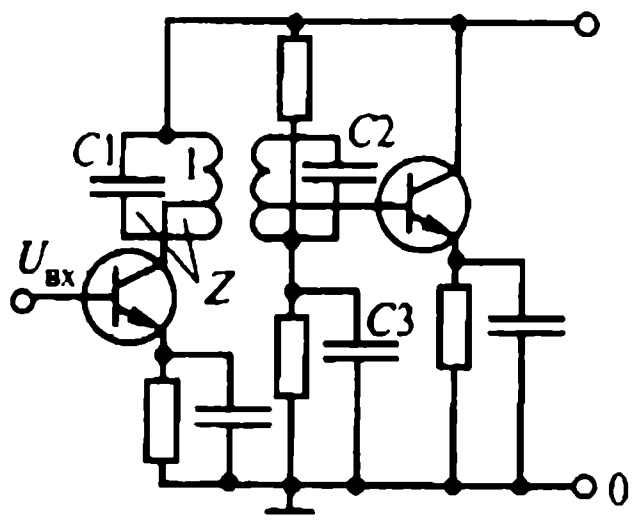
Трансформаторное согласование позволяет улучшить энергетические характеристики усилительного каскада. Например, если $R_н = R_{вх}$; $R_г = R_{вых} = 10R_{вх}$; $h_{21э} = 40$, то при бестрансформаторном подключении $K_u = 3{,}5$; $K_i = 40$, а при согласовании с помощью трансформатора $K_u \approx 20$, $K_i = 200$.

Следует отметить, что с развитием микроэлектроники применение трансформаторов для согласования каскадов практически прекратилось. Это связано с отсутствием микроминиатюрных трансформаторов. Однако при создании высокочастотных избирательных усилителей трансформаторное согласование используется достаточно широко. В этих случаях первичная *1* или вторичная *2* или обе одновременно обмотки трансформатора выполняют роль резонансных *LC*-контуров (рис. 4.40, *а*, *б*). Эквивалентное сопротивление *Z*, включенное в цепь коллектора, зависит от частоты сигнала. Соответственно изменяется коэффициент усиления каскада, который достигает максимума на резонансной частоте (рис. 4.40, *в*). Для уменьшения влияния выходного сопротивления каскада на добротность контура и сопротивление *Z* коллекторную цепь часто подключают только к части витков. Вторичная обмотка *2* обеспечивает трансформаторную связь контура с нагрузкой (рис. 4.40, *а*). Для улучшения избирательности ее иногда также ставят в режим резонансного *LC*-контура, к которому подключают сопротивление нагрузки (рис. 4.40, *б*). В отдельных случаях создают систему индуктивно связанных резонансных контуров, частоты резонансов которых различаются между собой. Это позволяет обеспечить усиление сигналов, лежащих в полосе частот, ширина которой зависит от расстройки контуров.

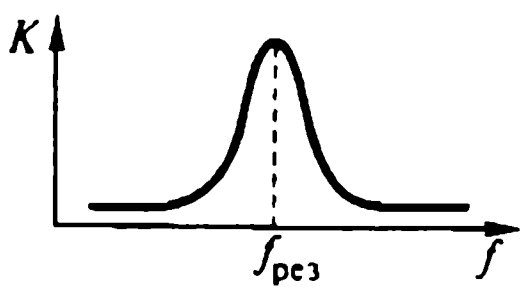
Таким образом, трансформаторную связь между каскадами применяют для гальванической развязки частей усилителя, при получении максимального усиления по мощности, оптимальном согласовании сопротивлений генератора и нагрузки.



а)



б)



в)

Рис. 4.40. Схемы избирательных усилителей (*а*, *б*), их амплитудно-частотная характеристика (*в*)

§ 4.12. МОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Под *мощным каскадом* понимают такой усилительный каскад, для которого задаются нагрузка $R_н$ и мощность $P_н$, рассеиваемая в этой нагрузке. Обычно мощность имеет значения от нескольких до десятков—сотен ватт. Поэтому мощные каскады, которые, как правило, бывают выходными, рассчитывают по заданным значениям $P_н$ и $R_н$. Чтобы оценить, какую мощность должен давать каскад предварительного усиления, приходится оценивать коэффициент усиления каскада по мощности K_p.

Общие сведения о мощных усилительных каскадах. Мощный выходной каскад является главным потребителем энергии. Он вносит основную часть нелинейных искажений и занимает объем, соизмеримый с объемом остальной части усилителя. Поэтому при выборе и проектировании выходного каскада основное внимание обращают на возможность получения наибольшего КПД, малые нелинейные искажения и габаритные размеры.

Нелинейные искажения для мощных транзисторных каскадов обусловлены зависимостью $\dot{h}_{21б}$ или $\dot{h}_{21э}$ от режима работы, нелинейностью характеристик транзисторов $I_Э(U_{БЭ})$ или $I_Б(U_{БЭ})$, а также нелинейностью характеристик намагничивания магнитной системы трансформатора, часто используемого для согласования выходного каскада с нагрузкой.

Для количественной оценки нелинейных искажений, вносимых каскадом, на его вход подают чисто синусоидальный сигнал и измеряют амплитуды гармоник на его выходе. Отношение корня квадратного из суммы квадратов амплитуд всех гармоник, кроме первой, на входе каскада к амплитуде первой гармоники характеризует нелинейные искажения, вносимые усилителями мощности. Это отношение называется коэффициентом гармоник:

$$K_г = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_{mi}^2} \,/\, I_{m1}, \quad \text{или} \quad K_г = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{mi}^2} \,/\, U_{m1}. \qquad (4.217)$$

При экспериментальной оценке чаще используют коэффициент нелинейных искажений [см. (4.20)] ввиду более простой реализации измерительного устройства. Разница между этими двумя оценками нелинейных искажений обычно несущественна. Коэффициенты гармоник и нелинейных искажений часто выражают в процентах.

У прецизионных усилителей иногда оценивают коэффициент искажений интермодуляции. При его нахождении на вход усилителя через резисторы подаются сигналы от двух генераторов сиг-

налов. Частота одного из них f_1 небольшая ($f_1 \approx 250$ Гц). Второе напряжение имеет частоту f_2 на порядок-полтора большую, чем f_1 (обычно $f_2 \approx 8$ кГц). Значения напряжений берут 0,8 и 0,2 $U_{ном}$. К выходу усилителя подключают полосовой фильтр, настроенный на частоту f_2. Составляющие U и $U_м$ выходного напряжения фильтра (рис. 4.41) измеряют с помощью приборов. Коэффициент интермодуляции $K_{инт}$ оценивают из уравнения

$$K_{инт} = \frac{U_м}{U} 100\%. \qquad (4.218)$$

Если усилитель линейный, то при воздействии любого количества сигналов происходит их суммирование и в спектре сигнала не появляются комбинационные частоты. Соответственно не происходит модуляции амплитуд гармоник выходного сигнала. При наличии нелинейности возникают комбинационные частоты и высокочастотная гармоника f_2 окажется модулированной по амплитуде, причем глубина модуляции, характеризуемая напряжением $U_м$, зависит от нелинейности усилителя.

В общем случае сигналы сложной формы могут усиливаться и модулироваться, поэтому нелинейные искажения усилителя следует оценивать суммарным коэффициентом

$$K_{г_с} = K_г + K_{инт}, \qquad (4.219)$$

который должен быть меньше допустимого значения K_0 ($K_{г_с} < K_0$). Справедливость (4.219) обусловлена тем, что в общем случае происходит суммирование нежелательных гармоник и интермодуляционных искажений, что в выражении (4.217) не учитывается, так как оно характеризует искажения одной гармоники.

Как показывают расчеты, коэффициенты гармоник, обусловленные только нелинейностью входной цепи мощного усилительного каскада на биполярных транзисторах, могут достигать 3...8%,

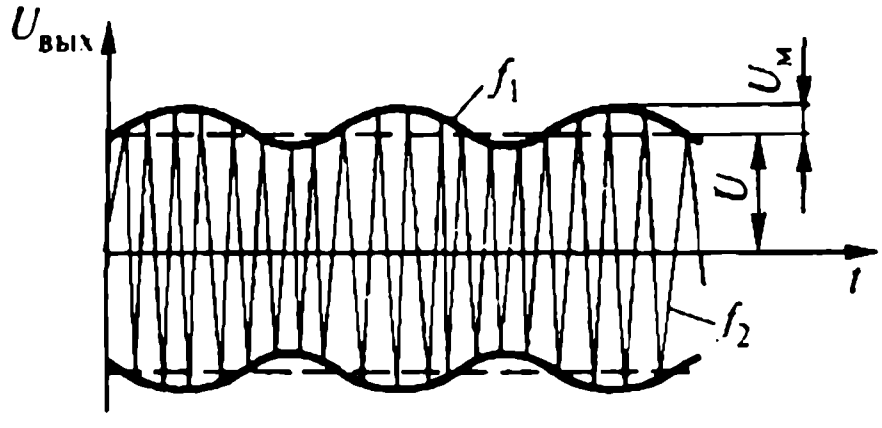


Рис. 4.41. Напряжение на выходе фильтра, у которого $f_{ср} = f_1$

а интермодуляционные искажения в 1,6 раза больше гармонических. Общие же искажения достигают 15...20%. Их уменьшение осуществляют за счет введения достаточно глубокой отрицательной ОС, охватывающей мощный усилительный каскад. Ориентировочно можно считать, что коэффициенты гармоник и интермодуляционных искажений уменьшаются пропорционально глубине ОС:

$$K_{г\infty} = K_{гс} / (1 + K\beta), \qquad (4.220)$$

где K — коэффициент усиления каскада с ОС; β — коэффициент ОС.

Выходные каскады выполняют однотактными и двухтактными. Активные приборы в усилителях мощности могут работать в режимах *A*, *B* или *AB*. Для создания мощных выходных каскадов используют схемы с ОЭ, ОБ и ОК.

В однотактных выходных каскадах активные приборы работают в режиме *A*. При их создании используют три схемы включения транзисторов. Для согласования нагрузки с выходным каскадом иногда применяют трансформаторы, которые обеспечивают получение максимального коэффициента усиления по мощности, но существенно ухудшают его частотные характеристики.

Каскад с ОБ, трансформаторным входом и трансформаторным выходом. Рассмотрим схему, представленную на рис. 4.42, *а*. Точка 0, определяющая ток покоя транзистора (рис. 4.42, *б*), находится на линии статической нагрузки. Она построена по правилам, рассмотренным в § 4.3. Из точки на оси абсцисс с координатами E, 0 проведена прямая под углом, тангенс которого равен $(1/r_1)$, где r_1 — активное сопротивление первичной обмотки трансформатора. Так как последнее достаточно мало, то линия нагрузки по постоянному току проходит почти вертикально. Ток покоя $I_{Э0}$ задается напряжением $E_э$ и резистором $R_э$.

Для построения линии динамической нагрузки (нагрузки по переменному току) сопротивление $R_н$ приведено к первичной обмотке ($R'_н$). Через точку 0 проведена линия динамической нагрузки под углом, тангенс которого $1/R'_н$.

При подаче на вход синусоидального сигнала ток коллектора будет изменяться практически по синусоидальному закону с амплитудой $I_{кm}$. Это является следствием перемещения рабочей точки по нагрузочной прямой в диапазоне от *c* до *b* в соответствии с мгновенным значением входного тока $i_э$.

Следует отметить, что напряжение $U_{кс}$, соответствующее точке *c* нагрузочной линии, существенно превышает E. Это возможно только при наличии трансформатора и объясняется тем, что энер-

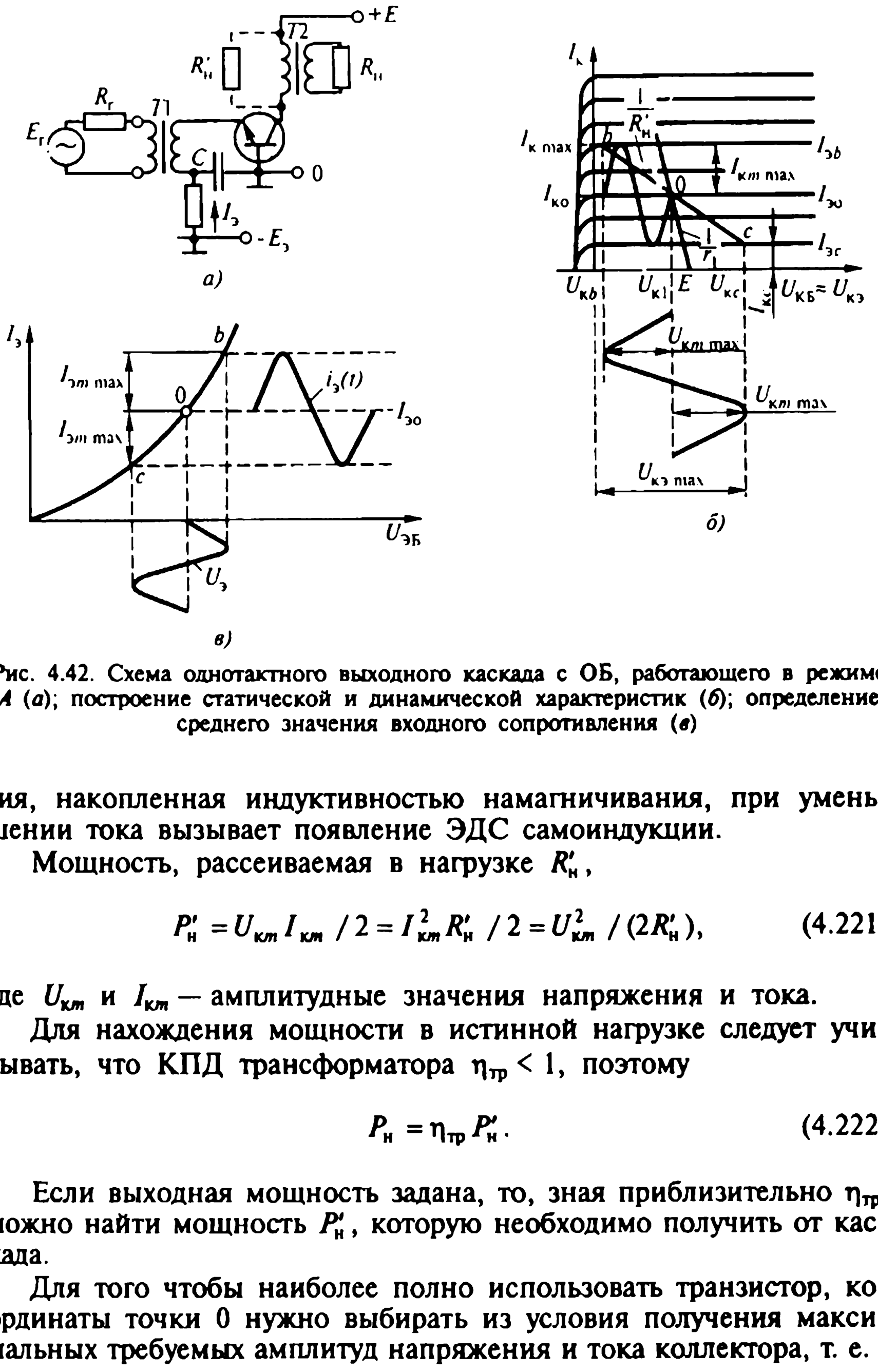


Рис. 4.42. Схема однотактного выходного каскада с ОБ, работающего в режиме *A* (*а*); построение статической и динамической характеристик (*б*); определение среднего значения входного сопротивления (*в*)

гия, накопленная индуктивностью намагничивания, при уменьшении тока вызывает появление ЭДС самоиндукции.

Мощность, рассеиваемая в нагрузке $R'_н$,

$$P'_н = U_{кm} I_{кm} / 2 = I^2_{кm} R'_н / 2 = U^2_{кm} / (2R'_н), \qquad (4.221)$$

где $U_{кm}$ и $I_{кm}$ — амплитудные значения напряжения и тока.

Для нахождения мощности в истинной нагрузке следует учитывать, что КПД трансформатора $\eta_{тр} < 1$, поэтому

$$P_н = \eta_{тр} P'_н. \qquad (4.222)$$

Если выходная мощность задана, то, зная приблизительно $\eta_{тр}$, можно найти мощность $P'_н$, которую необходимо получить от каскада.

Для того чтобы наиболее полно использовать транзистор, координаты точки 0 нужно выбирать из условия получения максимальных требуемых амплитуд напряжения и тока коллектора, т. е.

$$U_{K0} \approx U_{кт\,max}; \quad I_{K0} \approx I_{кт\,max}. \tag{4.223}$$

На максимальные значения амплитуд токов и напряжений накладываются очевидные ограничения:

$$U_{кт\,max} < U_{КЭ\,max} / 2; \qquad I_{кт\,max} < I_{K\,max} / 2, \tag{4.224}$$

где $U_{КЭ\,max}$ и $I_{K\,max}$ — соответственно максимально допустимое напряжение и ток для данного транзистора.

Зная $U_{кт\,max}$ и $I_{кт\,max}$, можно связать их с $R'_н$, т. е.

$$R'_н = U_{кт\,max} / I_{кт\,max}, \tag{4.225}$$

и найти коэффициент трансформации

$$n_2 = \sqrt{R_н / R'_н} = \sqrt{I_{кт\,max} R_н / U_{кт\,max}}. \tag{4.226}$$

Усилительный каскад, работающий в режиме *A*, в первом приближении можно считать линейным. Поэтому мощность, отдаваемая источником питания, не зависит от входного сигнала:

$$P_0 \approx E_к I_{K0}. \tag{4.227}$$

Из (4.225) видно, что максимальный КПД имеет место при $I_{кт\,max} \approx I_{K0}$ и $U_{кт\,max} \approx E_к$.

При этом он будет близок к своему максимально допустимому значению 0,5 (практически не выше 0,45). Если учесть потери в трансформаторе и цепях смещения ($E_э$, $R_э$), то реально достижимый КПД находится в пределах 0,30...0,35.

С учетом неравенств (4.224) определим максимальную мощность, которую может отдать транзистор:

$$P'_{н\,max} < U_{КЭ\,max} I_{K\,max} / 8. \tag{4.228}$$

Не следует забывать, что максимальная мощность ограничена не только допустимыми напряжением и током, но и допустимой мощностью рассеивания на коллекторе $P_{к\,max}$. В усилительном каскаде мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора,

$$P_к = P_0 - P'_н; \tag{4.229}$$

и КПД коллекторной цепи

$$\eta_к = P'_н / P_0 = U_{кm} I_{кm} / (2 E_к I_{к0}). \quad (4.230)$$

Подставляя в (4.229) P_0, найденное из (4.230), получим

$$P_к = (1 - \eta_к) P'_н / \eta_к. \quad (4.231)$$

Отсюда можно записать приближенное неравенство, позволяющее выбрать транзистор по значению допустимой мощности рассеяния в коллекторной цепи:

$$P'_{н\,max} < \eta_к P_{к\,max} / (1 - \eta_к). \quad (4.232)$$

Так как КПД коллекторной цепи $\eta_к > 0{,}5$, для оценки допустимой мощности рассеяния в коллекторной цепи можно использовать другое приближенное неравенство

$$P'_{н\,max} < \eta_к P_{к\,max}. \quad (4.233)$$

Входную мощность, которую должен отдавать каскад предварительного усиления, обычно определяют приближенно. Это обусловлено нелинейностью характеристики $I_э(U_{БЭ})$ (рис. 4.42, *в*). Поэтому берем усредненное значение входного сопротивления, которое для схемы с ОБ при больших токах

$$R_{вх\,ср} \approx h^{•}_{11б\,ср} \approx r'_б / (1 + h^{•}_{21э}). \quad (4.234)$$

Тогда необходимая мощность на входе каскада

$$P_{вх} \approx I^2_{эm} R_{вх\,ср} / 2. \quad (4.235)$$

Коэффициент усиления по мощности каскада найдем как отношение $P'_н$ к $P_{вх}$:

$$K_P = P'_н / P_{вх} = I^2_{кm} R'_н / (I^2_{эm} P_{вх\,ср}). \quad (4.236)$$

Учитывая, что $I_{кm} \approx I_{эm}$, получим

$$K_P = R'_н / R_{вх\,ср} = R'_н (1 + h^{•}_{21э}) / r'_б. \quad (4.237)$$

Из последнего выражения видно, что для повышения коэффициента усиления по мощности сопротивление $R'_н$ желательно брать большим, поэтому заданную мощность $P'_н$ целесообразно

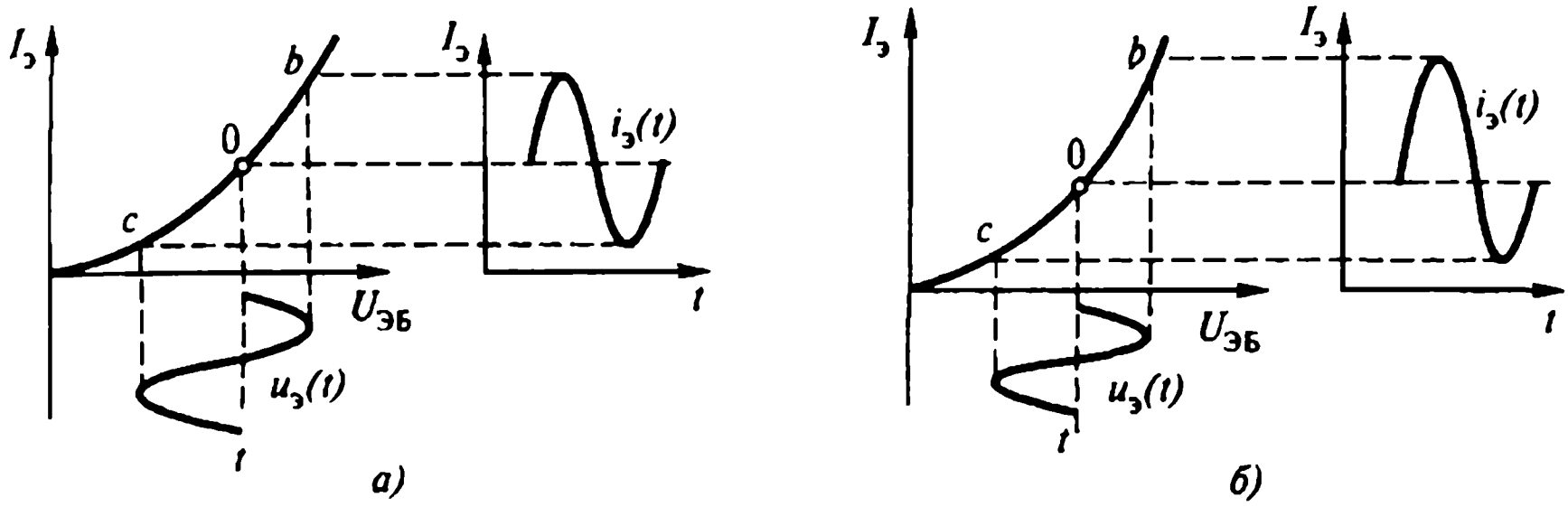


Рис. 4.43. Выходные характеристики, поясняющие причины появления нелинейных искажений:

а **— питание входной цепи от источника тока;** ***б*** **— питание входной цепи от источника напряжения**

обеспечивать за счет повышения амплитуды выходного напряжения, а не тока.

Нелинейные искажения возникают в выходной (коллекторной) и во входной цепях. Они обусловлены зависимостью $h_{21б}^{\bullet}$ от тока и нелинейностью входной характеристики.

Если задать синусоидальный входной ток $i_э(t)$, то кривая $u_э(t)$ будет сильно искажена (рис. 4.43, *а*), но это почти не отражается на выходном напряжении, так как оно определяется током эмиттера.

Если задать синусоидальное напряжение $u_э(t)$ (питание от источника ЭДС), то ток $i_э(t)$ будет несинусоидальным и, как следствие, наблюдаются сильные нелинейные искажения выходного сигнала (рис. 4.43, *б*). Таким образом, для уменьшения нелинейных искажений, вызванных входной цепью, необходимо увеличивать сопротивление источника $R_г'$, тем самым функционально приближая источник сигнала к генератору тока. Однако при этом увеличиваются потери мощности на этом сопротивлении и поэтому $R_г'$ выбирают обычно меньше $R_{вх\,ср}$.

Для уменьшения нелинейных искажений часто идут на снижение КПД и выбирают большое значение тока покоя $I_{Э0}$. Он у мощных транзисторов может достигать десятков—сотен миллиампер.

Коэффициент трансформации входного трансформатора *Т1* определяют из уравнения

$$n_1 = \sqrt{R_г' \,/\, R_г}\,, \tag{4.238}$$

в котором $R_г'$ иногда задают из условия согласования:

$$R_г' \approx R_{вх\,ср}\,. \tag{4.239}$$

Для мощных выходных каскадов с ОЭ (рис. 4.44, *а*) в основном справедливо все сказанное выше. Однако имеются и некоторые отличия. Входная мощность этих каскадов значительно меньше (приблизительно в $h_{21э}^{\bullet}$ раз) и соответственно больше коэффициент усиления по мощности. Влияние нелинейности входной характеристики $I_Б(U_{БЭ})$ на нелинейные искажения значительно больше, чем у каскада с ОБ. Как правило, отсутствует резистор в цепи эмиттера $R_э$, так как при больших токах его сопротивление должно иметь очень малое значение и емкость C должна быть очень большой.

Требуемое напряжение смещения обеспечивается с помощью диода *VD*. Вместе с резистором R_1 он образует делитель напряжения. Вследствие малого дифференциального сопротивления диода можно считать, что по переменному току соответствующий вывод обмотки трансформатора подключен к общей шине. Кроме того, с помощью диода осуществляется температурная стабилизация положения рабочей точки в статическом режиме работы. Это обусловлено идентичностью температурных характеристик диода и эмиттерного перехода.

Выходные характеристики с линией нагрузки и построениями, поясняющими изменения тока и напряжения коллектора, возникающие при подаче входного сигнала, приведены на рис. 4.44, *б*.

Главное преимущество каскада с ОЭ перед каскадом с ОБ то, что его коэффициент усиления по мощности в пределе может

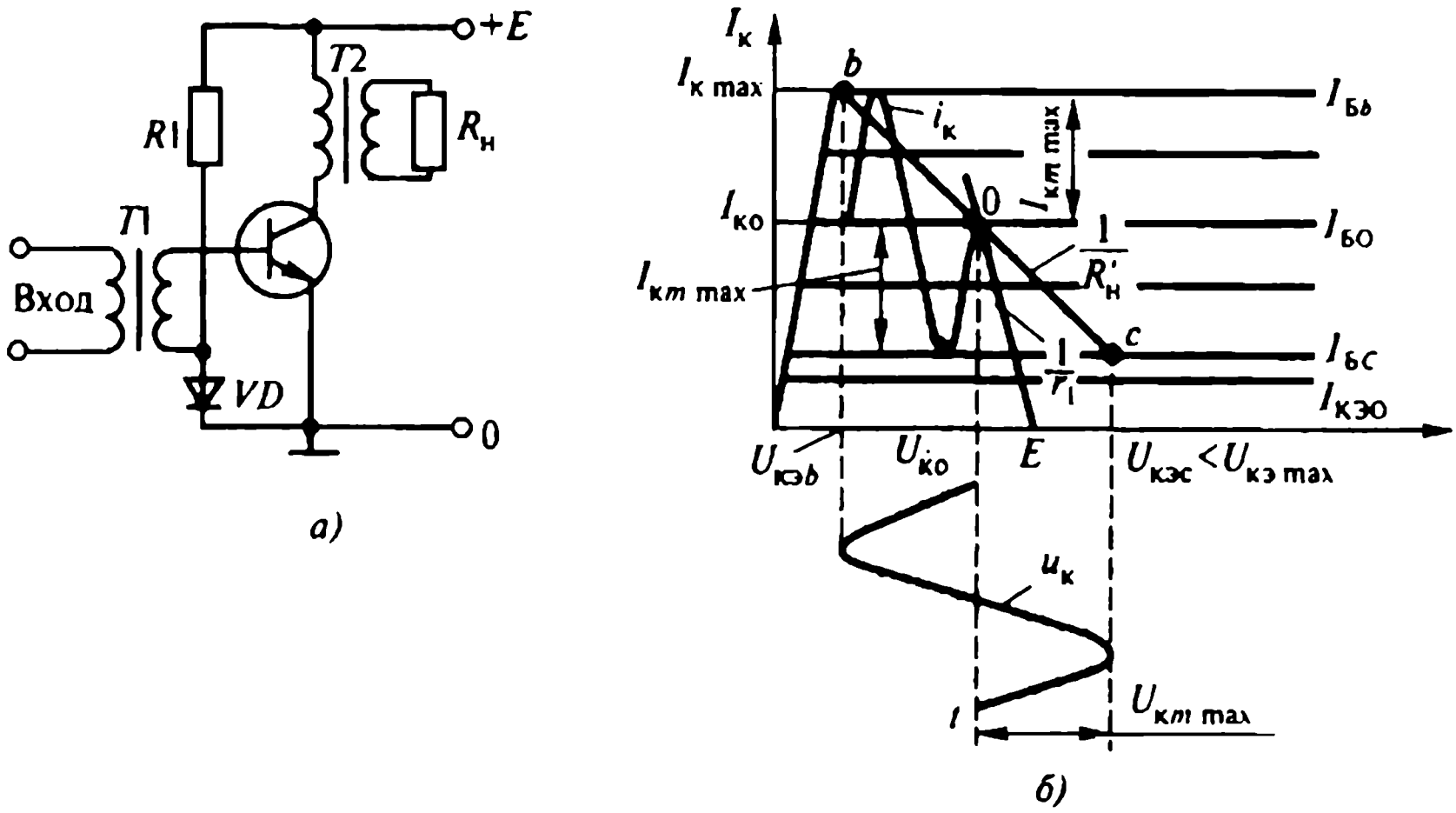


Рис. 4.44. Схема выходного каскада с ОЭ, работающего в режиме *А* (*а*); статическая и динамическая выходные характеристики (*б*)

быть в $(1+\dot{h}_{21э})$ раз больше. Однако на практике такой выигрыш в усилении по мощности реализовать не удается из-за меньшего значения $U_{КЭ\,max}$ в схеме с ОЭ и соответственно более низкого сопротивления $R'_н$, которое можно использовать. Тем не менее оно достаточно большое, поэтому во многих случаях отдают предпочтение каскаду с ОЭ, несмотря на то что по остальным показателям он уступает каскаду с ОБ. У него: 1) хуже использование рабочего диапазона напряжений, чем в схеме с ОБ, из-за того, что напряжение в точке *b* принципиально не равно нулю и, как следствие, каскад имеет меньший КПД; 2) ниже температурная стабильность, так как коэффициент $\dot{h}_{21э}$ достаточно сильно изменяется с температурой и отсутствует сопротивление $R_э$ в эмиттерной цепи, с помощью которого обычно осуществляют термостабилизацию; 3) выше нелинейные искажения, так как $\dot{h}_{21э}$ сильно зависит от тока.

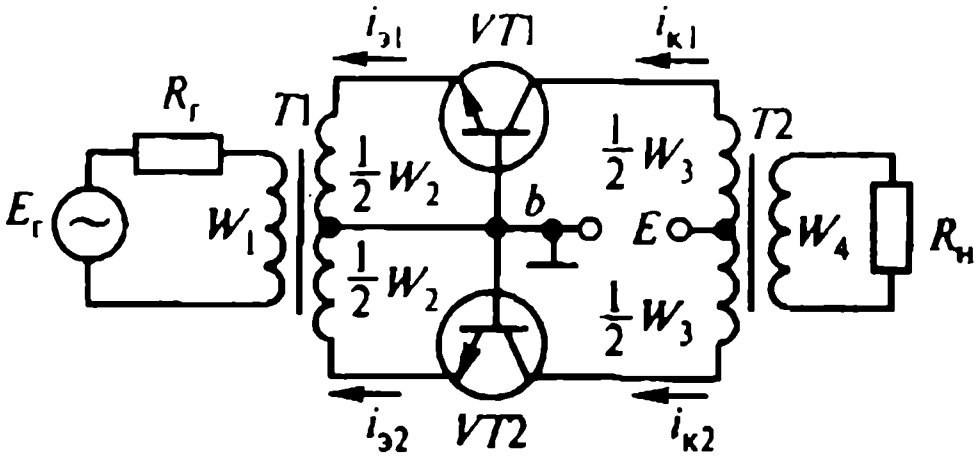
Двухтактные выходные каскады. В связи с тем что КПД однотактных выходных каскадов в режиме *A* меньше 0,5, в мощных выходных каскадах часто используют двухтактные выходные каскады, работающие в режиме *B* или *AB*. Применяют три схемы включения транзисторов: с ОБ, ОЭ, ОК. Двухтактные выходные каскады можно подразделить на каскады с согласующими выходными трансформаторами и бестрансформаторные выходные каскады.

В трансформаторных каскадах удается, как правило, получать лучшее согласование каскада и нагрузки, а также повышенную температурную стабильность. Они являются классическими схемами, обеспечивающими получение большой мощности. Их недостаток — наличие громоздких трансформаторов и значительные частотные и нелинейные искажения, несмотря на то, что содержание четных гармоник в выходном сигнале у двухтактных каскадов существенно понижено.

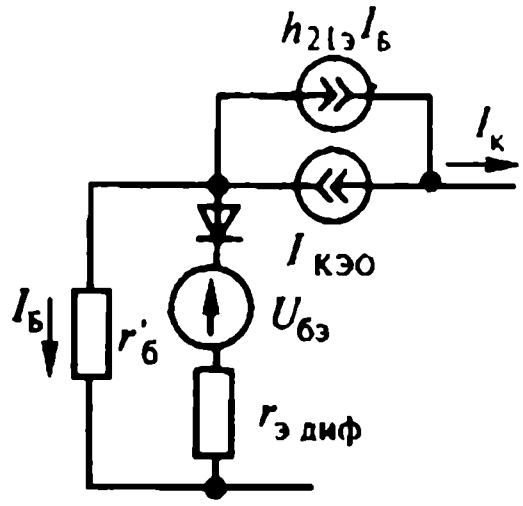
В выходных каскадах с трансформаторной связью транзисторы чаще всего включают по схеме с ОЭ и ОБ.

Рассмотрим каскад с ОБ, в котором активные приборы работают в режиме *B* (рис. 4.45, *а*). При отсутствии входного сигнала через транзисторы *VT1*, *VT2* протекают малые начальные токи, так как они практически заперты. При подаче синусоидального входного напряжения транзисторы открываются поочередно. Каждый транзистор работает в течение одного полупериода, а в нагрузке токи обоих транзисторов алгебраически суммируются.

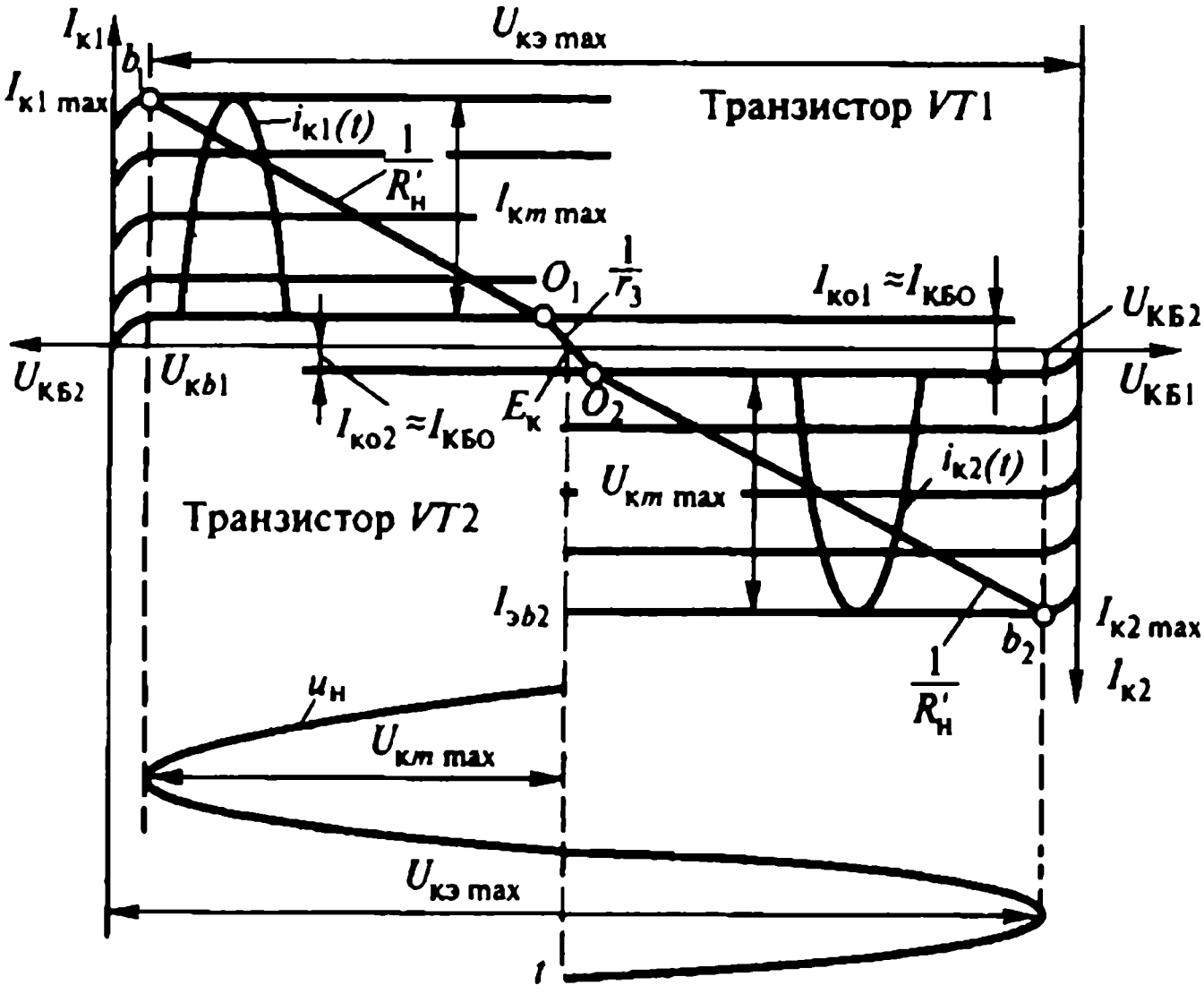
Построение линий нагрузки для двухтактного каскада (рис. 4.45, *б*) аналогично соответствующим построениям для однотактного каскада. При этом положение рабочей точки выбира-



а)



в)



б)

Рис. 4.45. Схема двухтактного выходного каскада с ОБ (*а*) и построение для него линий нагрузки (*б*); эквивалентная схема для постоянного тока (*в*)

ют почти на оси абсцисс (для обоих транзисторов). Изменяющийся входной ток полностью запирает тот или иной транзистор в зависимости от полярности полуволны входного сигнала. При отсутствии сигнала токи транзисторов определяются точками пересечения линии нагрузки, проведенной через точки E, 0 с наклоном, определяемым тангенсом угла $(1/r_э)$, с кривыми соответствующими токам коллектора при коротком замыкании эмиттера с базой ($I_{К01}$, $I_{К02}$). Здесь $r_э$ — активное сопротивление одной секции обмотки W_3. Практически эти токи можно считать равными $I_{КБО}$ транзистора.

Действительно, если база и эмиттер транзистора замкнуты между собой, то эквивалентная схема его для постоянного тока имеет вид, показанный на рис. 4.45, *в*. Если падение напряжения от тока $I_{КЭО}$ на сопротивлении r_6' меньше напряжения $U_{БЭ}$, то эмиттерный переход закрыт и можно считать, что весь ток генератора тока $I_{КЭО}$ протекает в цепи базы. Но ток в цепи базы вызывает в цепи коллекторного перехода ток $h_{21э}I_Б$, направленный противоположно току $I_{КЭО}$.

Следовательно, результирующий ток базы

$$I_Б = I_{КЭО} - h_{21э} I_Б; \quad I_Б = \frac{I_{КЭО}}{1 + h_{21э}} = I_{КБО}. \tag{4.240}$$

Так как при запертом эмиттерном переходе токи базы и коллектора равны, то ток коллектора запертого транзистора приблизительно равен $I_{КБО}$. Для упрощения токи $I_{КБО}$ обоих транзисторов считаем равными. Ввиду того что активное сопротивление половины первичной обмотки W_3 трансформатора *T2* мало и токи $I_{КБО}$ невелики, напряжения на коллекторе в рабочих точках $U_{К0}$ практически равны E.

При полном использовании транзисторов нужно, чтобы

$$U_{К0} \approx U_{кт\ max}. \tag{4.241}$$

При этом максимальные напряжения и токи транзистора определяют из уравнений

$$U_{КЭ\ max} \approx 2U_{кт\ max} + U_{КЭ\ b}; \quad I_{К\ max} \approx I_{кт\ max} + I_{К0}. \tag{4.242}$$

Следовательно, транзисторы для двухтактного усилительного каскада надо выбирать исходя из условий

$$U_{кт\ max} < 1/2U_{КЭ\ max}; \qquad I_{кт\ max} < I_{К\ max}, \tag{4.243}$$

т. е. максимально допустимое напряжение $U_{КЭ\ max}$ транзистора при полном использовании последнего должно быть приблизительно в два раза выше значения напряжения питания E.

Мощность, рассеиваемая в нагрузке $R_н'$, приведенной к первичной обмотке,

$$P_н' = U_{кт} I_{кт} / 2 = I_{кт}^2 R_н' / 2 = U_{кт}^2 / (2R_н'). \tag{4.244}$$

Найдем максимальную мощность, которую мог бы отдать каскад, исходя из значений допустимого напряжения и тока (4.242):

$$P'_{\text{н max}} < U_{\text{КЭ max}} I_{\text{К max}} / 4. \qquad (4.245)$$

Таким образом, максимальная мощность, отдаваемая двухтактным каскадом при тех же транзисторах, в два раза выше мощности, отдаваемой однотактным каскадом.

В этом случае мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_{\text{н}} = \eta_{T2} P'_{\text{н}}, \qquad (4.246)$$

где η_{T2} — КПД трансформатора *T2*.

В каждом плече двухтактного каскада протекает пульсирующий ток, среднее значение которого

$$I_{\text{ср}} \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{км}} \sin \omega t \, d\omega t + I_{\text{К0}} = \frac{I_{\text{км}}}{\pi} + I_{\text{К0}}. \qquad (4.247)$$

Так как от источника питания отбирается мощность

$$P_0 = E 2 I_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} E(I_{\text{км}} + \pi I_{\text{К0}}), \qquad (4.248)$$

то КПД коллекторной цепи найдем, разделив $P'_{\text{н}}$ на P_0:

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P'_{\text{н}}}{P_0} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{\text{км}} I_{\text{км}}}{E(I_{\text{км}} + \pi I_{\text{К0}})}. \qquad (4.249)$$

При максимальном выходном сигнале, если выполняются условия $U_{\text{км}} \approx E_{\text{к}}$; $I_{\text{км}} >> \pi I_{\text{К0}}$, КПД каскада будет максимальным:

$$\eta = \pi / 4 \approx 0{,}78. \qquad (4.250)$$

Максимальный КПД, который можно получить от двухтактного каскада, работающего в режиме *B*, не может превысить 0,78. Следовательно, КПД двухтактного каскада почти в два раза выше КПД однотактного. На практике η имеет несколько меньшее значение — порядка 0,65...0,70.

Так как в коллекторную цепь включено приведенное сопротивление нагрузки $R'_{\text{н}}$, напряжение $U_{\text{км}}$ и ток $I_{\text{км}}$ связаны соотношением

$$R'_{\text{н}} = U_{\text{км}} / I_{\text{км}}. \qquad (4.251)$$

Коэффициент трансформации трансформатора, обеспечивающего согласование каскада с нагрузкой, определяют из выражения

$$n_2 = 2W_4 / W_3 = \sqrt{R_н / R'_н}. \qquad (4.252)$$

Найдем максимальную мощность, отдаваемую каскадом, исходя из допустимой мощности рассеяния на коллекторе. Для каждого транзистора справедливо соотношение

$$P_к = (P_0 - P'_н)/2. \qquad (4.253)$$

Тогда, подставив (4.244), (4.248) в (4.253), получим

$$P_к = \frac{1}{2}\left[\frac{2}{\pi} E(I_{кm} + \pi I_{к0}) - \frac{1}{2} I^2_{кm} R'_н\right]. \qquad (4.254)$$

Найдем, при каком токе $I_{кm}$ рассеивается наибольшая мощность. Для этого продифференцируем $P_к$ по $I_{кm}$, т. е.

$$\frac{dP_к}{dI_{кm}} = \frac{E}{\pi} - \frac{1}{2} I_{кm} R'_н, \qquad (2.255)$$

и найдем экстремум функции (4.255), приравняв левую часть к нулю. Получим, что максимальная мощность на коллекторе рассеивается при

$$I_{кm} = 2E / (\pi R'_н). \qquad (4.256)$$

Если $E \approx U_{кm\,max}$, то, подставив (4.256) в (4.254), определим максимальную мощность, рассеиваемую на одном коллекторе. В первом приближении

$$P_к \approx 2P'_н / \pi^2. \qquad (4.257)$$

Таким образом, максимальная отдаваемая мощность не может превышать значения, определяемого неравенством

$$P'_{н\,max} < \pi^2 P_{к\,max} / 2 \approx 5P_{к\,max}. \qquad (4.258)$$

Однако при выполнении этих неравенств из-за довольно сильного изменения мгновенной мощности коллекторные переходы могут перегреваться. Нетрудно показать, что мгновенная

мощность $P_{к\,max}$ может вдвое превышать среднюю мощность $P'_{н\,max}$. Во избежание перегрева при расчете схем руководствуются следующим неравенством:

$$P'_{н\,max} < (2...3) P_{к\,max}. \qquad (4.259)$$

Для дальнейшего увеличения выходной мощности применяют параллельное включение транзисторов в плечи каскада.

При определении входной мощности в двухтактном каскаде используют суммарные (совмещенные) входные характеристики. В этом случае входную характеристику идеализируют и представляют в виде прямой линии, наклон которой определяется идеализированным входным сопротивлением $R_{эк}$ (рис. 4.46, *а*). Это сопротивление несколько больше среднего входного сопротивления транзистора на омическом участке.

Приближенное значение входной мощности определяется выражением

$$P_{вх} \approx I^2_{эт} R_{эк} / 2. \qquad (4.260)$$

Нелинейные искажения в режиме *В* существенно больше, чем в режиме *А*. Они возникают как во входной цепи из-за излома

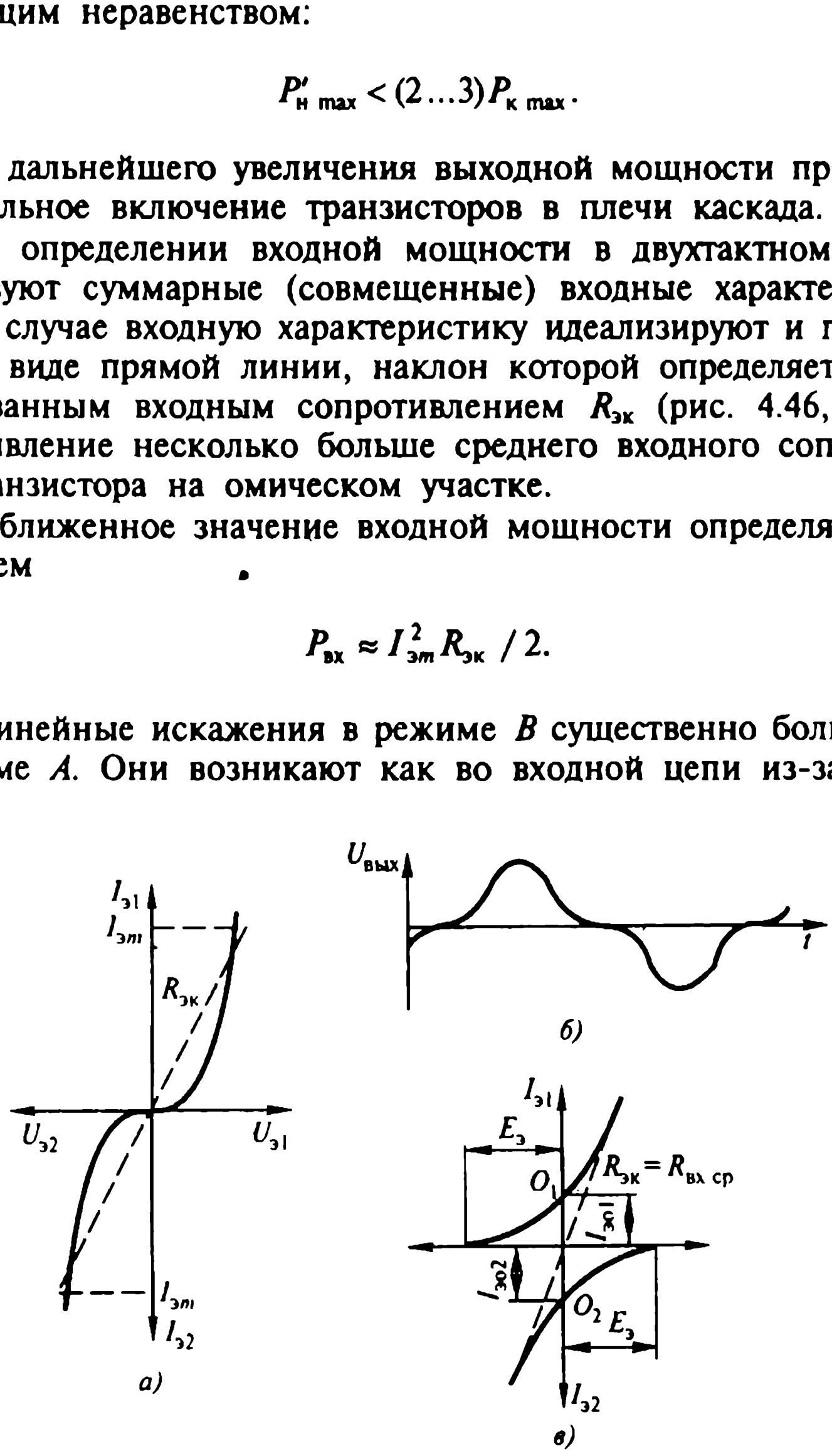


Рис. 4.46. Аппроксимация входной характеристики выходного каскада (*а*); формы выходных напряжений (токов) у каскадов, работающих в области малых сигналов (*б*) и в режиме *АВ* (*в*)

входной характеристики вблизи нуля (особенно характерно для кремниевых транзисторов), так и в выходной цепи из-за неравенства токов коллекторов (асимметрии каскада), разных значений параметров транзисторов и наличия тока подмагничивания у трансформатора.

Нелинейность входной характеристики приводит и к типичным искажениям коллекторного тока в области малых сигналов (рис. 4.46, *б*) (искажения типа «ступеньки»).

Уменьшить эти искажения можно, подавая на эмиттер отрицательное напряжение относительно базы и увеличивая его начальный ток. При этом каскад работает в режиме *AB* и ток покоя существенно больше, чем $I_{КБО}$. Входные характеристики имеют вид, показанный на рис. 4.46, *в*. В этом случае $R_{эк}$ меньше, чем в схеме без смещения, и близко к $R_{вх\,ср}$. При этом несколько уменьшается КПД коллекторной цепи, а ток и мощность, потребляемая от источника питания, увеличиваются.

Смещение $E_э$ можно вводить и в цепь базы, используя делитель напряжения, например так, как показано на рис. 4.47, *а*. Здесь делитель напряжения образован терморезистором R_t (роль которого часто выполняет диод, включенный в прямом направлении) и резистором R_1.

Особенностью двухтактных схем является малая роль четных гармоник, особенно второй. В случае идеальной симметрии четные гармоники отсутствуют вообще. Это объясняется тем, что магнитный поток подмагничивания магнитной системы выходного трансформатора определяется разностью начальных токов транзисторов. Если эти токи равны, подмагничивание отсутствует, и если параметры транзисторов полностью одинаковы, то токи (напряжения), «создаваемые» каждым из транзисторов, полностью идентичны. В итоге четные гармоники за оба полупериода равны и сдвинуты по фазе на 180°. Их значения за период при идеальной симметрии равны нулю.

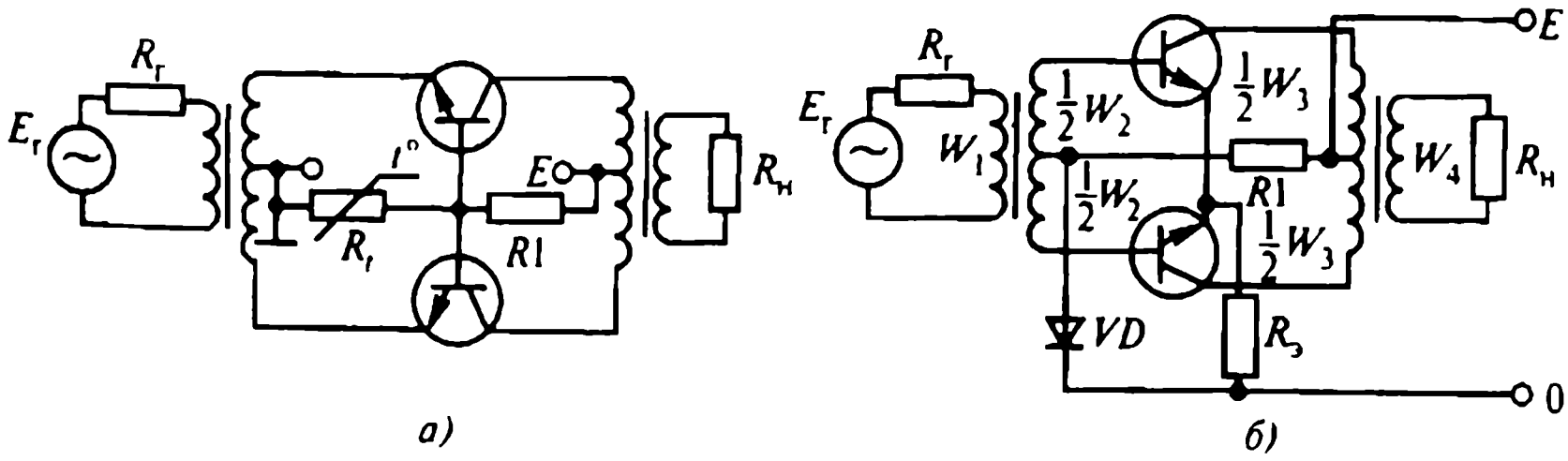


Рис. 4.47. Схемы двухтактного каскада с ОБ, работающего в режиме *AB* (*а*), и двухтактного выходного каскада с ОЭ (*б*)

Для двухтактных каскадов, в которых транзисторы включены с ОЭ (рис. 4.47, *б*), справедливо все сказанное. У них входная мощность, необходимая для «раскачки» каскада, обычно в $h_{21э}^{\bullet}$ раз меньше, чем в каскадах с ОБ. Соответственно больше коэффициент усиления по мощности. КПД каскада меньше, а нелинейные искажения больше, чем у каскада с ОБ. Для уменьшения нелинейных искажений иногда вводят последовательную отрицательную ОС по току. С этой целью в цепь эмиттера включают небольшое сопротивление $R_э$ (единицы—сотни ом). Режим *AB* работы транзисторов обеспечивается с помощью делителя напряжения, состоящего из резистора R_1 и диода *VD*, причем диод также выполняет функции параметрического стабилизатора статического режима, так как падение напряжения на нем с изменением температуры меняется так же, как напряжение эмиттерного перехода транзисторов (≈2,2 мВ/град). При изменении температуры транзисторов и диода одновременно с изменением напряжения транзисторов $U_{КБО}$, необходимого для обеспечения требуемого тока $I_{К0}$, изменяется напряжение смещения, снимаемое с диода *VD*.

Ток коллектора меняется мало, несмотря на то что параметры транзисторов с температурой изменяются. При этом важно, чтобы диод имел ту же температуру, что и транзисторы. Поэтому конструктивно его крепят на теплоотводе транзисторов, который называют *радиатором*.

В каскадах с ОЭ под оптимальным сопротивлением источника сигнала $R'_{г\,opt}$ понимают то значение сопротивления, которое дает меньшие искажения каждой из полуволн (уменьшает четные гармоники). При этом оказывается, что $R'_{г\,opt}$ значительно больше $R_{эк}$. Однако это невыгодно с точки зрения передачи мощности от предыдущего каскада. Поэтому часто выбирают $R'_г = R_{эк}$, а коэффициент трансформации входного трансформатора находят из условия

$$n_1 = W_2 / (2W_1) \approx \sqrt{R_{эк} / R_г}. \qquad (4.261)$$

Анализ работы усилительного каскада с ОЭ аналогичен анализу работы каскада с ОБ. Для уменьшения нелинейных искажений транзисторы, входящие в двухтактный каскад, подбираются идентичными по параметрам. Значительного уменьшения нелинейных искажений удается достигнуть только в случае охвата выходного каскада и предусилителя достаточно глубокой отрицательной ОС. Отрицательная ОС улучшает и частотные свойства каскада, несколько расширяя диапазон рабочих частот.

Двухтактные выходные каскады с ОЭ широко применяются там, где нужно получить наибольший коэффициент усиления по

мощности при низких требованиях к нелинейным и частотным искажениям.

Таким образом, двухтактные трансформаторные каскады обеспечивают: 1) получение больших выходных мощностей; 2) получение повышенного КПД, который, однако, всегда меньше 0,78; 3) максимальное по сравнению с каскадами других типов усиление по мощности; 4) бо́льшие нелинейные искажения, чем у каскадов, работающих в режиме *A*; 5) хорошую температурную стабильность характеристики преобразования.

§ 4.13. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОЩНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

Бестрансформаторные выходные каскады получили преимущественное распространение. Они позволяют осуществить непосредственную связь с нагрузкой, что дает возможность обойтись без громоздких трансформаторов и разделительных конденсаторов; имеют хорошие частотные и амплитудные характеристики; легко могут быть выполнены по интегральной технологии, Кроме того, в связи с отсутствием частотно-зависимых элементов в цепях связи между каскадами можно вводить глубокие общие отрицательные ОС как по переменному, так и по постоянному токам, что существенно улучшает характеристики преобразования всего устройства. При этом обеспечение устойчивости усилительного устройства может быть достигнуто введением простейших корректирующих цепей.

Бестрансформаторные мощные выходные каскады собирают в основном по двухтактным схемам на транзисторах, работающих в режиме *B* или *AB* и включенных по схемам с ОК или ОЭ. В этих схемах возможно сочетание в одном каскаде либо одинаковых транзисторов, либо транзисторов с разным типом электропроводности. Каскады, в которых использованы транзисторы с разным типом электропроводности (*p-n-p* и *n-p-n*), называются *каскадами с дополнительной симметрией.*

Одна из возможных схем усилительного каскада с дополнительной симметрией показана на рис. 4.48, *а*. При отсутствии входного сигнала ток в сопротивлении нагрузки $R_н$ практически отсутствует, так как небольшие начальные токи, протекающие через транзисторы *VT1* и *VT2*, взаимно вычитаются. Эти токи обусловлены смещением, созданным падением напряжения на сопротивлении R_2. Если транзисторы *VT1* и *VT2* идентичны по параметрам, то потенциалы точек *А* и *Б* относительно эмиттеров соответствующих транзисторов (точка *B*) равны $-\frac{1}{2}U_{R_2}$ и $+\frac{1}{2}U_{R_2}$. В этом случае через транзисторы протекает одинаковый ток, а в сопротивлении

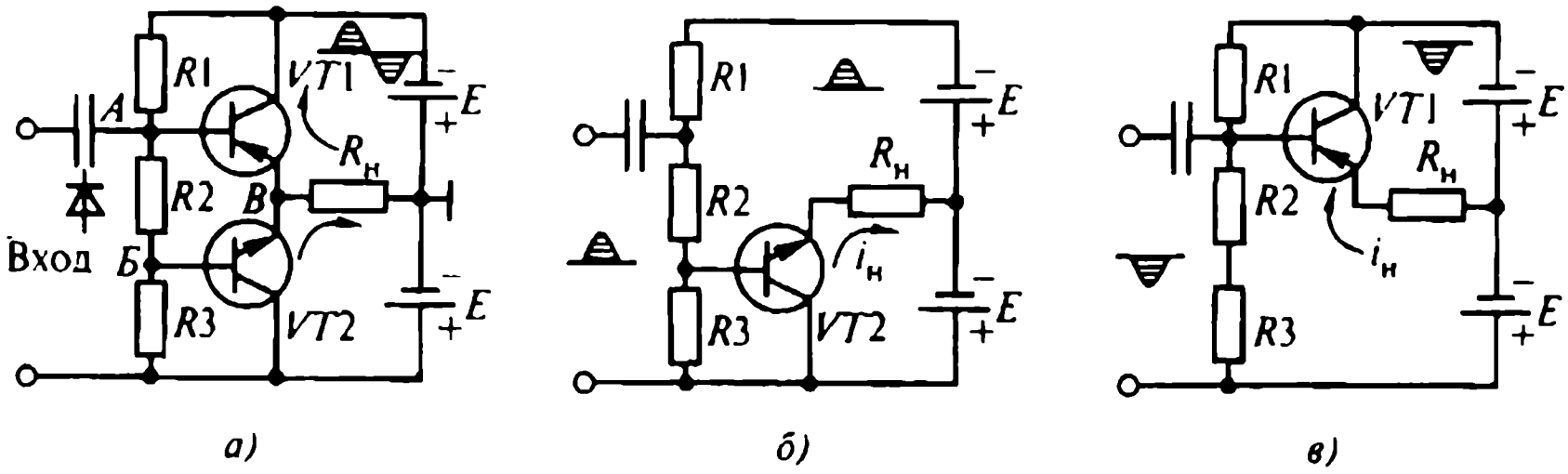


Рис. 4.48. Схемы двухтактного усилителя мощности с дополнительной симметрией (*а*) и двухтактного усилителя с дополнительной симметрией во время различных полупериодов (*б*, *в*)

нагрузки он отсутствует. Если транзисторы *VT1* и *VT2* имеют различные параметры, например ток 0,5 мА через транзистор *VT1* протекает при напряжении смещения $U_{БЭ0} = 0{,}3$ В, а через транзистор *VT2* при $U_{БЭ} = 0{,}5$ В, то потенциалы точек *А* и *Б* относительно точки *В* должны быть равны соответственно –0,3; +0,5 В. Общее падение напряжения на сопротивлении R_2 равно 0,8 В.

Для определения напряжения смещения необходимо знать характеристики транзисторов и предварительно задаться значением тока $I_{К0}$ транзисторов *VT1*, *VT2*. Этому току коллектора соответствуют определенный ток базы $I_{Б0}$ и напряжение $U_{БЭ0}$. Ток делителя напряжений выбирают в 5...10 раз больше базовых токов транзисторов *VT1*, *VT2*. Это обеспечивает малое изменение потенциалов баз при температурных изменениях их токов. По выбранному току делителя определяют сопротивления

$$R_1 \approx (E - U_{БЭ01}) / I;$$

$$R_2 \approx (U_{БЭ01} + U_{БЭ02}) / I; \qquad (4.262)$$

$$R_3 \approx (E - U_{БЭ02}) / I.$$

Так как R_2 мало (несколько сотен ом), то можно считать, что базы транзисторов по переменному току соединены непосредственно между собой. Для уменьшения сопротивления R_2 по переменному току оно может быть шунтировано конденсатором. Однако чаще всего вместо него включают полупроводниковый диод или несколько последовательно соединенных диодов, обеспечивающих требуемое падение напряжения при заданном токе делителя и в то же время имеющих малое дифференциальное сопротивление. Количество диодов определяют с помощью их вольт-амперных характеристик. Так, если при токе делителя *I* падение напря-

жения на диоде равно 0,26 В, то для получения смещения 0,8 В необходимо поставить три диода. Замена R_2 диодами повышает температурную стабильность каскада. Это связано с тем, что при изменении температуры потенциал $U_{БЭ0}$ транзисторов, при котором обеспечивается требуемый ток базы, уменьшается приблизительно на 2,2 мВ/град. Если при этом смещение остается постоянным, то ток покоя увеличивается. Так как с изменением температуры падение напряжения на диодах изменяется так же, как потенциал $U_{БЭ0}$, то температурные изменения тока $I_{К0}$ существенно уменьшаются.

При подаче входного сигнала на базы обоих транзисторов один из транзисторов в зависимости от фазы сигнала закрывается, а открытый транзистор работает как усилительный каскад, собранный по схеме с ОК (рис. 4.48, *б*, *в*), т. е. как обычный эмиттерный повторитель. Следовательно, выходной сигнал на сопротивлении $R_н$ практически равен входному. Во время другого полупериода открытый и закрытый транзисторы меняются местами. Анализ и расчет каждого плеча практически не отличаются от анализа и расчета эмиттерного повторителя. Поэтому выражения, полученные для каскада с ОК, справедливы для каждого плеча во время его работы. Для получения одинакового входного сопротивления в разные полупериоды и одинакового усиления по мощности транзисторы выходного каскада рекомендуется подбирать идентичными.

С целью увеличения коэффициента усиления по мощности применяют каскадное включение транзисторов. На рис. 4.49, *а* показано плечо двухтактного каскада, собранного на двух транзисторах с одинаковым типом электропроводности. Транзисторы включены по схеме с ОК. Следовательно, коэффициент усиления по напряжению несколько меньше единицы. Полный расчет плеча можно выполнить, составив его полную эквивалентную схему.

Для анализа воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой (рис. 4.49, *б*), причем при предварительных расчетах обычно можно пренебрегать сопротивлением R_1, считая, что выполняется условие $R_1 \geq r'_{б2} + (1 + h^{\bullet}_{21э})r_{э\ диф2}$. Это допущение корректно только при больших токах, но введение его улучшает наглядность получаемых результатов. На основе эквивалентной схемы и выражений, полученных для каскада с ОК, запишем следующие очевидные уравнения:

$$i_{э1} \approx i_{б2}; \quad i_{б2} \approx (1 + h^{\bullet}_{21э1})i_{б1};$$

$$R_{вх} = r'_{б1} + (1 + h^{\bullet}_{21э1})[r_{э\ диф1} + r'_{б2} + (1 + h^{\bullet}_{21э2})(r_{э\ диф2} + R_н)] \approx$$

$$\approx r'_{б1} + h^{\bullet}_{21э1}h^{\bullet}_{21э2}(r_{э\ диф2} + R_н) \approx h^{\bullet}_{21э1}h^{\bullet}_{21э2}(r_{э\ диф2} + R_н); \quad (4.263)$$

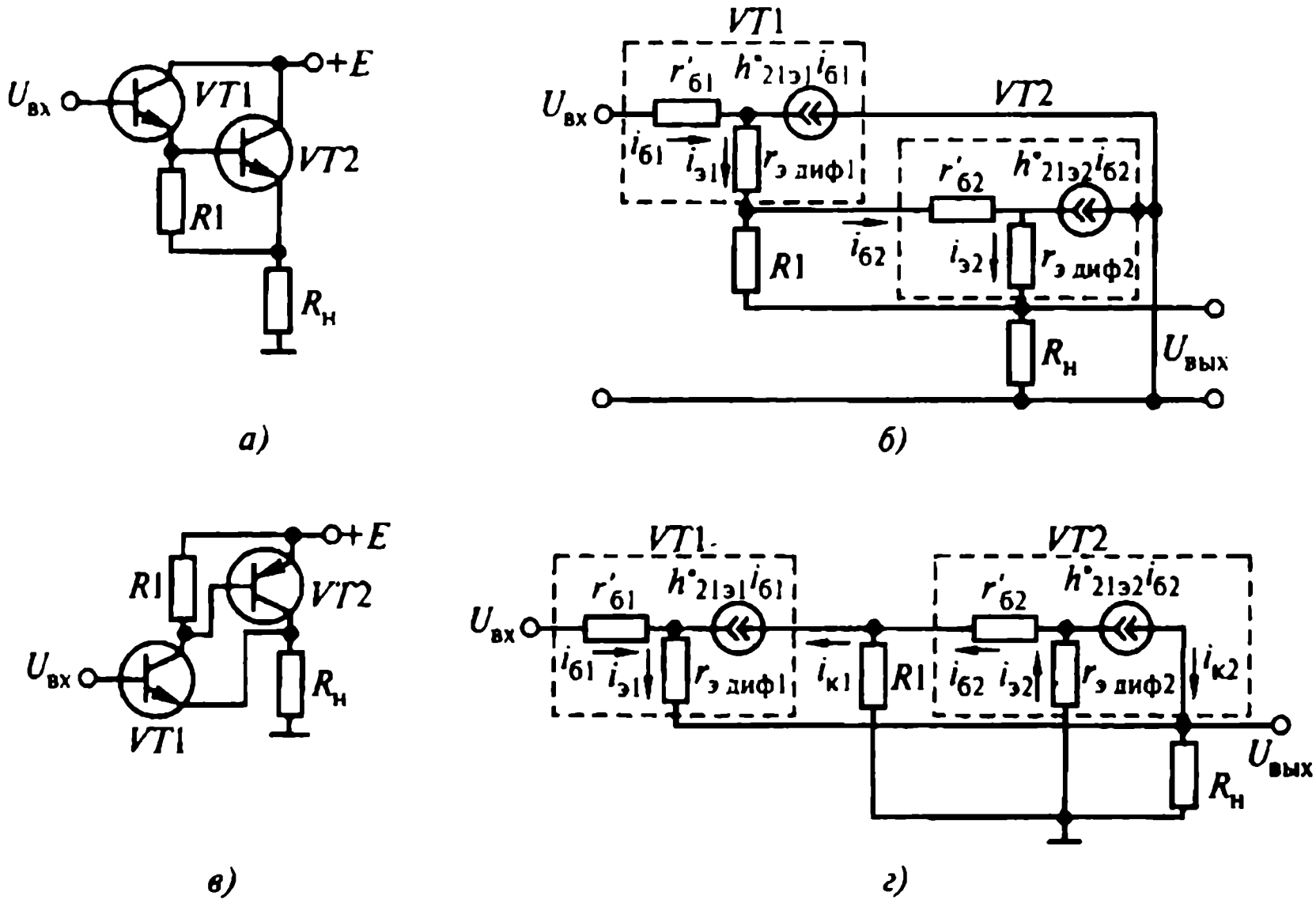


Рис. 4.49. Плечи двухтактного выходного каскада:

а **— эмиттерный повторитель на составном транзисторе;** ***б*** **— эквивалентная схема эмиттерного повторителя;** ***в*** **— эмиттерный повторитель на транзисторах с электропроводностью разного типа;** ***г*** **— его эквивалентная схема**

$$i_н \approx i_{R_1} + i_{э2} \approx i_{э2} \approx (1 + h^*_{21э2})i_{б2} \approx$$

$$\approx (1 + h^*_{21э2})(1 + h^*_{21э1})i_{б1} \approx h^*_{21э1}h^*_{21э2}i_{б1}. \qquad (4.264)$$

Так как

$$i_{б1} \approx \frac{u_{вх}}{R_{вх}} \approx \frac{u_{вх}}{r'_{б1} + h^*_{21э1}h^*_{21э2}(r_{э\ диф2} + R_н)}, \qquad (4.265)$$

то

$$i_н \approx u_{вх} \frac{h^*_{21э1}h^*_{21э2}}{r'_{б1} + h^*_{21э1}h^*_{21э2}(r_{э\ диф2} + R_н)} =$$

$$= \frac{u_{вх}}{(r_{э\ диф2} + R'_н) + (r'_{б1} / h^*_{21э1}h^*_{21э2})}; \qquad (4.266)$$

$$u_{вых} = i_н R_н = u_{вх} \frac{R_н}{(r_{э\ диф2} + R_н) + r'_{б1} / h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2}} \approx u_{вх} \frac{R_н}{r_{э\ диф2} + R_н}. \quad (4.267)$$

Определим коэффициенты усиления каскада по напряжению и току:

$$K_u \approx \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = R_н / (r_{э\ диф2} + R_н); \quad (4.268)$$

$$K_i = i_н / i_{б1} \approx h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2}. \quad (4.269)$$

Из (4.269) видно, что коэффициент усиления по току в первом приближении равен произведению коэффициентов передачи базового тока транзисторов и может достигать значений от нескольких сотен до десятков тысяч.

При $r_{э\ диф2} \to 0$, согласно (4.268), коэффициент усиления по напряжению близок к единице. Так как выходной транзистор плеча обычно работает с большими токами, то это условие, как правило, выполняется.

При работе с малыми выходными токами коэффициент усиления также близок к единице, что можно показать при более полном анализе с учетом параметров всех элементов, входящих в эквивалентную схему. Причем, если входное сопротивление получается достаточно большим, следует учитывать и дифференциальное сопротивление запертого коллекторного перехода первого транзистора $r^{\bullet}_{к\ диф1}$. Оно, как было показано в § 4.7, ограничивает реально достижимое входное сопротивление значением $r^{\bullet}_{к\ диф1}$.

На рис. 4.49, *в* показан второй тип эмиттерного повторителя, часто применяемого в плече выходного каскада. В нем транзистор *VT1* включен по схеме с ОК, а транзистор *VT2* — по схеме с ОЭ. Активные приборы, соединенные в подобные схемы, рассматривают как один транзистор с соответствующими эквивалентными параметрами и называют его *композитивным транзистором* с соответствующей электропроводностью (в рассматриваемом случае композитивный *n-p-n*-транзистор).

Если ввести допущение, как и в предыдущем случае,

$$R_1 >> r'_{б2} + (1 + h^{\bullet}_{21э}) r_{э\ диф2}, \quad (4.270)$$

то для эквивалентной схемы (рис. 4.49, *г*) можно записать приближенные соотношения:

$$i_{к1} \approx i_{б2}; \quad i_{к2} \approx h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2} i_{б1}; \quad (4.271)$$

$$u_{вх} \approx i_{б1}[r'_{б1} + (1 + h^{\bullet}_{21э1})(r_{э\ диф1} + R_н) + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2} R_н] \approx$$

$$\approx i_{б1}(r'_{б1} + h^{\bullet}_{21э1} + h^{\bullet}_{21э2} R_н); \qquad (4.272)$$

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{б1}} \approx r'_{б1} + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2} R_н; \qquad (4.273)$$

$$i_н \approx (1 + h^{\bullet}_{21э1}) i_{б1} + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2} i_{б1}. \qquad (4.274)$$

Коэффициенты усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{i_{б1} R_н (1 + h^{\bullet}_{21э1} + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2})}{i_{б1}(r'_{б1} + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2} R_н)} \approx \frac{R_н}{R_н + \dfrac{r'_{б1}}{h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2}}}, \qquad (4.275)$$

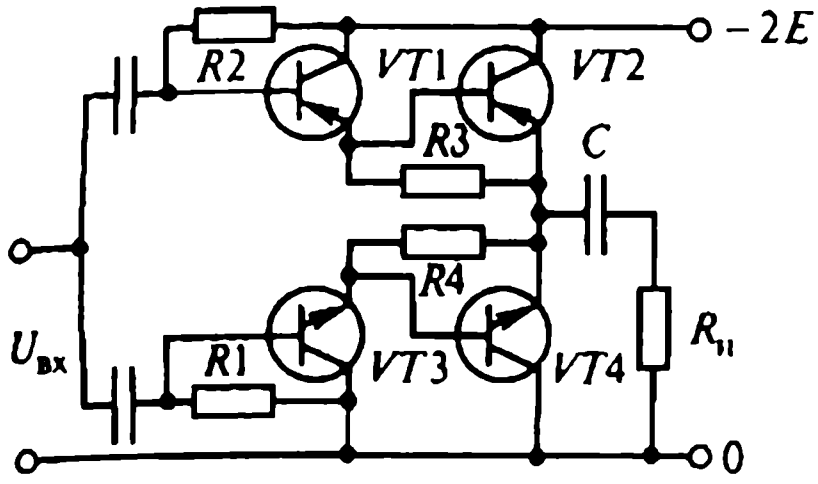
по току

$$K_i = \frac{i_н}{i_{б1}} = (1 + h^{\bullet}_{21э1} + h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2}) \approx h^{\bullet}_{21э1} h^{\bullet}_{21э2}. \qquad (4.276)$$

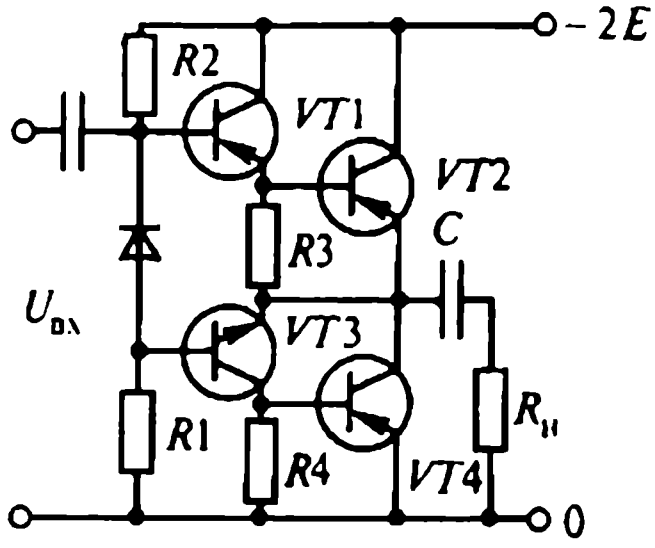
Таким образом, и в этом случае, несмотря на то, что транзистор *VT2* включен по схеме с ОЭ, коэффициент усиления по напряжению близок к единице, а коэффициент усиления по току (в первом приближении) равен произведению коэффициентов передачи базовых токов транзисторов. Как видно из упрощенных выражений, соответствующие коэффициенты усиления плеча несколько больше, чем у плеча (рис. 4.49, *а*). Композитивные транзисторы применяют тогда, когда не удается подобрать выходной транзистор требуемой мощности и определенной проводимости, а имеются подходящие транзисторы с проводимостью другого типа. Составной и композитивный транзисторы дают разные коэффициенты усиления. Но разница между ними небольшая. Поэтому приведенные схемы часто используют в составе одного каскада.

Некоторые варианты построения мощных бестрансформаторных выходных каскадов показаны на рис. 4.50.

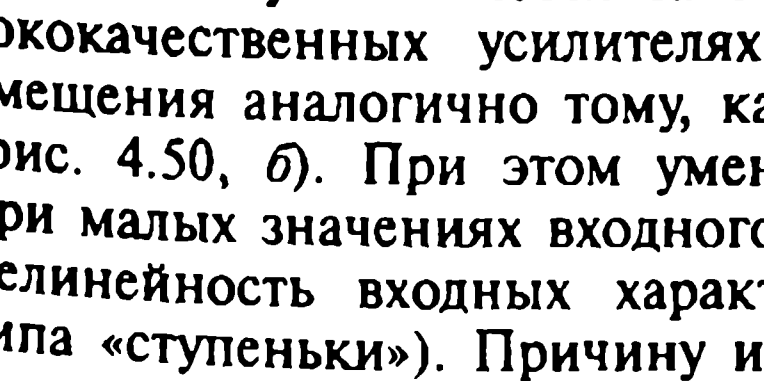
В схемах рис. 4.50, *а*, *б* применен один источник питания благодаря тому, что конденсатор, включенный последовательно с нагрузкой после его зарядки до напряжения *E*, равного напряжению на эмиттерах транзисторов *VT2*, *VT4*, в статическом режиме работает в один из полупериодов как источник питания. Подобная замена возможна во всех бестрансформаторных каскадах. Емкость конденсатора *C* приходится брать большой, ввиду мало-



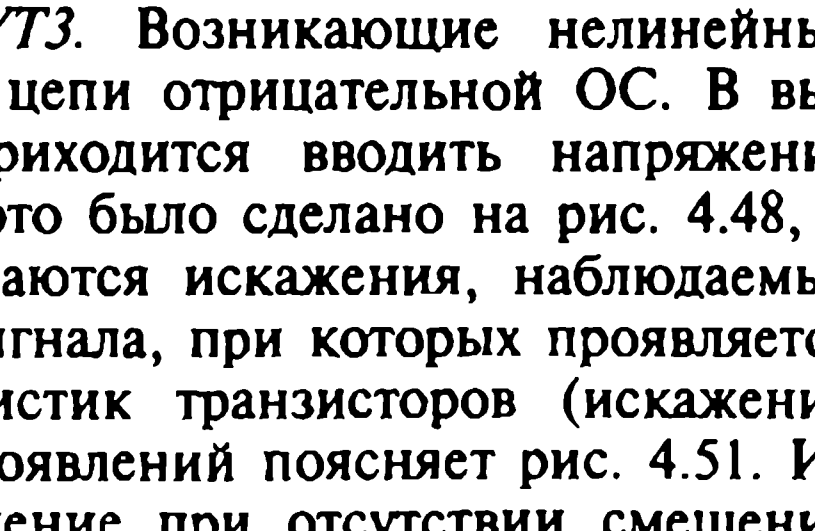
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.50. Схемы двухтактных бестрансформаторных усилителей мощности

го значения сопротивления нагрузки $R_н$. Так, если допустимо, чтобы на частоте $\omega_н$ коэффициент передачи уменьшался до 0,7 своего значения на средних частотах и справедливо уравнение $\omega_н = 1/\tau_р$, где $\tau_р = R_н C$, то при $\omega_н = 100$, $R_н = 4$ Ом емкость конденсатора $C = 2500$ мкФ. В более сложных случаях значение C определяют исходя из значения коэффициента частотных искажений $M_н$, заданного для данной цепи (см. § 5.1).

Выходные каскады (рис. 4.50, *в*, *г*) обычно устанавливают на выходе операционных усилителей и охватывают глубокой ОС. Поэтому в них иногда отсутствует напряжение смещения у первой пары транзисторов *VT1*, *VT3*. Возникающие нелинейные искажения уменьшаются за счет цепи отрицательной ОС. В высококачественных усилителях приходится вводить напряжение смещения аналогично тому, как это было сделано на рис. 4.48, *а* (рис. 4.50, *б*). При этом уменьшаются искажения, наблюдаемые при малых значениях входного сигнала, при которых проявляется нелинейность входных характеристик транзисторов (искажения типа «ступеньки»). Причину их появлений поясняет рис. 4.51. Из него видно, что входное напряжение при отсутствии смещения создает импульсы тока баз ($i_{э1}$, $i_{э2}$), которые при суммировании

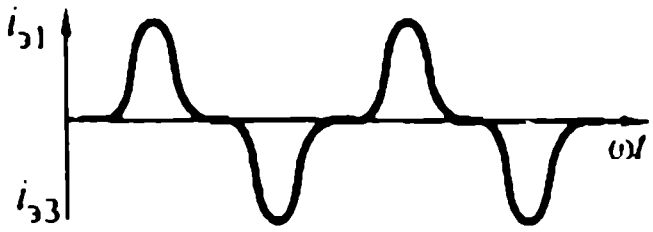


Рис. 4.51. Диаграммы токов транзисторов плеч выходного каскада, поясняющие появление нелинейных искажений

дают ток, существенно отличающийся от синусоидального. При подаче на базы транзисторов напряжения смещения $U_{БЭ0}$ импульсы тока также отличаются от половинок синусоиды. Однако при их суммировании выходной эквивалентный ток транзисторов $i_{э\,эк}$ на сопротивлении нагрузки и выходное напряжение имеют практически синусоидальную форму.

Значение напряжения смещения $U_{БЭ0}$ (напряжение между базами транзисторов *VT1* и *VT3*; рис. 4.50, *б*) обычно определяют как напряжение, большее того, которое имеется в точке пересечения с осью абсцисс касательной, проведенной к прямолинейному участку входной вольт-амперной характеристики транзистора ($U_{БЭ01}$, $U_{БЭ03}$ на рис. 4.52). При этом их приходится корректировать так, чтобы токи покоя эмиттеров $I_{Э01}$, $I_{Э03}$ транзисторов были одинаковы (при идентичности плеч остальной части).

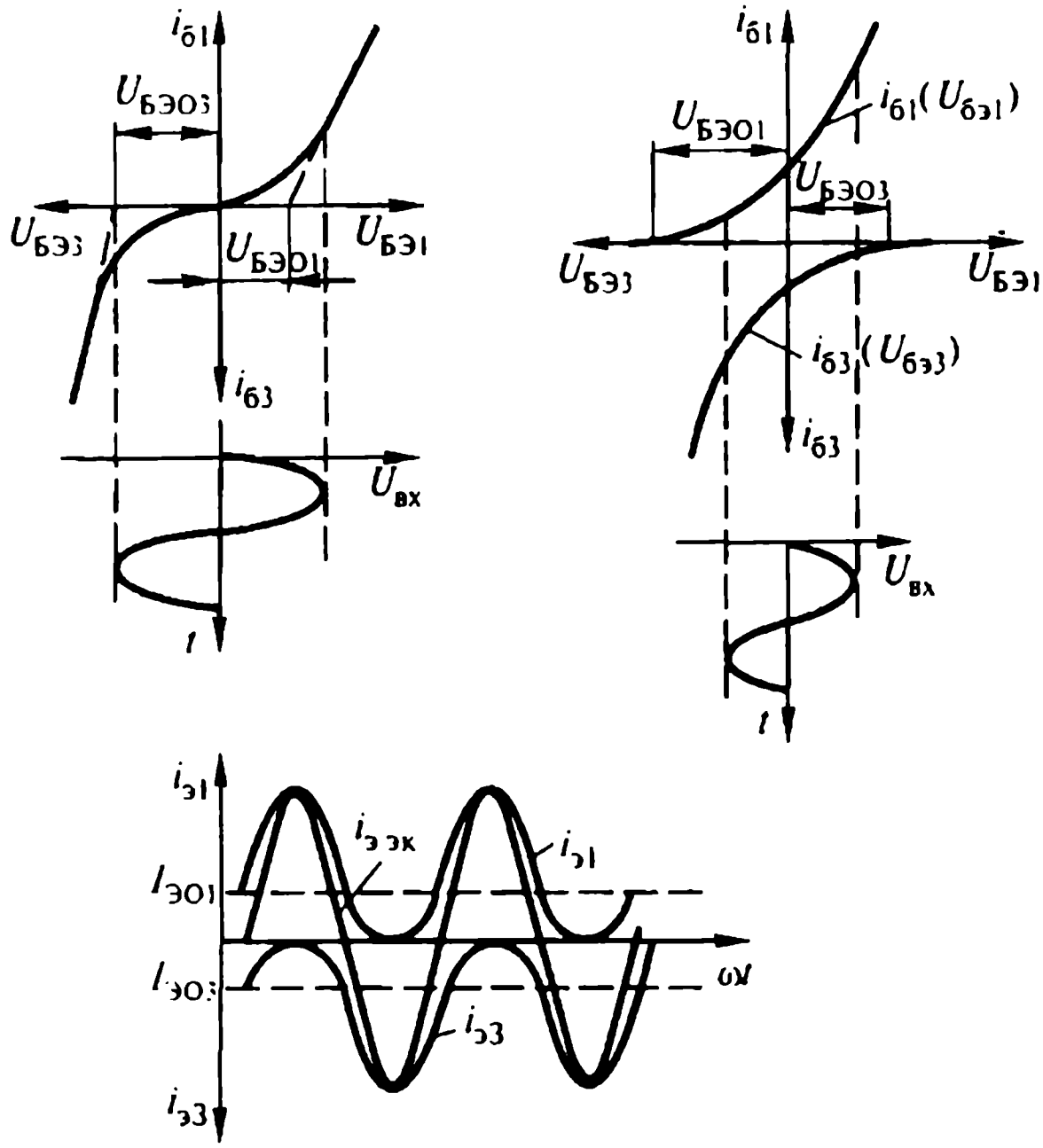


Рис. 4.52. Устранение искажений во входной цепи за счет подачи на транзисторы напряжений смещения

Так как бестрансформаторные каскады обычно работают с большими токами, то в схемах следует предусматривать улучшенную термостабилизацию. Ее обеспечивают или за счет введения достаточно глубокой отрицательной ОС по постоянному току, или с помощью термозависимых сопротивлений. При этом следует обратить внимание на правильный выбор сопротивлений в базовых цепях мощных выходных транзисторов.

С точки зрения увеличения коэффициента усиления плеча сопротивление резистора R_1 (см. рис. 4.49, *а*, *в*) желательно брать большим. Однако если рассмотреть эквивалентную схему каскада по постоянному току, то увидим, что при прохождении тока $I_{КБО}$ от генератора тока на этом сопротивлении падает напряжение (см., например, рис. 4.45, *в* и пояснения к нему. На нем последовательно с $r'_б$ надо включить R_1). Пока сопротивление R_1 мало, падение напряжения на нем $U_{БЭ} \approx I_{КБО} R_1$ меньше контактной разности потенциалов эмиттерного перехода $U_{БЭ}$ (порогового напряжения) и в цепи коллектора протекает ток $I_{КБО}$. При увеличении R_1 падение напряжения на нем достигает порогового значения, эмиттерный переход открывается и через транзистор начинает протекать бо́льший ток, который достигнет максимального значения $I_{КЭО} = (1 + h_{21э}) I_{КБО}$ при $R_1 \to \infty$. Мощность, рассеиваемая на транзисторе при отсутствии сигнала, возрастает приблизительно в $(1 + h_{21э})$ раз, что существенно ухудшает температурную стабильность каскада. Поэтому сопротивления в базовых цепях мощных транзисторов приходится брать достаточно малыми (ориентировочно несколько десятков — несколько сотен ом), чтобы при максимальной температуре транзистора выполнялось неравенство $U_{БЭ\ пор} \geq I_{КБО\ max} R_1$, где $U_{БЭ\ пор}$ — напряжение, при котором появляется входной ток у транзистора.

Значение коэффициента нестабильности $S_i = \mathrm{d}I_{КТ}/\mathrm{d}I_T$ выбирают в зависимости от диапазона изменения температуры окружающей среды от 2 до 10. При проектировании наибольшую трудность вызывает подбор оконечных мощных транзисторов. Так как они часто являются наиболее узкополосными компонентами усилителя, то их предельная частота $f_{h_{21э}}$ должна быть не менее чем в 2—3 раза больше верхней рабочей частоты усилителя $f_в$:

$$f_{h_{21э}} \geq (2...3) f_в. \qquad (4.277)$$

При меньшем запасе возникают большие фазовые искажения, ухудшается КПД в диапазоне высоких частот и энергетические характеристики каскада. Предельные частоты транзисторов предусилителя рекомендуется брать большими $(8...12)f_в$.

Выходные транзисторы следует выбирать так, чтобы удовлетворялись требования, аналогичные рассмотренным в § 4.12. С учетом 10...20% запаса их можно записать

$$I_{\text{к max}} \geq (0{,}8 \ldots 0{,}9) I_{\text{н } m \text{ max}};$$

$$U_{\text{кэ max}} \geq 2(1{,}1 \ldots 1{,}2) U_{\text{н } m \text{ max}};$$

$$P_{\text{к max}} \geq (2 \ldots 3) P_{\text{н max}}.$$

Для бестрансформаторного каскада также полностью справедливы энергетические уравнения, полученные в § 4.12.

Ввиду невозможности согласования выходного сопротивления каскада с нагрузкой в общем случае полезная мощность, отдаваемая в нее, зависит от сопротивления $R_{\text{н}}$ (рис. 4.53). При значении нагрузки $R_{\text{н опт}}$ отдаваемая мощность максимальна. Дальнейшее увеличение $R_{\text{н}}$ ($R_{\text{н}} >> R_{\text{н опт}}$) приводит к тому, что полезная мощность уменьшается по гиперболическому закону. Поэтому расчет отдаваемой мощности проводится при конкретном значении нагрузки. Изменением ее можно как увеличить, так и уменьшить выходную мощность каскада.

В мощных бестрансформаторных каскадах, в которых транзисторы включены с ОК, может произойти короткое замыкание выходных зажимов. Как правило, оно вызывает выход транзисторов из строя из-за превышения допустимого значения коллекторного тока. Для защиты от коротких замыканий в эмиттерные цепи мощных выходных транзисторов включают небольшие сопротивления R_0, ограничивающие ток (рис. 4.54, *а*), или вводят дополнительные транзисторы, которые открываются только при больших токах нагрузки и, шунтируя входную цепь, ограничивают значение выходного тока на безопасном уровне.

Одна из возможных схем защиты с помощью дополнительных транзисторов *VT5*, *VT6* показана на рис. 4.54, *б*.

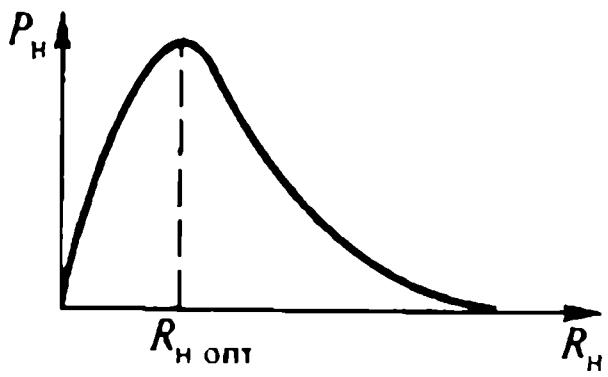


Рис. 4.53. Нагрузочная характеристика бестрансформаторного усилителя мощности

При коротком замыкании выходного зажима ток через сопротивление R_0 увеличивается и создает падение напряжения $u = i_{\text{н}} R_0$, открывающее в соответствующие полупериоды транзисторы *VT5*, *VT6*. Оказываясь в режиме насыщения, они шунтируют входную цепь мощного усилительного каскада. В итоге входное напряжение в основном падает на сопротивлении $R_{\text{вых}}$ предусилителя, а токи транзисторов *VT3*, *VT4* не превышают значений, при которых транзисторы *VT5*,

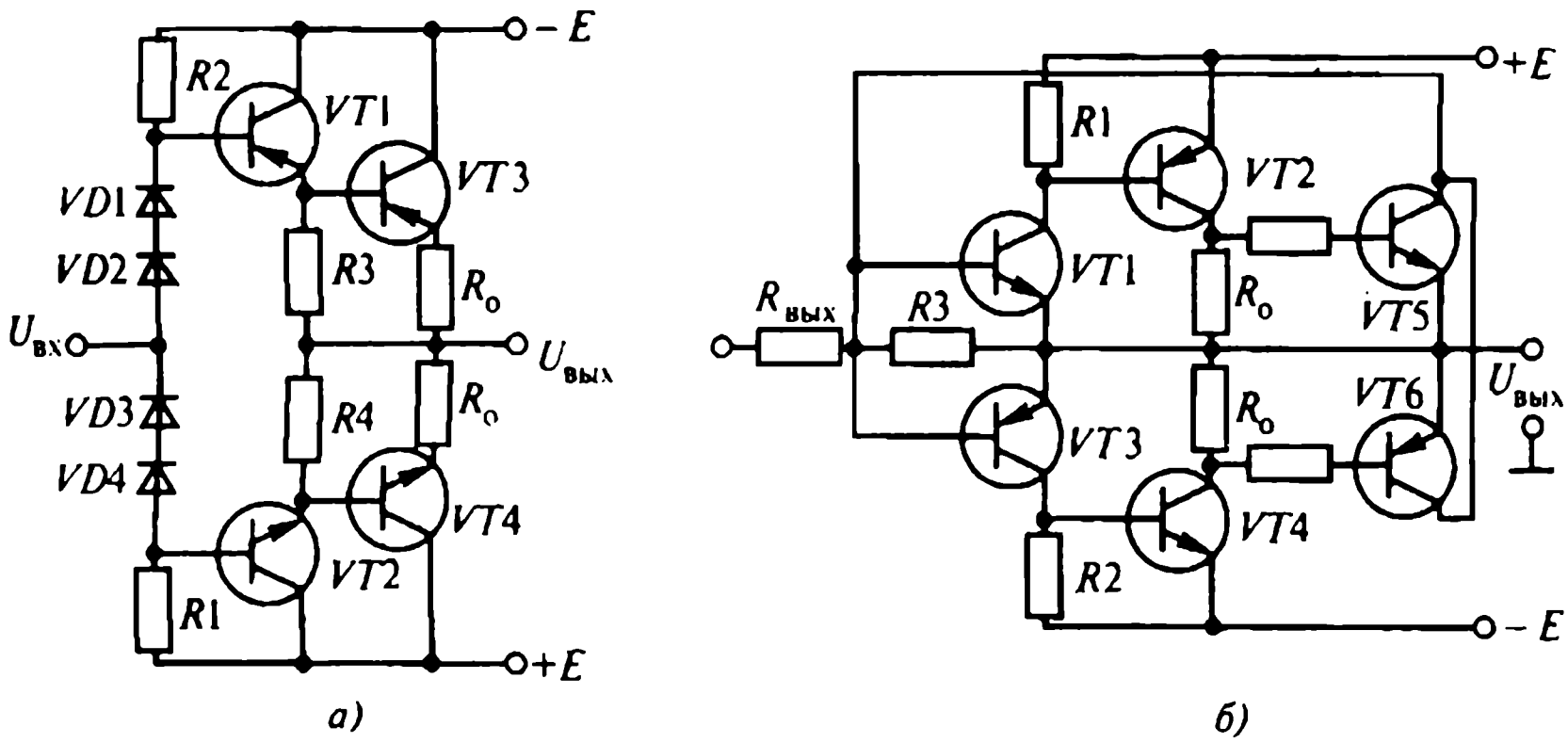


Рис. 4.54. Схемы двухтактных бестрансформаторных выходных каскадов:
а — со сниженными нелинейными искажениями; *б* — с защитой от короткого замыкания на выходе

VT6 открылись. Подобная защита имеет высокое быстродействие и обеспечивает надежную работу мощных усилительных каскадов. При ее введении обязательно наличие дополнительного сопротивления $R_{вых}$, которое выбирают исходя из минимально допустимого значения сопротивления нагрузки предусилителя, к которому подключается выходной каскад.

Бестрансформаторные усилители мощности имеют коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице: $K_u \approx 1$. Усиление по мощности $K_p = K_u K_i$ получается за счет большого усиления по току K_i.

В тех случаях, когда необходимо обеспечить усиление по напряжению или получить высокое выходное сопротивление, применяют двухтактные усилители мощности, выполненные по схеме с ОЭ (рис. 4.55, *а*). В ней транзисторы *VT1*, *VT2* работают в режиме *В* и каждый из них усиливает «свою» полуволну входного напряжения. Все уравнения, полученные в § 4.5 для каскада с ОЭ, справедливы для этого случая применительно к каждому из транзисторов *VT1*, *VT2*. Также справедливы уравнения для энергетических параметров, полученные в § 4.12, и изложенные там рекомендации по выбору транзисторов.

В отличие от каскада на транзисторах, включенных по схеме с ОК, выходное сопротивление у данного каскада большое и определяется сопротивлением $r^{\bullet}_{к\ диф}$. Коэффициент усиления по напряжению зависит от сопротивления нагрузки:

$$K_u \approx \frac{h^{\bullet}_{21э} R_н}{R_г + R_{вх}}. \qquad (4.279)$$

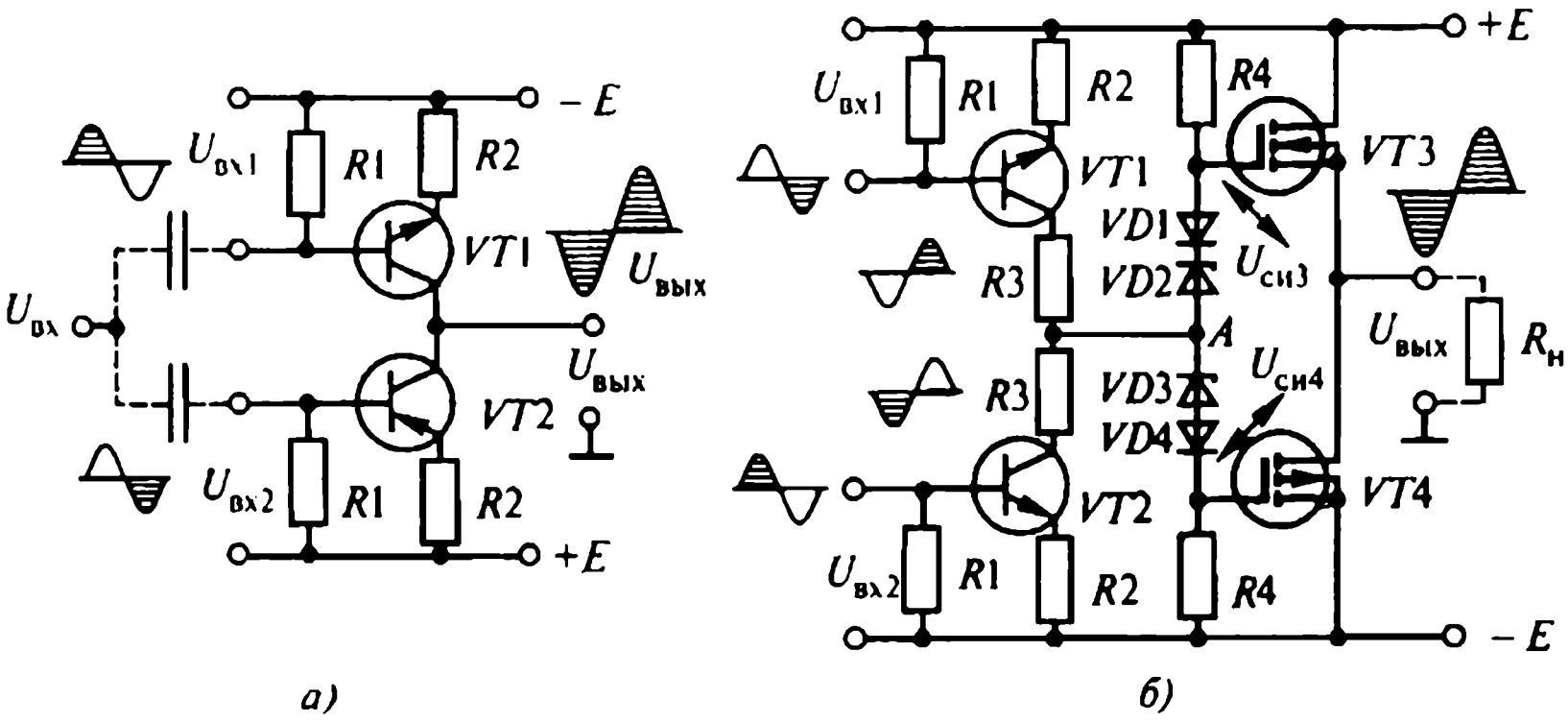


Рис. 4.55. Выходной каскад на транзисторах, включенных по схеме с ОЭ (*а*); выходной каскад на полевых транзисторах (*б*)

Так как $h_{21э}$ у транзисторов *VT1* и *VT2* различны, то разные полуволны усиливаются по-разному, и без введения ОС нелинейные искажения сигнала велики. Местная ОС, введенная с помощью резисторов R_2, эффективна только тогда, когда выполняются условия $r_б' << h_{21э}^{\bullet} R_2$, $h_{21э}^{\bullet} >> 1$, $R_2 >> r_{э\ диф}$, $R_т \to 0$. Тогда (4.279) примет вид

$$K_u = R_н / R_2 \qquad (4.280)$$

и нелинейные искажения будут отсутствовать (при одинаковых резисторах R_2). Каскад сдвигает на 180° фазу выходного напряжения относительно фазы входного.

Иногда с целью стабилизации коэффициента усиления к выходу подключают постоянное сопротивление нагрузки $R_н$, к которому дополнительно подключают сложный выходной каскад с ОК, показанный на рис. 4.50, *в*, *г*.

С появлением мощных полевых транзисторов их стали широко использовать в качестве усилителей мощности. При этом обеспечивается получение меньших нелинейных искажений, а также улучшение частотных характеристик. Несколько повышается и коэффициент использования напряжения источника питания

$$\varepsilon = U_{н\ max} / E \qquad (4.281)$$

ввиду того, что у полевых транзисторов нет напряжения насыщения, как у биполярных, а падение напряжения определяется сопротивлением канала и током стока. Мощные полевые транзисто-

ры обычно используются в сочетании с биполярными, как, например, в каскаде на рис. 4.55, *б*. В нем предусилитель выполнен на биполярных транзисторах *VT1*, *VT2* по схеме, аналогичной рис. 4.55, *а*. Усилитель мощности собран на мощных полевых транзисторах *VT3*, *VT4*, имеющих каналы с электропроводностями различных типов. Они включены по схеме с общим стоком и повторяют напряжения, снимаемые с резисторов R_3. Так как транзисторы *VT3*, *VT4* имеют индуцированный канал, то для устранения искажений типа «ступенька» введено напряжение смещения с помощью резисторов R_4 диодов *VD1*, *VD4* и стабилитронов *VD2*, *VD3*. Стабилитроны использованы для уменьшения количества диодов. Их применение целесообразно в тех случаях, когда полевые транзисторы имеют большое пороговое напряжение. Напряжения на затворах транзисторов повторяют напряжение точки *A* со смещением по уровню на практически постоянное значение напряжения смещения. Для получения нулевого выходного напряжения при $U_{вх} = 0$ потенциал точки *A* должен быть регулируемым. Для этого в базы транзисторов *VT1*, *VT2* можно ввести регулируемые токи и тем самым перевести их в режим работы *AB*. При этом снижаются искажения типа «ступенька» у предусилителя. Общий подход и соображения по выбору мощных транзисторов не зависят от их типа, хотя при практической реализации приходится учитывать особенности включения конкретных активных приборов.

В некоторых случаях приходится применять параллельное соединение транзисторов. Это используется тогда, когда не удается подобрать активный прибор, обеспечивающий получение нужного тока и рассеиваемой мощности. При параллельном включении все транзисторы необходимо располагать на одном теплоотводе, а в цепях всех эмиттеров устанавливать малые резисторы (доли ом). Цель этого — получение у транзисторов одинаковых параметров и равномерное распределение нагрузки между ними. При неидентичности параметров на отдельных транзисторах будет рассеиваться большая мощность, которая выводит их из строя, а затем могут выйти из строя оставшиеся транзисторы и весь усилитель.

Используя комбинации основных схем включения транзисторов, можно реализовать бестрансформаторные выходные каскады с различными параметрами и свойствами, которые обеспечат получение требуемой мощности в сопротивлении нагрузки.

ГЛАВА 5

МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 5.1. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилительные каскады, рассмотренные в предыдущих разделах, имеют ограниченный коэффициент усиления, зависящий от параметров транзисторов и других компонентов схемы. Эти одиночные каскады, как правило, не в состоянии обеспечить требуемый коэффициент усиления. Поэтому строят многокаскадные усилители, представляющие последовательное соединение одиночных усилительных каскадов. В настоящее время промышленность освоила выпуск интегральных многокаскадных усилителей различного назначения. Они являются готовыми функциональными узлами с известными параметрами. Комбинируя и соединяя их между собой соответствующим образом, реализуют многокаскадные усилители, имеющие требуемые параметры и характеристики преобразования.

Можно выделить следующие типы связи между микросхемами и отдельными усилительными каскадами: *гальваническую* (непосредственную); *емкостную* (с помощью *RC*-цепочек); *трансформаторную*; с *помощью частотно-зависимых цепей*; *оптронную*.

Для сравнительно низкочастотных усилителей чаще всего используют первый и второй типы связи. Третий применяют реже из-за больших габаритов трансформаторов, невозможности их микроминиатюризации, высокой стоимости, сложности изготовления, повышенных нелинейных искажений. Однако трансформаторная связь успешно может быть использована при необходимости получить максимальное усиление по мощности. Четвертый тип используют при создании избирательных усилителей, а пятый применяется сравнительно редко, только в специальных случаях, когда при низкой рабочей частоте требуется хорошая гальваническая развязка между каскадами.

При проектировании многокаскадных усилителей, к которым не предъявляются специальные требования, обычно необходимо знать выходную мощность усилителя $P_н$, выходное напряжение

$U_н$, сопротивление нагрузки $R_н$, допустимый коэффициент гармоник $K_г$, рабочий диапазон частот ($f_н$ и $f_в$), нормированный коэффициент усиления на низшей и высшей частотах, входное напряжение $U_{вх}$, внутреннее сопротивление источника питания $R_и$.

При создании различных преобразовательных устройств на основе многокаскадных усилителей надо знать также значения входного и выходного сопротивлений, максимально допустимый фазовый сдвиг выходного сигнала в рабочем диапазоне частот, допустимую нестабильность коэффициента усиления и т. д.

Проектирование многокаскадного усилителя рекомендуется начинать с выбора его структурной схемы и выбора микросхем, входящих в нее, с учетом требований, предъявляемых к усилителю. При этом решают вопрос о том, обеспечивают ли выбранные микросхемы получение требуемых параметров у усилителя или нужны дополнительные входные и выходные устройства.

Если готовый интегральный усилитель может быть использован для реализации усилителя с требуемыми параметрами, то его надо вводить в состав структуры усилителя, а специфические требования удовлетворять за счет введения ОС соответствующего вида. Иногда приходится дополнительно вводить мощный выходной каскад, а также входной каскад с высоким или очень малым входным сопротивлением. И только если из-за требований, предъявляемых к характеристикам преобразования, усилитель нельзя выполнить из набора готовых интегральных микросхем, его проектируют на дискретных компонентах.

Порядок разработки принципиальной схемы во многом зависит от требований, предъявляемых к усилительному устройству. Если задано определенное значение входного сопротивления, в первую очередь следует определить, каким путем оно будет получено, и исходя из этого проектировать входное устройство и остальную часть усилителя. Если заданы выходная мощность и выходное сопротивление усилителя, проектирование следует начинать с выходного каскада, а затем переходить к проектированию остальной части. Если определенные требования предъявляют как к входной, так и к выходной частям усилителя, сначала решаются вопросы реализации входного и выходного каскадов, а потом проектируют часть усилителя, связывающую их.

Исходя из допустимой нестабильности коэффициента усиления и получения требуемых параметров сразу же должен быть решен вопрос о виде ОС и ее глубине. Так как с введением ОС коэффициент усиления уменьшается, это должно быть учтено при выборе количества интегральных микросхем. При этом приходится (априори или на основе статистических данных и рекомендаций)

задаваться возможным изменением коэффициента усиления усилителя без ОС и исходя из общего выражения (4.30)

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} \approx \frac{\partial K}{K(1+K\beta)} - \frac{\partial \beta}{\beta}$$

определять петлевое усиление $K\beta$.

Если считать параметры цепи ОС стабильными, то $\partial\beta \to 0$ и ориентировочная глубина обратной связи определяется из уравнения

$$K\beta \approx \frac{\partial K / K}{\partial K_{oc} / K_{oc}} - 1. \qquad (5.1)$$

Если коэффициент усиления усилителя без цепей ОС может изменяться примерно на 50% ($dK / K \approx 0{,}5$) и при этом требуется, чтобы при введении цепи ОС коэффициент усиления усилителя не изменялся более чем на 0,5% ($dK_{oc} / K_{oc} = 0{,}005$), то при $\partial\beta \to 0$ необходимое петлевое усиление $K\beta = 99$.

При заданном значении K_{oc} и найденной глубине обратной связи определяют коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью ОС:

$$K = K_{oc}(1 + K\beta). \qquad (5.2)$$

Решив вопрос о структуре усилителя, количестве микросхем, используемых в нем, виде и глубине ОС, составляют ориентировочную принципиальную схему. При этом следят, чтобы входное сопротивление последующей микросхемы было больше или равно минимально допустимому сопротивлению нагрузки предыдущей. Сопротивление нагрузки в том или ином виде задают в технических условиях на микросхему.

Кроме того, при непосредственной связи между микросхемами необходимо согласовывать уровни выходного сигнала предыдущей микросхемы с допустимым входным сигналом последующей. При этом следует предусматривать цепи, обеспечивающие защиту входных цепей микросхемы от возможных аварийных изменений входного сигнала.

В качестве таких цепей часто используют два включенных параллельно и встречно диода. Сопротивление их велико до тех пор, пока входное напряжение не превышает контактную разность потенциалов у p-n-перехода 0,2...0,4 В. До этого уровня они не влияют на входной сигнал. При дальнейшем увеличении

входного напряжения диоды открываются и ограничивают сигнал на входе микросхемы значениями 0,2...0,4 В, что, как правило, допустимо для всех микросхем. Цепи защиты являются обязательными для тех микросхем, у которых допустимое входное напряжение меньше максимального выходного напряжения предыдущей микросхемы.

Частотные искажения, вносимые каждой интегральной схемой в диапазоне высоких частот, известны из паспортных данных или могут быть определены экспериментально. Результирующее нормированное усиление $G_в$ или коэффициент частотных искажений $M_в$ усилителя находят как произведение соответствующих коэффициентов отдельных микросхем:

$$G_в = G_{в1} G_{в2} \ldots G_{вn};$$
$$M_в = M_{в1} M_{в2} \ldots M_{вn}, \qquad (5.3)$$

где $G_{вn}$ — нормированное усиление n-й микросхемы; $M_{вn}$ — коэффициент частотных искажений n-й микросхемы.

Если в состав усилителя входят только усилительные каскады на дискретных компонентах, то их допустимые частотные искажения ($G_{вд}$ или $M_{вд}$) находят делением общего заданного коэффициента частотных искажений (или нормированного усиления) на соответствующие искажения, вносимые микросхемами:

$$G_{вд} = G_в / (G_{в1} G_{в2} \ldots G_{вn});$$
$$M_{вд} = M_в / (M_{в1} M_{в2} \ldots M_{вn}). \qquad (5.4)$$

При этом обычно считают, что все каскады на дискретных компонентах вносят одинаковые частотные искажения. Граничная частота транзисторов

$$f_{h_{21}} \approx f_{h_{216}} (1 - h^{\bullet}_{216}) \geq f_в / \sqrt{\sqrt[m]{M_{вд}} - 1}, \qquad (5.5)$$

где m — количество каскадов на дискретных компонентах; $f_в$ — верхняя рабочая частота усилителя.

Частотные искажения в диапазоне низких частот, как правило, обусловлены влиянием цепей связи между микросхемами. Если в структуре усилителя имеется трансформатор, то считают, что основные искажения вносятся им:

$$M_{нт} (1{,}1 \ldots 1{,}2) M_{нк}, \qquad (5.6)$$

где $M_{нк} = (M_{н1} M_{н2} ... M_{нл})$ — искажения, вносимые остальными цепями связи. Тогда

$$M_н = M_{нт} M_{нк} = (1{,}1 ... 1{,}2) M_{нк}^2. \quad (5.7)$$

Коэффициент частотных искажений, вносимых цепями связи микросхем, исключая трансформаторную,

$$M_{нк} = \sqrt{M_н / (1{,}1 ... 1{,}2)}. \quad (5.8)$$

В зависимости от особенностей усилителя частотные искажения между цепями связи распределяют равномерно или неравномерно. При равномерном распределении частотные искажения каждой цепи связи определяют из выражения

$$M_{н1} = M_{н2} = ... = M_{нл} = \sqrt[n]{M_{нк}}. \quad (5.9)$$

Аналогично рассмотренному ранее частотные искажения можно выразить через нормированный коэффициент усиления.

Нелинейные искажения, заданные на проектируемую часть усилителя, обычно не распределяют между микросхемами, а все значение коэффициента гармоник отводят на последнюю микросхему или выходной каскад. Это обусловлено тем, что наибольшие нелинейные искажения возникают при больших уровнях усиливаемого сигнала, когда начинают сказываться нелинейности характеристик транзисторов. В микросхемах, работающих с малыми выходными сигналами, нелинейные искажения в первом приближении можно не учитывать.

Определив число микросхем, их тип, составив принципиальную схему и распределив искажения между цепями связи микросхем, переходят к электрическому расчету параметров цепей связи между микросхемами и цепей, обеспечивающих требуемую глубину ОС. При наличии дискретных усилительных каскадов проводят полный расчет последних.

Параметры *RC*-цепи связи. При выборе параметров цепей связи микросхем необходимо учитывать как выходное сопротивление предыдущей микросхемы, так и входное сопротивление последующей. Так, если микросхемы соединены между собой с помощью *RC*-цепи (рис. 5.1), то коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{R_{эк}}{R_{эк} + R_{вых} + 1/(j\omega C)}, \quad (5.10)$$

где $R_{эк} = R \| R_{вх}$; $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — входное и выходное сопротивления микросхем.

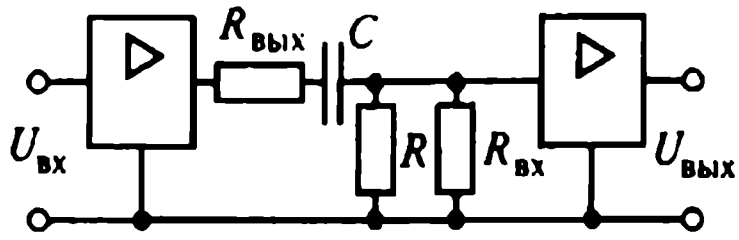


Рис. 5.1. Схема соединения двух микросхем с помощью *RC*-цепи

В диапазоне рабочих частот для устранения частотной зависимости коэффициента передачи от параметров цепи связи необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$R_{эк} + R_{вых} >> |1/(j\omega C)|. \qquad (5.11)$$

Тогда коэффициент передачи цепи междукаскадной связи в рабочей полосе частот

$$K = R_{эк}/(R_{эк} + R_{вых}). \qquad (5.12)$$

Коэффициент частотных искажений на нижней рабочей частоте, заданный для данной цепи связи,

$$M_н = |K| / |K(j\omega)| = |[R_{эк} + R_{вых} + 1/(j\omega C)]| / (R_{эк} + R_{вых}). \qquad (5.13)$$

Преобразовав его, получим

$$C(R_{эк} + R_{вых}) = 1/(\omega_н \sqrt{M_н^2 - 1}). \qquad (5.14)$$

Один из элементов цепи связи (чаще всего R) задают исходя из требований, не связанных с частотными искажениями, например обеспечения требуемого входного сопротивления или допустимого падения напряжения, вызванного входным током микросхемы, и т. д. Другой элемент определяют с помощью уравнения (5.14).

По окончании расчетов всех элементов определяют результирующие параметры и характеристики усилителя, после чего собирают его макет, проводят настройку и испытание. В случае несложных усилителей с малым количеством микросхем, где получение положительного результата очевидно, этапы макетирования и настройки обычно отсутствуют. В этом большое преимущество конструкций, созданных на основе микросхем с заранее известными параметрами перед усилителями, выполненными на дискретных компонентах.

§ 5.2. УСИЛИТЕЛИ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Интегральные линейные микросхемы включают в себя усилительные каскады, рассмотренные в гл. 4, а также их комбинации и модернизированные варианты. Они отличаются от усилителей,

выполненных на дискретных элементах, только методами изготовления отдельных компонентов схем и технологией изготовления законченных функциональных узлов. В большинстве случаев принципиальные схемы интегральных усилителей выглядят значительно сложнее своих дискретных аналогов. Это объясняется тем, что если для незначительного улучшения каких-либо параметров усилителя требуется ввести один или несколько дополнительных транзисторов, их, как правило, вводят, зная, что стоимость изготовления от этого существенно не изменится.

Таким образом, интегральный усилитель представляет собой законченный функциональный блок, изготовленный в одном корпусе, имеющий параметры, заданные в технических условиях, в принципиальную схему которого нельзя внести никаких изменений, не предусмотренных при его проектировании.

При подключении требуемых напряжений питания и выполнении необходимых соединений такой законченный функциональный блок имеет параметры, указанные в отраслевых стандартах на применение данного усилителя.

При использовании интегральных микросхем отпадает необходимость в расчете, сборке и настройке отдельных каскадов. В этом случае на первый план выдвигаются вопросы согласования отдельных микросхем, введения цепей ОС, обеспечивающих получение необходимых параметров, обеспечения устойчивости всей системы, охваченной цепями ОС, и т. д.

В настоящее время промышленностью разработано и выпускается значительное количество различных микросхем, в которых усилители являются лишь одним из функциональных узлов среди узлов другого назначения. Для того чтобы различать, какую функцию выполняет конкретная микросхема, принята система условных обозначений, отражающая их принадлежность к определенным сериям, классам и группам.

Серия объединяет ряд отдельных функциональных схем по технологическому признаку, согласованности по напряжениям источников питания, уровням сигналов, входным и выходным сопротивлениям, конструктивному оформлению и способам крепления и монтажа. Серии стремятся разрабатывать так, чтобы из микросхем, входящих в нее, можно было построить законченное устройство.

Условное обозначение микросхем состоит из следующих элементов.

Первый элемент — цифра, обозначающая группу микросхемы. По конструктивно-технологическим признакам микросхемы подразделяют на три группы, которым присвоены обозначения: 1; 5; 6; 7 — полупроводниковые (7 — бескорпусные); 2; 4; 8 — гибридные; 3 — прочие (пленочные, вакуумные, керамические и т. д.);

второй — две-три цифры, обозначающие порядковый номер разработки серии микросхем (определяющие серию микросхемы); *третий* — две буквы, обозначающие подгруппу и вид микросхемы в соответствии с табл. 5.1; *четвертый* — порядковый номер разработки ИС в данной серии.

Таблица 5.1

Подгруппа	Вид микросхемы	Буквенное обозначение
Генераторы	Прямоугольных сигналов	ГГ
	Линейно изменяющихся сигналов	ГЛ
	Шума	ГМ
	Прочие	ГП
	Гармонических сигналов	ГС
	Сигналов специальной формы	ГФ
Детекторы	Амплитудные	ДА
	Импульсные	ДИ
	Прочие	ДП
	Частотные	ДС
	Фазовые	ДФ
Логические элементы	Элемент И—НЕ	ЛА
	Элемент И—НЕ/ИЛИ—НЕ	ЛБ
	Расширители	ЛД
	Элемент ИЛИ—НЕ	ЛЕ
	Элемент И	ЛИ
	Элемент И—ИЛИ—НЕ/И	ЛК
	Элемент ИЛИ	ЛЛ
	Элемент ИЛИ—НЕ/ИЛИ	ЛМ
	Элемент НЕ	ЛН
	Элемент И—ИЛИ—НЕ	ЛР
	Элемент И—ИЛИ	ЛС
	Прочие	ЛП
Многофункциональные схемы	Аналоговые	ХА
	Комбинированные	ХК
	Цифровые	ХЛ
	Цифровые матрицы	ХМ
	Аналоговые матрицы	ХН
	Комбинированные аналоговые и цифровые матрицы	ХТ
	Прочие	ХП
Коммутаторы и ключи	Тока	КТ
	Напряжения	КН
	Прочие	КП
Модуляторы	Амплитудные	МА
	Импульсные	МИ
	Прочие	МП
	Частотные	МС
	Фазовые	МФ

Продолжение табл. 5.1

Подгруппа	Вид микросхемы	Буквенное обозначение
Наборы элементов	Диодов	НД
	Конденсаторов	НЕ
	Комбинированные	НК
	Прочие	НП
	Резисторов	НР
	Транзисторов	НТ
	Функциональные	НФ
Преобразователи	Цифроаналоговые	ПА
	Аналого-цифровые	ПВ
	Длительности	ПД
	Умножители частоты аналоговые	ПЕ
	Делители частоты аналоговые	ПК
	Синтезаторы частоты	ПЛ
	Мощности	ПМ
	Напряжения	ПН
	Длительности	ПП
	Код-код	ПР
	Частоты	ПС
	Уровня (согласователи)	ПУ
	Делители частоты цифровые	ПЦ
Схемы вторичных источников питания	Выпрямители	ЕВ
	Стабилизаторы напряжения импульсные	ЕК
	Преобразователи	ЕМ
	Стабилизаторы напряжения непрерывные	ЕН
	Прочие	ЕП
	Стабилизаторы тока	ЕТ
	Схемы управления импульсными стабилизаторами	ЕУ
Триггеры	Типа *JK*	ТВ
	Динамические	ТД
	Комбинированные (типов *DT*, *RST* и т. п.)	ТК
	Шмитта	ТЛ
	Типа *D*	ТМ
	Прочие	ТП
	Типа *RS*	ТР
	Типа *T*	ТТ
Усилители	Высокой частоты	УВ
	Операционные	УД
	Повторители	УЕ
	Импульсных сигналов	УИ
	Широкополосные	УК
	Считывания и воспроизведения	УЛ
	Индикации	УМ
	Низкой частоты	УН
	Прочие	УП
	Промежуточной частоты	УР
	Дифференциальные	УС
	Постоянного тока	УТ

Продолжение табл. 5.1

Подгруппа	Вид микросхемы	Буквенное обозначение
Фильтры	Верхних частот	ФВ
	Полосовые	ФЕ
	Нижних частот	ФН
	Прочие	ФП
	Режекторные	ФР
Формирователи	Адресных токов	АА
	Импульсов прямоугольной формы	АГ
	Разрядных токов	АР
	Прочие	АП
	Импульсов специальной формы	АФ
Схемы запоминающих устройств	Ассоциативные	РА
	Матрицы постоянных ЗУ	РВ
	Постоянные ЗУ (масочные)	РЕ
	Матрицы оперативных ЗУ	РМ
	Прочие	РП
	Постоянные ЗУ с возможностью многократного электрического перепрограммирования	РР
Постоянные ЗУ с возможностью программирования	Оперативные, статические и динамические	РУ
	Постоянные с однократным программированием за счет пережигания перемычек	РТ
	Постоянные с электрической записью и ультрафиолетовым стиранием	РФ
	На цилиндрических магнитных доменах	РЦ
Схемы арифметических и дискретных устройств	Регистры	ИР
	Сумматоры	ИМ
	Полусумматоры	ИЛ
	Счетчики	ИЕ
	Шифраторы	ИВ
	Дешифраторы	ИД
	Комбинированные	ИК
	Прочие	ИП
	Арифметические логические устройства	ИА
Схемы задержки	Пассивные	БМ
	Активные	БР
	Прочие	БП
Схемы вычислительных средств	Схемы сопряжения с магистралью	ВА
	Схемы синхронизации	ВБ
	Схемы управления вводом—выводом (схемы интерфейса)	ВВ
	Контроллеры	ВГ
	МикроЭВМ	ВЕ
	Специализированные	ВЖ
	Времязадающие	ВИ
	Комбинированные	ВК

Продолжение табл. 5.1

Подгруппа	Вид микросхемы	Буквенное обозначение
Схемы вычислительных средств	Микропроцессоры	ВМ
	Схемы управления прерыванием	ВН
	Прочие	ВП
	Функциональные расширители	ВР
	Микропроцессорные секции	ВС
	Схемы управления памятью	ВТ
	Схемы микропрограммного управления	ВУ
	Функциональные преобразователи информации	ВФ
	Микрокалькуляторы	ВХ

Иногда в конце условного обозначения добавляется буква, определяющая технологический разброс параметров данного типономинала, например 133ЛА1Б.

Буквы К, КР, КМ, КЕ, КА, КИ перед условным обозначением характеризуют условия их приемки и особенности конструктивного выполнения. Буква К указывает, что эта микросхема широкого применения; Р — пластмассовый корпус; М — металлический, металлокерамический, стеклокерамический корпус; Е — металлополимерный корпус; А — пластмассовый планарного типа; И — стеклокерамический планарный.

Для ИС, выпускаемых на экспорт и отличающихся шагом выводов, перед буквой К присутствует буква Э, например ЭК561ЛС2.

Для бескорпусных ИС перед номером серии добавляют букву Б и через дефис вводят цифру (1—6), характеризующую модификацию конструктивного выполнения, например: 1 — с гибкими выводами; 2 — с ленточными выводами и т. д.

Промышленностью изготовляются транзисторные сборки (несколько идентичных транзисторов, выполненных в одном корпусе), однокаскадные и многокаскадные усилители.

Так, в частности, выпускаются: эмиттерные и истоковые повторители (119УЕ1, К284УЕ1А); усилители низкой частоты (123УН1, 157УН1, К174УН9, 237УН1, 504УН2, К1400УН1 и др.), в том числе и малошумящие (119УН1, 157УП2, 538УН1, 538УН3, КР1005УН1); усилители мощности и оконечные усилители (148УН1, К174УН4, К174УН11, К174УН15, 550УП1); широкополосные усилители (171УВ1, 175УВ1, 265УВ7), в том числе и видеоусилители (119УИ1, 171УВ2); усилители высокой частоты (171УР1, 401УВ3); усилители с логарифмической характеристикой (174УП2); дифференциальные усилительные каскады (122УД1, 265УД1, 1413УД1); каскодные усилители (122УН2, 263УВ3); двухкаскадные усилители (122УН1); усилители-ограничители (435УП1); операционные усилители (се-

рий 140, 153, 154, 157, 544, 551, 553, 574, 740, 1401, 1407, 1408, 1409) и др.

В каталогах и информационных листках обычно приводятся принципиальные схемы микросхем. Однако для практического использования надо иметь руководства по применению. В них приведены схемы соединения выводов микросхем и рекомендуемые параметры навесных компонентов. Без руководства по применению создавать устройства с заданными параметрами сложно из-за того, что принципиальная схема представляет собой сочетание большого количества соединенных непосредственно активных и пассивных элементов, параметры которых неизвестны.

В простейших случаях, как например, в случае, показанном на рис. 5.2, *а*, проектировщик сможет включить микросхему без дополнительных справочных материалов. При этом он должен хорошо знать основы схемотехники усилительных каскадов и учитывать, что имеющиеся в составе микросхемы пассивные цепи выполняют исходя из условия обеспечения нормальной работы усилителя. Так, при создании усилителя с единичным коэффициентом усиления на основе микросхемы 284УЕ1 с помощью соответствующих внешних соединений можно реализовать истоковый

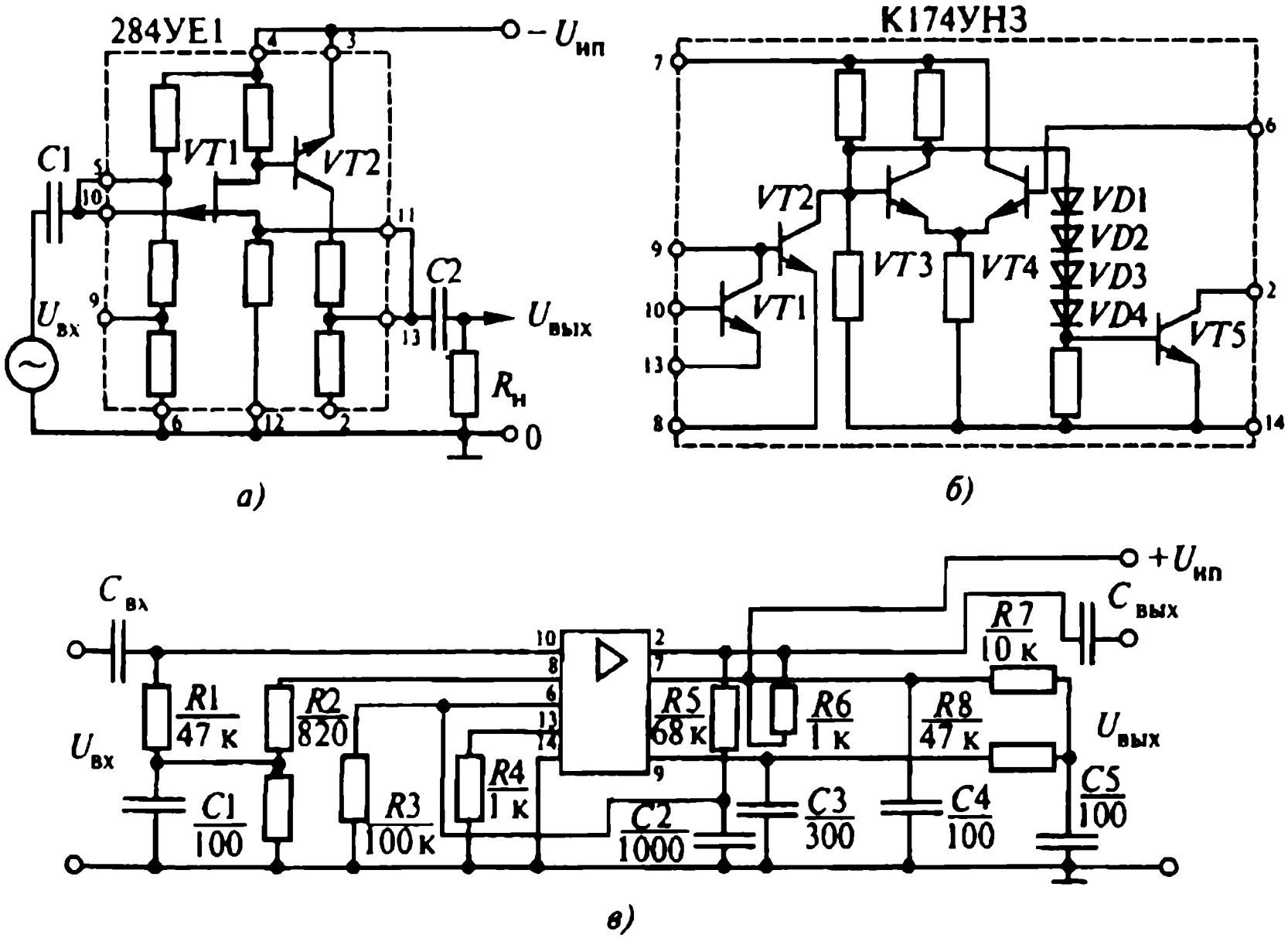


Рис. 5.2. Усилитель с $K_u = 1$ (*а*); принципиальная схема ИС К174УН3 (*б*) и ее включение (*в*)

повторитель на транзисторе *VT1*, аналогичный показанному на рис. 4.21, *а*. Однако для получения меньшего выходного сопротивления на рис. 5.2, *а* использован транзистор *VT2*, который включен с ОЭ. В итоге получена схема с единичным коэффициентом усиления и сниженным выходным сопротивлением, свойства которой аналогичны свойствам каскада рис. 4.49, *в*. Подключением затвора 10 транзистора *VT1* к выводу 5 или 9 можно изменять постоянное напряжение на затворе, а соответственно ток покоя и максимальную амплитуду усиливаемого сигнала.

Возможны и другие схемы включения микросхемы. Для этого от различных элементов сделаны самостоятельные выводы.

Наличие большого количества выводов у микросхем расширяет их функциональные возможности. Выводы спроектированы так, что в отдельные цепи можно включать навесные резисторы, трансформаторы, конденсаторы, светодиоды и другие нагрузки. Это позволяет осуществлять согласование микросхемы с нагрузкой; менять режимы работы ее усилительных каскадов; устранять отрицательные обратные связи; вводить дополнительные обратные связи; подключать корректирующие цепи, изменяющие АЧХ и ФЧХ усилителя; использовать только необходимое количество элементов микросхемы.

Однако получение определенных значений параметров и их воспроизводимость, как правило, гарантируются только при использовании рекомендованных схем включения и номиналов внешних компонентов.

На рис. 5.2, *б* приведена принципиальная схема усилителя низкой частоты типа К174УН3. В нем при подключении внешних элементов R_1, R_7 R_8 (рис. 5.2, *в*) на транзисторах *VT1*, *VT2* выполнен предварительный усилитель, содержащий два каскада с ОЭ. Выходной усилитель собран на транзисторах *VT3—VT5*, причем вместо нагрузочного резистора R_6 в коллекторной цепи транзистора *VT5* может быть установлен трансформатор или другая нагрузка. Через резистор R_5 введена отрицательная обратная связь по постоянному току, так как ток базы транзистора *VT4* зависит от этого сопротивления и $U_{вых}$. Конденсаторами C_1, C_2 уменьшается глубина отрицательной ОС в диапазоне рабочих частот. Конденсаторы C_3, C_5 обеспечивают коррекцию амплитудно-частотной характеристики, предотвращая у усилителя потерю устойчивости (самовозбуждение). Коэффициент усиления и другие параметры зависят от навесных компонентов ($K_u \geq 10^3$, $U_ш = 1{,}5$ мкВ в полосе 20 кГц).

Выпускаются мощные усилители, к выходу которых может быть подключена значительная нагрузка. Так, микросхема 174УН7 обеспечивает получение выходной мощности $P_{вых} = 1{,}4$ Вт,

174УН9 — 7 Вт, 174УН11 — 15 Вт и т. д. Некоторое представление о параметрах усилителей средней и большой мощности дает табл. 5.2. Коэффициент усиления по напряжению микросхем усилителей мощности обычно невелик (4...100). Поэтому для них, как правило, требуется предварительный усилитель, который выполняют на микросхемах малой мощности. В связи с достаточно большим входным сопротивлением мощных микросхем их согласование с предусилителями не вызывает трудностей. При этом емкости разделительных конденсаторов определяют в соответствии с изложенным в § 5.1.

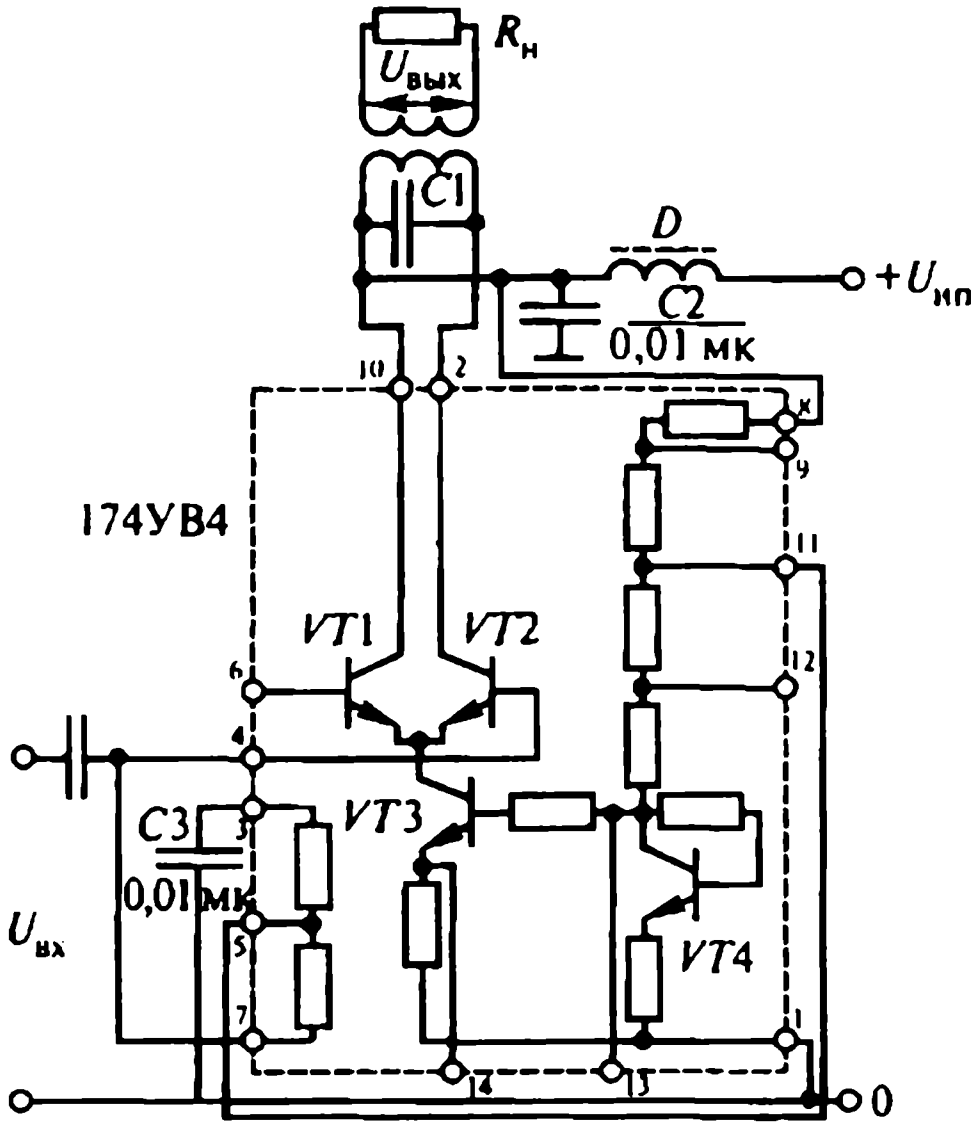
Таблица 5.2

Тип ИС	$P_{вых}$, Вт	$K_г$, %	$f_н$, Гц	$f_в$, кГц	$U_{пит}$, В	$I_{пот}$, мА	$R_н$, кОм
К174УН4А	1,4	2	30	20	9	10	10
К174УН9	7	1	20	20	15	30	100
К174УН11	15	1	20	20	15	100	—
К174УН12	—	0,5	20	20	15	40	—
538УН1А	0,15	0,1	0	15000	15	8	—
157УН1А	0,03	0,3	50	15	9	6	—

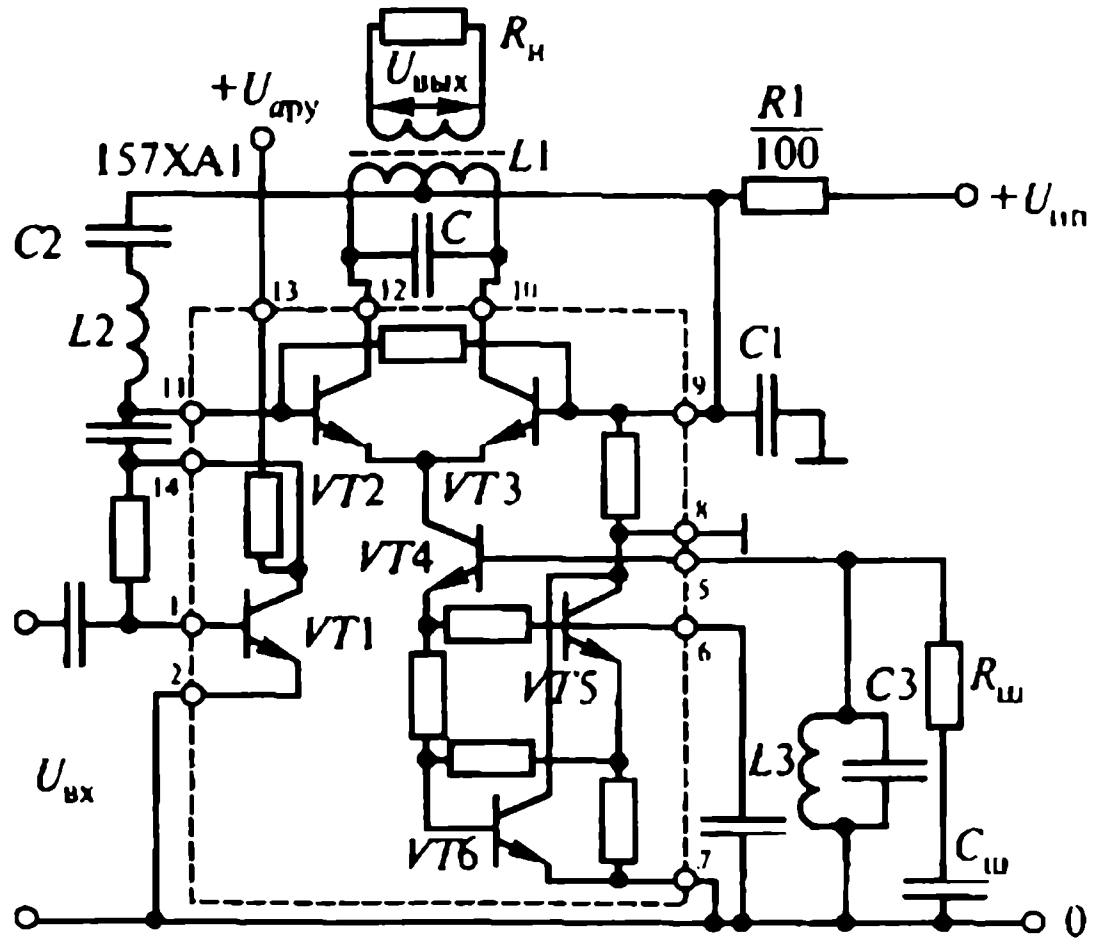
При получении мощностей свыше 0,3 Вт микросхемы надо размещать на теплоотводе (радиаторе), с помощью которого отводится рассеиваемая в ИС теплота. Для получения больших мощностей можно использовать дополнительные навесные транзисторы.

Микросхемы усилителей высокой и промежуточной частот, как правило, выполнены на основе дифференциальных усилительных каскадов, причем для расширения их функциональных возможностей коллекторные выводы транзисторов часто оставляют свободными, как, например, у микросхемы 175УВ4 (рис. 5.3, *а*). Это позволяет включать в цепь коллектора резисторы требуемого номинала или резонансные *LC*-контуры. Транзисторы *VT1*, *VT2*, *VT3* образуют дифференциальный каскад. В коллекторные цепи транзисторов *VT2*, *VT3* включен резонансный *LC*-контур. Чем выше его добротность, тем больше коэффициент усилителя. Сопротивление нагрузки $R_н$ подключается к выходу усилителя с помощью индуктивной связи. Напряжение на вход дифференциального каскада подано несимметрично, так как база транзистора *VT1* по переменному току соединена с источником питания с помощью конденсатора C_3. Если вместо резонансного контура в цепи коллекторов включить резисторы, то коэффициент усиления будет постоянным в широкой полосе частот.

При подаче на вывод 13 напряжения другой частоты f_2 коэффициент усиления дифференциального каскада будет меняться с этой частотой (см. § 4.8). Произойдет перемножение сигналов



а)



б)

Рис. 5.3. Резонансный усилитель высокой частоты 175УВ4 (*а*) и усилитель-преобразователь высокой частоты 157ХА1 (*б*)

и в спектре выходного тока появятся составляющие с частотами $(f_1 + f_2)$ и $(f_1 - f_2)$. Если колебательный LC-контур настроен на частоту $(f_1 - f_2)$, то в нем «выделится» составляющая сигнала только этой частоты. Микросхема выполняет функции усилителя-преобразователя частоты входного сигнала, причем огибающая выходного сигнала с частотой $(f_1 - f_2)$ повторяет огибающую сигнала с частотой f_1 при неизменной амплитуде сигнала с частотой f_2.

Коэффициент усиления по напряжению у микросхемы 175УВ4 около 10, а верхняя граничная частота усиления (частота, при которой сохраняется гарантированная амплитуда $U_{вых}$) равна 150 МГц.

В связи со сложностью усиления на высоких частотах усиливаемый сигнал иногда преобразуют в более низкую промежуточную частоту. Для этого применяют микросхемы усилителей-преобразователей частоты (смесителей), например типа 157ХА1 (рис. 5.3, *б*). От рассмотренной выше она отличается тем, что в ней имеется возможность создать внутри микросхемы генератор частоты f_2. Для этого к выводу 5 подключен контур L_3C_3 (контур гетеродина). Электронная часть, подключенная к контуру, выполняет роль отрицательного сопротивления и поддерживает в нем автоколебания амплитудой 100...200 мВ. Шунтирующие контур элементы — $R_ш C_ш$ вводятся для стабилизации режима генерации. Кроме того, в микросхеме 157ХА1 имеется двухкаскадный предварительный усилитель на транзисторах *VT1*, *VT2*, которые с помощью внешних соединений включаются в схему с ОЭ с непосредственной связью между каскадами.

Сложность, степень интеграции и функциональные возможности интегральных усилителей непрерывно повышаются, что позволяет создавать на основе одной микросхемы крупные блоки электронного устройства.

§ 5.3. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционными усилителями (ОУ) называют высококачественные усилители постоянного тока (УПТ), предназначенные для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью.

Усилители постоянного тока отличаются от усилителей переменного тока тем, что позволяют усиливать медленно изменяющиеся сигналы ($f_н \to 0$). Соответственно на входе, выходе и между каскадами у них отсутствуют реактивные компоненты (конденсаторы, трансформаторы), которые не пропускают постоянную составляющую сигнала. Обычно УПТ достаточно широкополосны и позволяют усиливать сигналы в диапазоне частот

от $f_н = 0$ до $f_в$ (рис. 5.4, *а*). Их амплитудная характеристика имеет вид, показанный на рис. 5.4, *б*.

По принципу действия и схемному выполнению УПТ делят на два основных вида: 1) усилители с непосредственными связями (прямого усиления); 2) усилители с преобразованием сигнала. Последние подразделяют: а) на усилители с промежуточным преобразованием (модуляцией) сигнала постоянного тока в переменное напряжение и усилением на несущей частоте с последующей демодуляцией (УПТ-МДМ); б) усилители, в которых входной сигнал воздействует на параметры колебаний автогенератора: амплитуду, частоту или фазу (усилители с управляемыми генераторами УПТ-УГ). Иногда УПТ-УГ называют *автогенераторными усилителями*.

В них используют обычные схемы усилителей переменного тока, в том числе и с непосредственными связями. Основные схемные особенности касаются лишь выполнения цепей преобразования сигнала.

В связи с отсутствием реактивных элементов в цепях межкаскадной связи (связь только гальваническая) при построении УПТ с непосредственными связями приходится решать вопросы согласования напряжений на различных участках схемы и уменьшения изменений сигнала на выходе усилителя при неизменном сигнале на входе. Изменения напряжения на выходе УПТ при нулевом входном сигнале называют *дрейфом нуля*. Его значение обычно приводят к входу, для чего изменение выходного напряжения усилителя делят на его коэффициент усиления. Дрейф нуля показывает, на какую величину надо увеличить или уменьшить напряжение на входе усилителя для того, чтобы изменение выходного напряжения было равно его самопроизвольному изменению. Так как дрейф нуля может быть вызван как временными, так и температурными изменениями параметров отдельных компонентов, различают *временной* и *температурный дрейфы*. Их оценивают соответственно в мкВ/ч или мкВ/°С, причем временной дрейф измеряют при неизменной температуре окружающей сре-

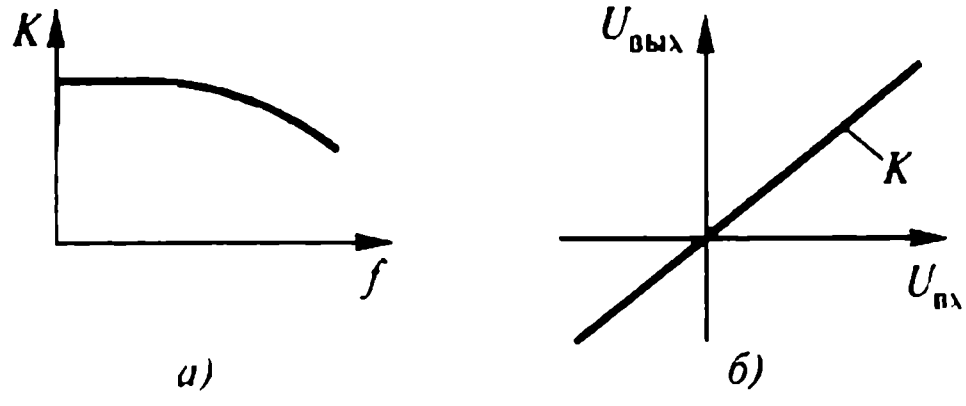


Рис. 5.4. Частотная (*а*) и амплитудная (*б*) характеристики УПТ

ды. В УПТ дрейф нуля находится в диапазоне от единиц мкВ/ч до сотен мВ/ч.

В настоящее время в качестве УПТ с непосредственными связями в основном используют интегральные *операционные усилители*. По конструктивному выполнению они являются законченными высокостабильными широкополосными высококачественными УПТ, имеющими высокий коэффициент усиления, дифференциальный вход и несимметричный выход.

Успехи интегральной технологии позволили выполнять ОУ с заданными техническими параметрами в одном корпусе. Это дает возможность рассматривать его как самостоятельный компонент с определенными параметрами.

Условные обозначения ОУ приведены на рис. 5.5, *а*, *б*. Показанный усилитель имеет один выходной вывод (показывается справа) и два входных (изображаются с левой стороны). Знак ▷ или > характеризует усиление. Вход, напряжение на котором сдвинуто по фазе на 180° относительно выходного напряжения, называется *инвертирующим* и обозначается знаком инверсии °, а вход, напряжение на котором совпадает по фазе с выходным напряжением,— *неинвертирующим*. Второй вывод, общий для обоих входов и выхода, часто не показывается. Это общая информационная шина, которая на принципиальных схемах иногда показывается в виде ⊥. Для облегчения понимания назначения выводов и повышения информативности допускается введение одного или двух дополнительных полей с обеих сторон от основного поля, в которых указываются метки, характеризующие функции вывода (рис. 5.5, *б*).

Характерной особенностью ОУ является то, что входные сигналы подаются относительно одной общей шины, относительно которой снимается выходной сигнал. При нулевых входных напряжениях выходной сигнал равен нулю. Благодаря этому свой-

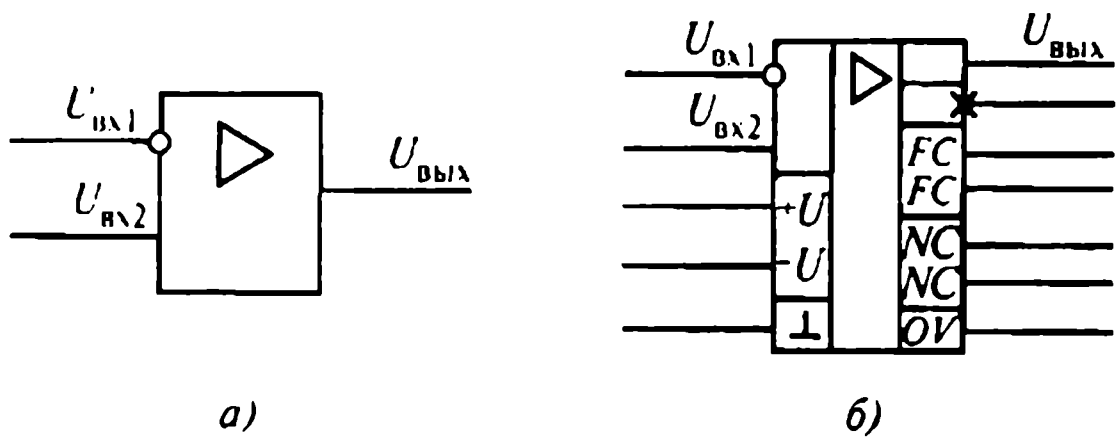
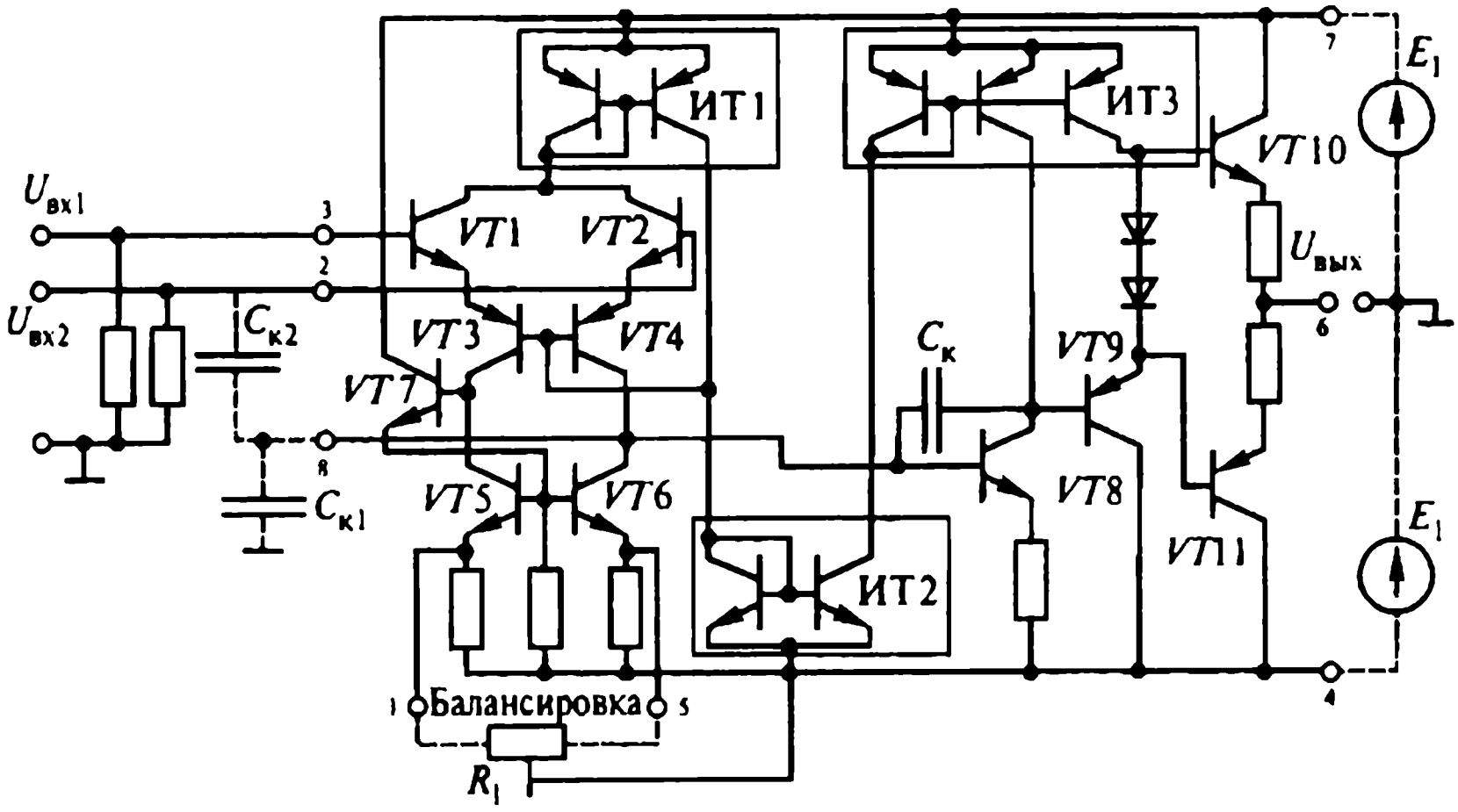


Рис. 5.5. Условное обозначение ОУ:

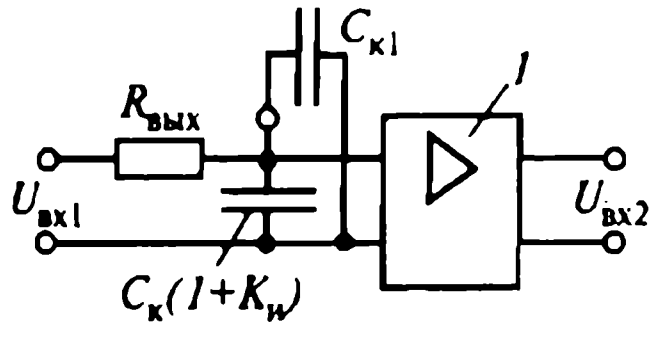
а — без дополнительного поля; *б* — с дополнительными полями; *NC* — выводы балансировки; *FC* — выводы частотной коррекции; *U* — выводы напряжения питания; × — вывод не несущей логической информации; *OV* — общий информационный вывод; ⊥ — корпус

ству источники входного сигнала и нагрузку можно непосредственно подключать к выводам ОУ, не заботясь о разделении переменной и постоянной составляющих и не рискуя изменить статические режимы работы усилительных каскадов.

Общее представление о схемотехнике ОУ дает рис. 5.6, *а*, на котором приведена упрощенная схема ОУ 140УД7 (не показаны цепи защиты и второстепенные элементы). На входе ОУ установлен каскодный дифференциальный каскад на транзисторах *VT1—VT7*, аналогичный каскаду на рис. 4.36, *а*. К его высокоомному выходу подключен усилительный каскад на транзисторе *VT8*, выполненный по схеме с ОЭ. Выходной каскад собран на транзисторах *VT10*, *VT11*, имеющих разную электропроводность. Они включены по схеме с ОК. Для увеличения сопротивления нагрузки каскада на транзисторе *VT8* в цепь его коллектора включен управляемый источник тока ИТ3, а выходной каскад подключен через дополнительный эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе с высокоомной динамической нагрузкой (ИТ3). Управляемые источники тока ИТ1, ИТ2, ИТ3 взаимосвязаны, и выходной ток одного является входным током другого.



а)



б)

Рис. 5.6. Упрощенные принципиальные схемы ОУ 140УД7 (*а*); эквивалентная схема цепи частотной коррекции (*б*):

1 — идеализированный усилитель с коэффициентом усиления K_u

Благодаря этому обеспечивается хорошая временная и температурная стабильность выходного сигнала. ОУ имеет внутреннюю частотную коррекцию, выполненную с помощью конденсатора $C_к$. Конденсатор создает отрицательную обратную связь в каскаде на транзисторе *VT8*. Так как сопротивление конденсатора уменьшается при увеличении частоты, то глубина ОС повышается, а коэффициент усиления уменьшается. Эквивалентная схема этой части усилителя показана на рис. 5.6, *б*. В ней $R_{вых}$ — выходное сопротивление дифференциального каскада на транзисторах *VT1—VT7*, K_u — идеализированный усилитель, имеющий такой же коэффициент усиления, как каскад на транзисторе *VT8*.

Частотная коррекция необходима для того, чтобы устранить автоколебания, которые могут возникнуть при введении ОС. Внутренней коррекции не всегда бывает достаточно для обеспечения устойчивости. Поэтому иногда ее дополняют внешними цепями коррекции. Подключая к выводу 8 дополнительный навесной конденсатор $C_{к1}$, можно изменить частотную коррекцию и АЧХ усилителя и устранить автоколебания. Причем если $C_{к1}$ соединен с общей шиной, то уменьшается частота, с которой начинается снижение коэффициента усиления. Если конденсатор включить между выводами 2, 8 ($C_{к2}$ на рис. 5.6, *а*), то появится положительная ОС, которая уменьшит глубину отрицательной ОС, осуществляемой через конденсатор $C_к$. Соответственно увеличится скорость нарастания выходного напряжения и повысится частота, на которой начинается снижение K_u усилителя.

Для введения цепей коррекции требуются принципиальная схема усилителя и четкое представление о том, как корректирующие цепи меняют АЧХ и ФЧХ усилителя, причем для обеспечения устойчивости применяются корректирующие цепи интегрирующего (цепи с конденсатором $C_к$, $C_{к1}$) и дифференцирующего типов (см. § 6.3, § 6.4) (цепь с конденсатором $C_{к2}$). При равенстве постоянных времени этих цепей частотная коррекция у ОУ отсутствует.

У усилителя предусмотрена возможность проведения балансировки дифференциального каскада. Для этого от эмиттеров транзисторов *VT5*, *VT6* сделаны выводы 2, 5. К ним подключается регулировочный резистор R_1, подвижный вывод которого соединен с минусовой шиной источника питания. Перемещением подвижной части достигается небольшое изменение токов покоя плеч дифференциального каскада. В результате меняется выходное напряжение. При определенном положении движка можно получить $U_{вых}$, равное нулю (относительно общей шины, являющейся нулевой точкой двух одинаковых источников питания с напряжениями $+E_1$ и $-E_1$). Внешняя балансировка снижает требования к технологии изготовления ОУ и улучшает характеристи-

ки устройств, к которым эти ОУ применены, но при этом увеличивается количество навесных компонентов.

Вариант построения ОУ показан также на рис. 5.7. Он содержит два последовательно включенных дифференциальных каскада на транзисторах *VT1—VT4*, каскад на транзисторе *VT5* и выходной эмиттерный повторитель (усилитель мощности) на транзисторах *VT6*, *VT7*. Для транзистора *VT7* каскад на транзисторе *VT5* представляет собой эмиттерный повторитель. Соответственно напряжение $U_{вых}$ на выходе эмиттерного повторителя *VT7* повторяет потенциал коллектора *VT4*. Так как в цепь эмиттера транзистора *VT5* включен генератор тока ИТ5, то ток транзистора не зависит от входного напряжения базы. Соответственно ток транзистора *VT6*, определяемый источником тока ИТ6, остается неизменным. При нулевом входном сигнале токи транзисторов *VT6* и *VT7* равны и $U_{вых} = 0$. При появлении сигнала потенциал эмиттера транзистора *VT7* меняется в соответствии с ним, а ток транзистора *VT6* остается неизменным. Транзистор *VT8* выполняет функции защиты.

Характерной особенностью данного ОУ является то, что токи покоя всех каскадов определяются током дополнительного управляющего вывода 1. От значения $I_{упр}$ зависит ток источника тока ИТ1, а соответственно токи источников ИТ2—ИТ5. Задав большое значение $I_{упр}$, получим усилитель, в котором усилительные каскады работают при больших статических токах. При этом обеспечивается большая скорость нарастания выходного напряжения, получается лучшая частотная характеристика, но увеличиваются временной и температурный дрейфы нуля. Для УПТ желательно иметь малые токи у активных компонентов, так как при этом меньше разогрев компонентов и невелико влияние раз-

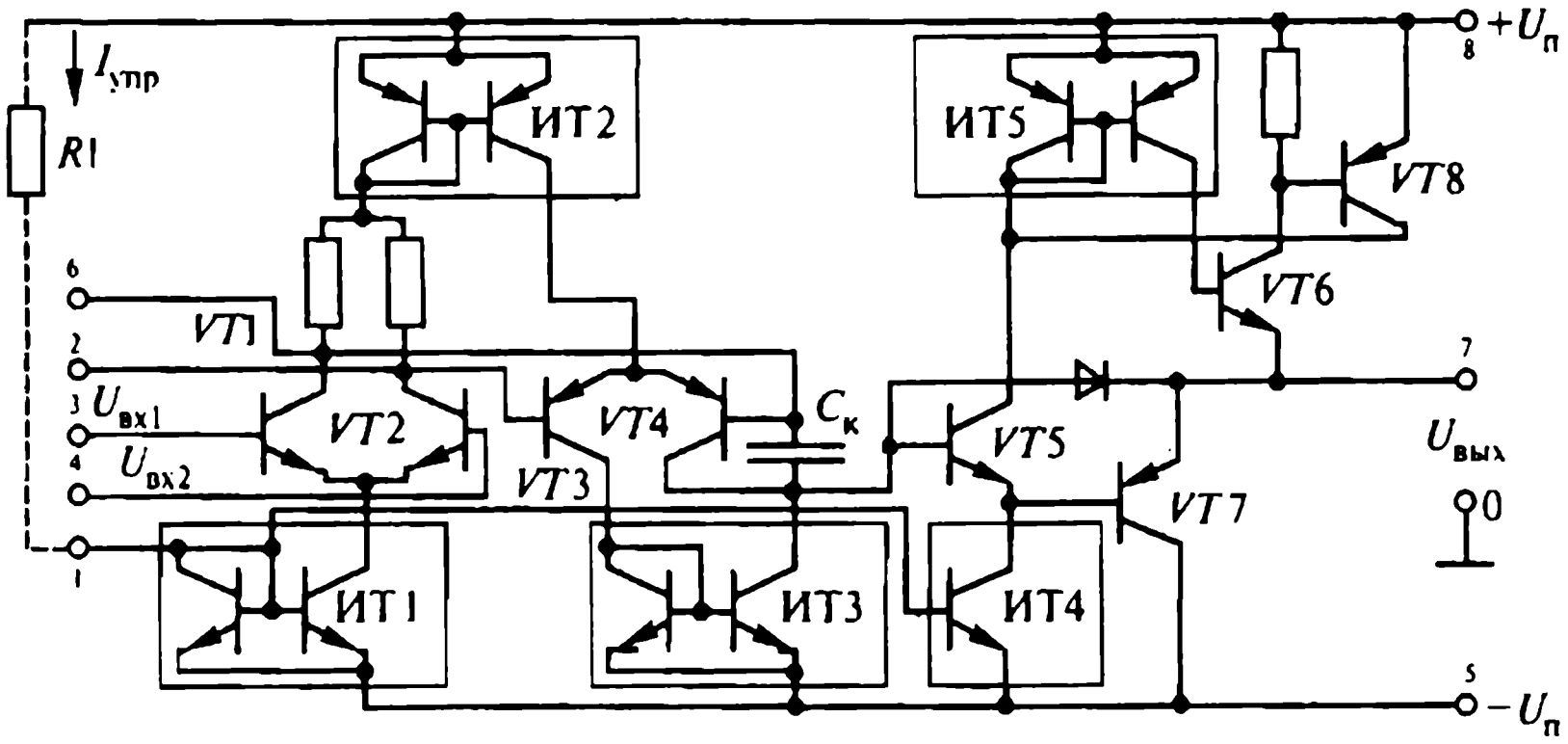


Рис. 5.7. Упрощенная принципиальная схема ОУ 1407УД3

броса их параметров. Поэтому при создании УПТ $I_{упр}$ следует брать низким. Таким образом, характеристики усилителя можно перестраивать, меняя управляющий ток $I_{упр}$. Один и тот же ОУ может работать как при малой потребляемой мощности с хорошей характеристикой по постоянному току, так и при большой потребляемой мощности с широкой полосой пропускания и высокой скоростью нарастания выходного сигнала.

ОУ, имеющие дополнительный управляющий вход, сигнал на котором определяет важнейшие параметры усилителя, получили название *программируемых*.

Ток управляющего входа может задаваться или с помощью резистора (*R1* на рис. 5.7), или с помощью дополнительного внешнего источника тока, причем изменение $I_{упр}$, а также входного сопротивления, потребляемой мощности, быстродействия ОУ практически не отражается на значении его коэффициента усиления по напряжению. Значения $I_{упр}$ обычно берут в пределах единиц — сотен микроампер. Данный усилитель также имеет внутреннюю коррекцию, выполненную с помощью конденсатора $C_к$, и выводы 2, 6 для введения внешней коррекции.

Промышленностью выпускаются программируемые ОУ типа 140УД12, 1407УД1 — 1407УД4.

Из приведенных схем видно, как используются рассмотренные в гл. 4 усилительные каскады для построения сложных многокаскадных устройств, причем характерной особенностью большинства типов ОУ является то, что на их выходе установлен усилитель мощности, выполненный на эмиттерных повторителях. Это обеспечивает получение низкого выходного сопротивления, которое у маломощных ОУ оценивается в 100...500 Ом. Применение транзисторов с разной электропроводностью позволило обеспечить нормальную работу различных типов ОУ при изменении напряжений питания от 3 до 15 В, например ОУ 1407УД1 — 1407УД3. У отдельных ОУ в состав схемы введены компоненты, обеспечивающие защиту от короткого замыкания на выходе.

В зависимости от целевого назначения ОУ подразделяют на: а) ОУ *общего применения*, предназначенные для использования в аппаратуре, где к параметрам усилителей не предъявляют жестких требований и допустимы погрешности в доли процента; б) *прецизионные*, имеющие малые дрейфы и шумы, а также высокий коэффициент усиления; в) *быстродействующие*, которые имеют большую скорость изменения выходного напряжения до 200...500 В/мкс и используются для построения импульсных и широкополосных устройств. Иногда в отдельную группу выделяют *микромощные* ОУ, потребляющие от источника питания малые токи (менее 1 мА), которые удобно использовать в батарейной аппаратуре.

§ 5.4. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Параметры и характеристики ОУ можно условно подразделить на входные, выходные и характеристики передачи.

К *входным* параметрам относят: напряжение смещения нуля; входные токи; разность входных токов; входные сопротивления; коэффициент ослабления синфазных входных напряжений; диапазон синфазных входных напряжений; температурный дрейф напряжения смещения нуля; температурные дрейфы входных токов и их разности; напряжение (ток) шумов, приведенное к входу; коэффициент влияния нестабильности источника питания на напряжение смещения.

Напряжение смещения нуля $U_{см}$ — это потенциал на выходе усилителя при нулевом входном сигнале, который поделен на коэффициент усиления усилителя. Данный параметр показывает, какой источник напряжения необходимо подключить к входу ОУ для того, чтобы на выходе получить $U_{вых} = 0$. Если ОУ включить со 100%-ной обратной связью $\beta = 1$, а выход и инверсный вход соединить накоротко, то коэффициент усиления его в соответствии с (4.27) будет равен единице, а выходное напряжение равно $U_{см}$ (рис. 5.8, *а*). Значение $U_{см}$ — от одного до десятков милли-

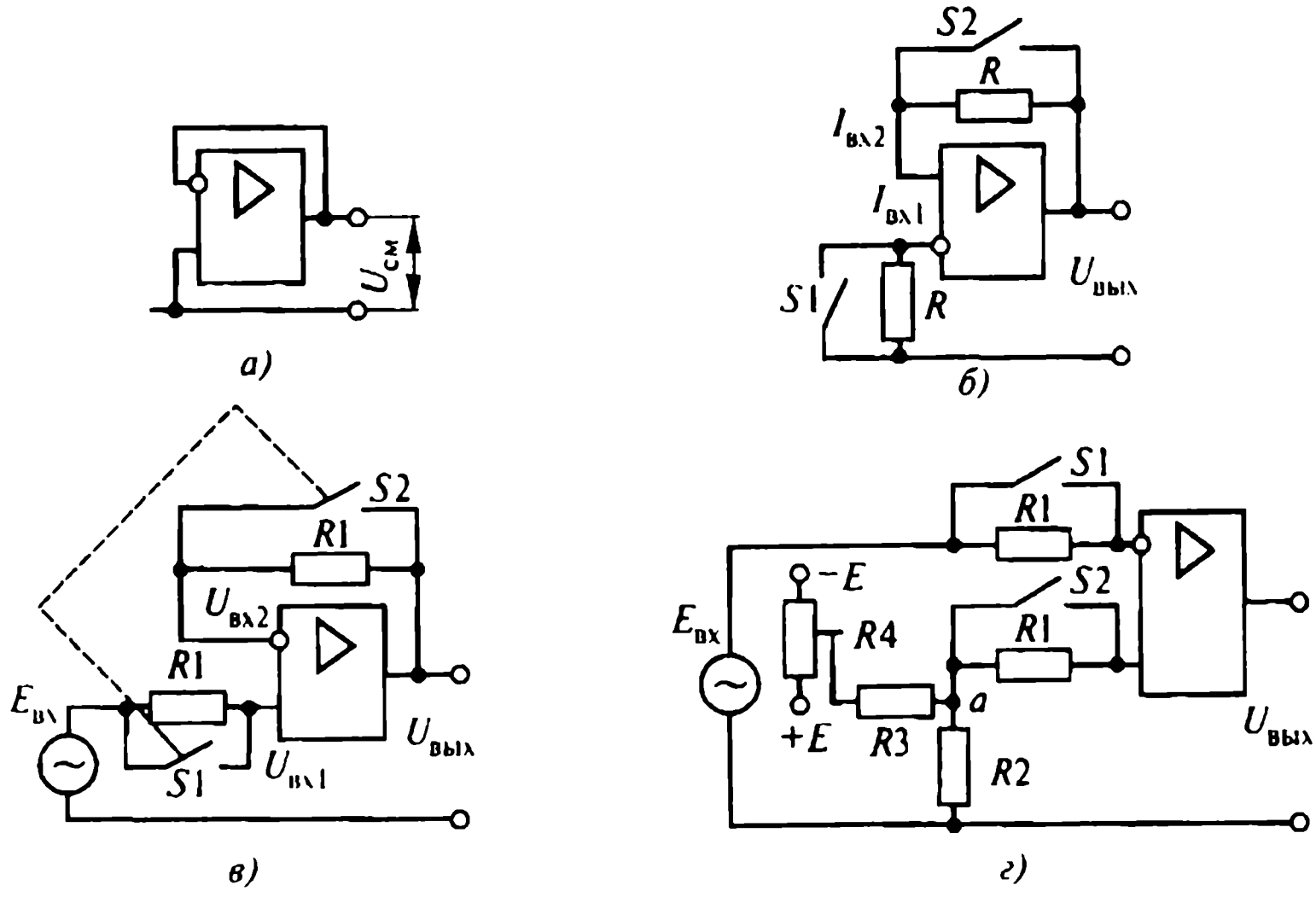


Рис. 5.8. Схемы для определения параметров ОУ:

а — напряжения смещения нуля; *б* — входных токов; *в* — дифференциального входного сопротивления; *г* — синфазного входного сопротивления

вольт. Зная $U_{см}$, легко определить постоянное напряжение на выходе ОУ, имеющего при выбранной схеме включения коэффициент усиления K_u. Напряжение $U_{вых} = K_u U_{см}$.

Входные токи обусловлены необходимостью обеспечить нормальный режим работы входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах. В случае использования полевых транзисторов это токи всевозможных утечек. Если к обоим входам ОУ подключены источники сигналов с разными внутренними сопротивлениями, то токи смещения даже в идеальном входном каскаде создают разные падения напряжения на этих внутренних сопротивлениях. Между входами ОУ появится дифференциальный сигнал, изменяющий выходное напряжение. С целью его уменьшения сопротивления, подключаемые к обоим входам, следует брать по возможности одинаковыми.

Измерение входных токов осуществляется по схеме, показанной на рис. 5.8, *б*. Идея, положенная в основу схемы измерения, сводится к тому, что при постоянном входном токе $I_{вх1}$ или $I_{вх2}$ изменение сопротивления, подключенного к соответствующему входу, приводит к изменению и входного напряжения $U_{вх}$, которое можно измерить и по его значению рассчитать входной ток. При замкнутых ключах *S1* и *S2* выходное напряжение равно напряжению смещения нуля $U_{см}$, а коэффициент усиления по напряжению — единице. При размыкании ключа *S1* коэффициент усиления по напряжению остается равным единице (сохраняется 100%-ная ОС), а входное напряжение $U_{вх1}$ за счет падения напряжения на сопротивлении изменится на $\Delta U_{вх1} = I_{вх1} R$. Выходное напряжение достигает значения $U_{вых1}$. А так как коэффициент усиления по напряжению равен единице, то справедливо равенство

$$\Delta U_{вх1} = U_{вых1} - U_{см} = I_{вх1} R. \qquad (5.15)$$

Отсюда ток первого входа определится из выражения

$$I_{вх1} = (U_{вых1} - U_{см})/R. \qquad (5.16)$$

Входной ток второго входа определяют аналогично при разомкнутом *S2* и замкнутом *S1*:

$$I_{вх2} = (U_{вых2} - U_{см})/R. \qquad (5.17)$$

Разность входных токов $\Delta I_{вх} = I_{вх1} - I_{вх2} = (U_{вых1} - U_{вых2})/R$ может иметь любой знак.

Входные сопротивления в зависимости от характера подаваемого сигнала подразделяют на дифференциальное (для дифференциального сигнала) и синфазное (сопротивление общего вида).

Входное сопротивление для *дифференциального сигнала* — это полное входное сопротивление со стороны любого входа, в то время как другой вход соединен с общим выводом. Значения его лежат в интервале от нескольких десятков килоом до сотен мегаом.

Входное сопротивление *для синфазного сигнала* характеризует изменения среднего входного тока при приложении к входам синфазного напряжения. Оно на несколько порядков выше сопротивления для дифференциального сигнала.

Схема для измерения дифференциального входного сопротивления показана на рис. 5.8, *в*. Сопротивление резистора R_2 берется небольшим (порядка нескольких десятков — сотен ом), так, чтобы выполнялись неравенства $R_2 << R_{вх}$; $R_2 << R_1$; $R_2 << R_3$. Малое значение сопротивления R_2 позволяет считать точку *а* заземленной по переменному току. В то же время наличие этого сопротивления обеспечивает подачу на неинвертирующий вход постоянного напряжения от делителя напряжения на сопротивлении R_4, которое компенсирует напряжение смещения нуля. Это особенно необходимо для высокочувствительных ОУ, в которых напряжение смещения нуля, усиливаясь в K_u раз, может вывести каскады ОУ на нелинейный участок характеристики. Поэтому перед началом измерений при $E_{вх} = 0$ с помощью резистора R_4 необходимо выставить нулевое выходное напряжение. При подаче входного напряжения и замкнутых ключах *S1*, *S2* на выходе ОУ появится напряжение

$$U_{вых1} = KE_{вх}. \tag{5.18}$$

После размыкания ключей *S1*, *S2* последовательно с входным сопротивлением для дифференциального сигнала оказывается включенным сопротивление $2R_1$, что вызовет изменение входного и выходного напряжений:

$$U_{вх2} = E_{вх}R_{вх}/(R_{вх} + 2R_1);$$

$$U_{вых2} = KU_{вх2} = KE_{вх}R_{вх}/(R_{вх} + 2R_1). \tag{5.19}$$

Разделив (5.18) на (5.19), т. е.

$$U_{вых1}/U_{вых2} = (R_{вх} + 2R_1)/R_{вх}, \tag{5.20}$$

получим

$$R_{вх} = 2R_1 U_{вых2}/(U_{вых1} - U_{вых2}). \quad (5.21)$$

Выходное напряжение $E_{вх}$ при данной схеме измерений берется низкочастотным порядка нескольких — десятков герц.

Входное сопротивление для синфазного сигнала может быть определено с помощью схемы, приведенной на рис. 5.8, *г*. В ней обеспечивается единичный коэффициент усиления и синфазное напряжение на обоих входах.

При замкнутом ключе *S1* выходное напряжение

$$U_{вых1} = KE_{вх} \approx E_{вх}. \quad (5.22)$$

После размыкания ключа *S1* входное и выходное напряжения усилителя уменьшаются:

$$U_{вх2} = E_{вх} R_{вх\ сф}/(R_{вх\ сф} + R_1);$$

$$U_{вых2} = KU_{вх2} = KE_{вх} R_{вх\ сф}/(R_{вх\ сф} + R_1). \quad (5.23)$$

Разделив (5.22) на (5.23), т. е.

$$U_{вых1}/U_{вых2} = (R_{вх\ сф} + R_1)/R_{вх\ сф}, \quad (5.24)$$

получим входное сопротивление для синфазного сигнала

$$R_{вх\ сф} = R_1 U_{вых2}/(U_{вых1} - U_{вых2}). \quad (5.25)$$

Следует обратить внимание на сильное уменьшение $R_{вх\ сф}$ при увеличении частоты входного сигнала.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется как отношение напряжения синфазного сигнала, поданного на оба входа, к дифференциальному входному напряжению, которое обеспечивает на выходе тот же сигнал, что и в случае синфазного напряжения:

$$K_{ос\ сф} = \left.\frac{U_{вх\ сф}}{U_{вх\ диф}}\right|_{U_{вых\ сф} = U_{вых\ диф}} \quad (5.26)$$

С учетом (5.26) напряжение на выходе ОУ, появляющееся при одновременной подаче дифференциального и синфазного входных сигналов, равно

$$U_{вых} = K_и(U_{вх\ диф} + U_{вх\ сф}/K_{ос\ сф}). \quad (5.27)$$

Диапазон синфазных входных напряжений характеризует зону, в пределах которой возможны изменения синфазного входного напряжения без нарушения работоспособности ОУ.

Температурные дрейфы напряжения смещения и входных токов характеризуют изменения соответствующих параметров с температурой и обычно оцениваются в мкВ/град и нА/град. Эти параметры важны для прецизионных устройств, так как их в отличие от $U_{см}$ и $I_{вх}$ эффективно скомпенсировать сложно.

Температурные дрейфы являются основной причиной появления температурных погрешностей устройств с ОУ.

Напряжение шумов, приведенное ко входу, — это действующее значение напряжения на выходе усилителя при нулевом входном сигнале и нулевом сопротивлении источника сигнала, подключенного ко входу, деленное на коэффициент усиления ОУ K_u. Обычно задается спектральная плотность напряжения шумов, которая оценивается как корень квадратный из квадрата приведенного напряжения шумов, деленного на полосу частот Δf, в которой выполнено измерение этого напряжения.

Таким образом, оцениваются шумы, имеющиеся в полосе частот 1 Гц. Размерность их нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$. При работе ОУ с источником сигнала, внутреннее сопротивление которого $R_г$ отлично от нуля, приходится также вводить приведенный ток шума ОУ $i_ш$ и его спектральную плотность. Этот параметр отражает тот факт, что результирующее приведенное напряжение шумов оказывается больше, чем сумма напряжений шумов ОУ при $R_г = 0$ и шумов резистора $R_г$. Чтобы это учесть, входную цепь ОУ представляют в виде, показанном на рис. 5.9, а спектральную плотность результирующего приведенного напряжения шумов оценивают с помощью уравнения

$$\frac{U_{вых\ ш}}{K_u} = U_{ш\ вх} = \sqrt{\frac{U_ш^2 + i_ш^2 R_г^2}{\Delta f} + 4KTR_г}, \qquad (5.28)$$

где $U_ш$ — приведенное напряжение шумов при $R_г = 0$; $4KTR_г$ — спектральная плотность теплового шума резистора (см. § 1.1).

В технических условиях иногда задают коэффициент шума (дБ)

$$K_ш = 10 \log \frac{U_{ш\ вх}^2}{4KTR_г}, \qquad (5.29)$$

определяемый как выраженное в децибелах отношение приведенной к входу мощности шума усилителя, работающего от источ-

ника с внутренним сопротивлением $R_г$ к мощности шума активного сопротивления $R_г$.

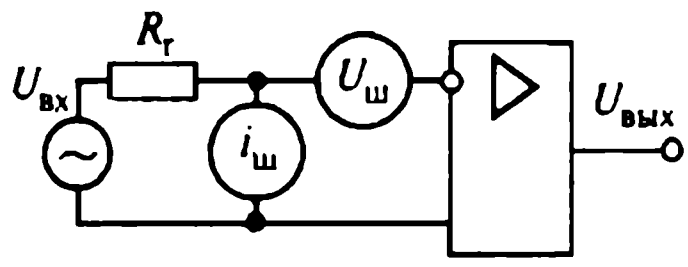


Рис. 5.9. Генераторы напряжения и шумов во входной цепи ОУ

Коэффициент влияния нестабильности источника питания на напряжение смещения характеризует приведенные ко входу изменения выходного напряжения ОУ $\Delta U_{см}$ при колебаниях напряжения источника питания $\Delta U_{пит}$:

$$K_в = \Delta U_{см}/\Delta U_{пит}. \tag{5.30}$$

К группе *выходных параметров* относятся выходные сопротивление, напряжение и ток.

Определить *выходное сопротивление* достаточно сложно из-за его изменения в зависимости от сдвига нулевого уровня выходного напряжения. Для измерения $R_{вых}$ можно использовать схему рис. 5.10, *а*, но при этом необходимо, чтобы коэффициент усиления всего усилителя при разомкнутой обратной связи был известен. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбирают одинаковыми, причем их значения должны быть большими (порядка 1 МОм). Выходное напряжение при разомкнутом ключе

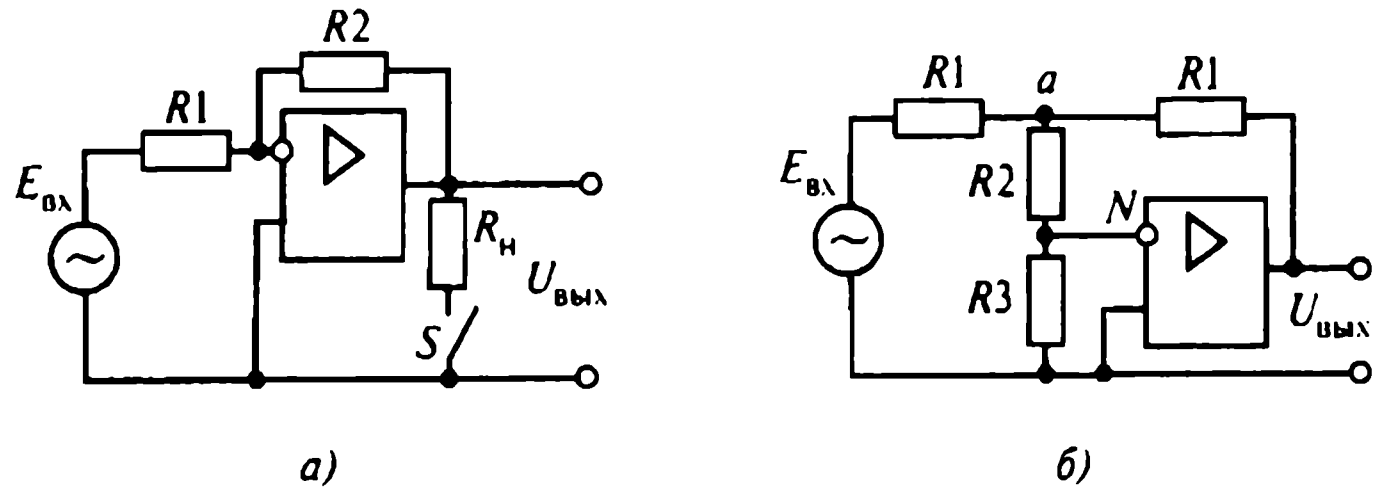
$$U_{вых2} = U_{вых1} - I_н R_{вых\ ос}, \tag{5.31}$$

где $U_{вых1}$ — выходное напряжение при разомкнутом ключе S; $R_{вых\ ос}$ — выходное сопротивление ОУ, охваченное ОС.

Отсюда, учитывая, что $I_н = U_{вых2}/R_н$, имеем

$$R_{вых\ ос} = R_н(U_{вых1} - U_{вых2})/U_{вых2}. \tag{5.32}$$

Из теории обратной связи известно, что выходное сопротивление усилителя, не охваченного обратной связью, связано с вы-



а) *б)*

Рис. 5.10. Схемы для определения выходных параметров ОУ:
а — выходного сопротивления; *б* — коэффициента усиления

ходным сопротивлением усилителя с параллельной ОС по напряжению соотношением

$$R_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}}/(1 + K\beta).$$

Так как сопротивления R_1 и R_2 равны между собой, а коэффициент обратной связи β равен 1/2, то выходное сопротивление ОУ

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вых2}}} R_{\text{н}} \left(1 + \frac{K}{2}\right). \qquad (5.33)$$

Максимальные выходные напряжение и ток указываются в ТУ на изготовление ОУ.

К группе *характеристик передачи* можно отнести коэффициент усиления по напряжению, частоту единичного усиления, скорость нарастания выходного напряжения, время установления выходного напряжения, время восстановления, амплитудно-частотную характеристику.

Коэффициент усиления по напряжению ОУ может быть определен экспериментальным путем, когда на вход ОУ, не охваченного цепью ОС, подается известное напряжение и определяется выходное напряжение. Однако при этом возникают существенные трудности, связанные с определением малых входных напряжений. Кроме того, в высокочувствительных ОУ с высоким коэффициентом усиления напряжение смещения нуля, которое может быть представлено генератором напряжения $U_{\text{см}}$, включенным на входе ОУ, усиливаясь в K_u раз, может вызвать насыщение выходного каскада ОУ и он станет неработоспособным. Поэтому высокочувствительные ОУ нельзя применять без цепей ОС.

Коэффициент усиления ОУ $K_{y\,u}$ обычно определяют косвенным путем с помощью схемы рис. 5.10, *б*. В ней входное дифференциальное напряжение ОУ равно падению напряжения на резисторе R_3:

$$U_{\text{вх}} = U_{R_3} = U_a R_3/(R_2 + R_3), \qquad (5.34)$$

где U_a — напряжение в точке *a*.

Так как сопротивления резисторов R_1, соединяющих источник сигнала и выход усилителя, равны между собой, то коэффициент передачи ОУ с такой обратной связью равен единице, а выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ равно $E_{\text{вх}}$. Следовательно, коэффициент усиления ОУ

$$K_{y\,u} = E_{\text{вх}}/U_{R_3} = E_{\text{вх}}(R_2 + R_3)/U_a R_3 . \qquad (5.35)$$

Частота единичного усиления — это частота f_1, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице (0 дБ). Иногда оговаривают граничную частоту ОУ, при которой сохраняется гарантированная амплитуда выходного напряжения. Это связано с тем, что усилитель, имеющий полосу пропускания, например, 0,5 МГц и выходное напряжение 10 В, обеспечивает получение этой амплитуды до частоты 10 кГц.

Скорость нарастания выходного напряжения — это максимальная скорость изменения выходного сигнала при максимальном значении его амплитуды. При измерении скорости нарастания ОУ включается в схему (рис. 5.11, *а*), обеспечивающую единичное усиление, и на его вход подается напряжение прямоугольной формы, амплитуда которого такова, что выходной каскад попадает в область насыщения по обеим полярностям (рис. 5.11, *б*).

Скорость нарастания $V_{u_{max}}$ определяется как тангенс угла наклона участка, заключенного между минимальным и максимальным значениями выходного сигнала, и имеет размерность В/мкс. Этот параметр важен для широкополосных и импульсных устройств, так как он ограничивает скорость нарастания выходного сигнала и минимальную длительность его фронтов.

Время установления выходного напряжения $t_{уст}$ — это время, за которое практически заканчивается переходный процесс. Оно обычно измеряется при максимальных значениях выходного напряжения и нагрузки и оценивается как промежуток времени Δt, прошедший с момента первого достижения уровня 0,1 до момента первого достижения уровня 0,9 установившегося значения выходного сигнала при подаче на вход импульса напряжения прямоугольной формы.

Под *временем восстановления* $t_{вос}$ понимают время, необходимое для возвращения усилителя из состояния насыщения по выходу в линейный режим. При измерении обычно используют схему, пока-

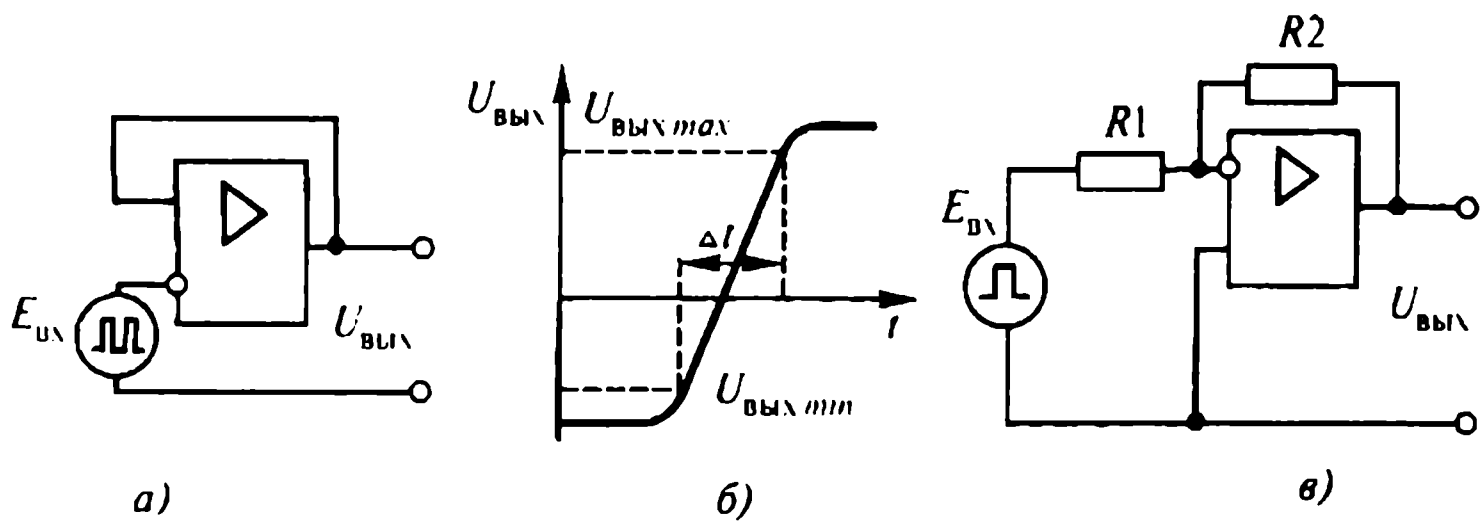


Рис. 5.11. Схема для определения скорости нарастания $V_{u_{max}}$ (*а*) и определение ее по результатам измерений (*б*); схема для определения времени восстановления (*в*)

занную на рис. 5.11, *в*. Уровень входного сигнала выбирают в два раза выше, чем необходимо для насыщения выходного каскада (100% перегрузки). Процесс измерения сводится к определению времени, прошедшего с момента снятия входного напряжения до момента, начиная с которого напряжение на выходе ОУ не будет превышать уровня 0,1 установившегося значения.

Амплитудно-частотная характеристика обычно приводится в виде графика, построенного в логарифмическом масштабе (рис. 5.12, *а*, *б*). Причем у ОУ с внутренней коррекцией ЛАЧХ за частотой среза можно аппроксимировать прямой, имеющей наклон 20 дБ/дек, как, например, в случае, показанном на рис. 5.12, *а*. У ОУ без внутренней коррекции или с небольшой емкостью корректирующего конденсатора ЛАЧХ аппроксимируется двумя асимптотами, имеющими наклоны 20 и 40 дБ/дек и пересекающимися в точках сопряжения $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$ (рис. 5.12, *б*), или тремя асимптотами, имеющими наклон 20, 40 и 60 дБ/дек.

Параметры некоторых ОУ, выпускаемых промышленностью, приведены в табл. 5.3.

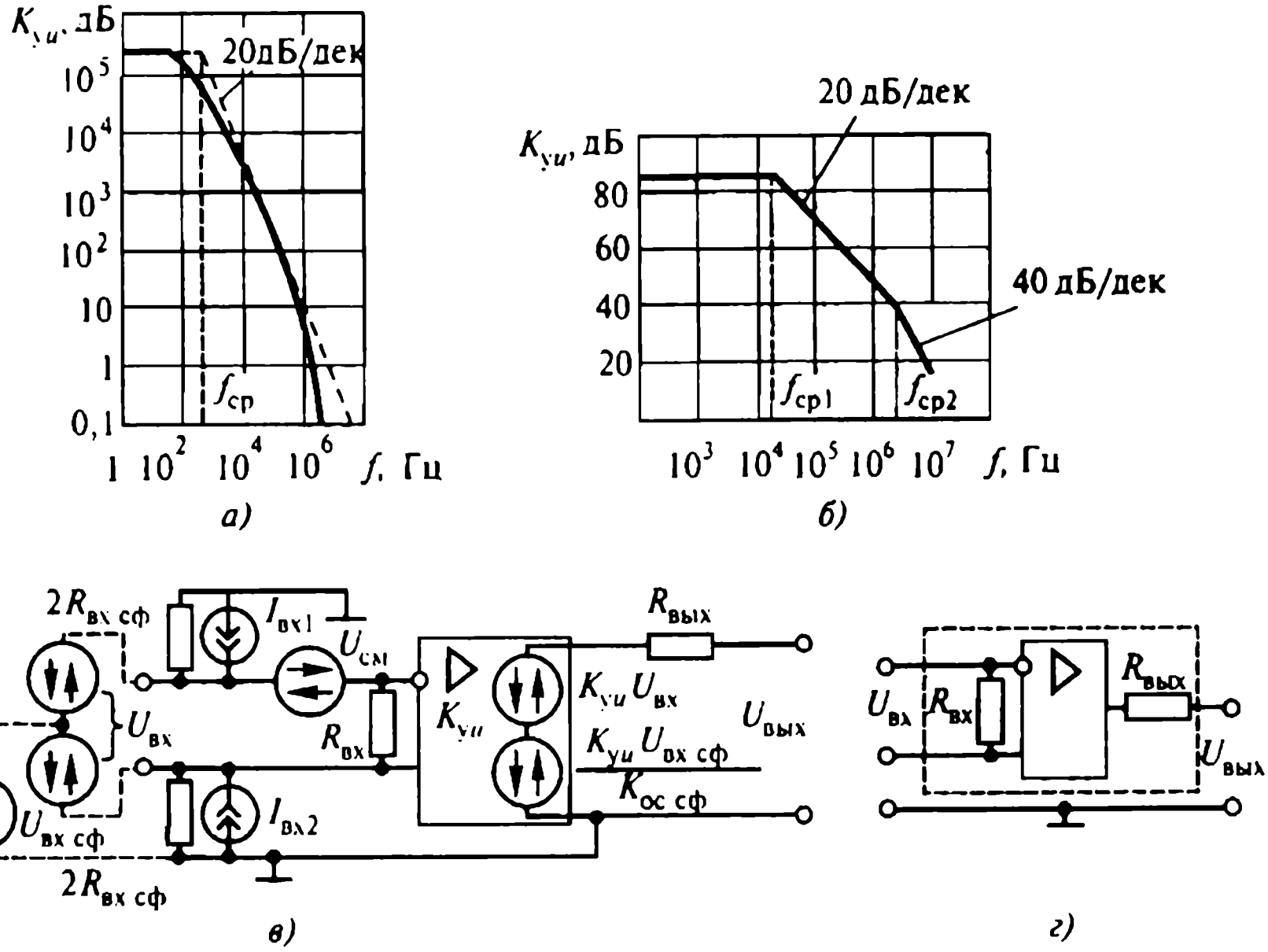


Рис. 5.12. Амплитудно-частотные характеристики ОУ 140УД7 (*а*); 1407УД2 (*б*); упрощенная эквивалентная схема ОУ для синфазного и дифференциального сигналов (*в*); для дифференциального сигнала переменного тока (*г*)

Таблица 5.3

ОУ общего применения					
Параметры	1407УД1*	КР1407УД2*	1407УД3*	140УД6	140УД7
$K_{у.н}$, не менее	10^4	$5 \cdot 10^4$	10^4	$7 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$
$U_{см}$, мВ	6	5	5	5	4
f_1, мГц	—	3	3	1	0,8
$R_{вх\ диф}$, МОм	—	—	—	2	0,4
$I_{вх}$, мкА	10	0,15	5	0,03	0,2
$\Delta I_{вх}$, мкА	2	0,05	1	0,01	0,05
$V_{u\ max}$, В/мкс	25	0,5	10	2,5	0,3
$K_{ос\ сф}$, дБ	72	70	76	70	70
$U_{вых\ max}$, В	+3/−2	10	4	12	10,5
$R_{н\ min}$, кОм	1	2	2	2	2
$U_{сф\ вх\ max}$, В	$U_{пит}-1,5$	$U_{пит}-1,5$	$U_{пит}-1,5$	11	12
$U_{пит}$, В	±3÷±12	±1,2÷±13,2	±2÷±12	15	15
$I_{пит}$, мА	8	0,1	2	2,8	2,8
$U_{см}$, мкВ/град	5	—	5	40	—
$U_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	3,5	12	2,5	—	—

Параметры	140УД8	140УД9	140УД18	140УД20	153УД3***
$K_{у.н}$, не менее	$5 \cdot 10^4$	$3,5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^4$	$2,5 \cdot 10^4$
$U_{см}$, мВ	30	5	10	5	2
f_1, МГц	3	—	—	0,55	1
$R_{вх\ диф}$, МОм	10^3	0,3	—	—	0,3
$I_{вх}$, мкА	$2 \cdot 10^{-4}$	0,35	$1 \cdot 10^{-3}$	0,2	0,2
$\Delta I_{вх}$, мкА	$1,5 \cdot 10^{-4}$	0,1	$2 \cdot 10^{-4}$	0,05	0,05
$V_{u\ max}$, В/мкс	2	0,5	2	0,3	0,2
$K_{ос\ сф}$, дБ	80	80	—	70	80
$U_{вых\ max}$, В	10	10	11,5	11,5	10
$R_{н\ min}$, кОм	1	1	2	2	2
$U_{сф\ вх\ max}$, В	10	6	—	12	12
$U_{пит}$, В	15	12,6	15	15	15
$I_{пит}$, мА	5	8	4	2,8	3,6
$U_{см}$, мкВ/град	200	35	3	2	10
$U_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—	—	—

Параметры	153УД5	153УД6	154УД1А	157УД1	544УД1А
$K_{у.н}$, не менее	$1 \cdot 10^6$	$5 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^5$

Продолжение табл. 5.3

$U_{см}$, мВ	1	2	3	5	15
f_1, МГц	0,1	0,7	1	0,5	1
$R_{вх\ диф}$, МОм	0,3	0,7	—	—	10^3
$I_{вх}$, мкА	0,1	0,075	0,02	0,5	$5\cdot10^{-5}$
$\Delta I_{вх}$, мкА	0,02	0,01	0,01	0,15	$2\cdot10^{-5}$
$V_{u\ max}$, В/мкс	$5\cdot10^{-3}$	0,5	10	0,5	5
$K_{ос\ оф}$, дБ	110	80	86	—	80
$U_{вых\ max}$, В	10	10	11	12	10
$R_{н\ min}$, кОм	2	2	2	0,2	2
$U_{сф\ вх\ max}$, В	12	12	10	13	10
$U_{питт}$, В	15	15	15	3+8	15
$I_{питт}$, мА	3,5	3	0,12	9	3,5
$U_{см}$, мкВ/град	5	15	30	—	20
$U_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—	—	—

Параметры	553УД1	553УД2	1401УД1	1401УД2А	1408УД1
$K_{у.}$, не менее	$1,5\cdot10^4$	$2\cdot10^4$	$2\cdot10^3$	$5\cdot10^3$	10^5
$U_{см}$, мВ	7,5	7,5	5	5	5
f_1, МГц	1	1	—	1	0,8
$R_{вх\ диф}$, МОм	0,2	0,3	0,1	—	—
$I_{вх}$, мкА	1,5	1,5	0,15	0,15	0,02
$\Delta I_{вх}$, мкА	0,5	0,5	0,03	0,03	$3\cdot10^{-3}$
$V_{u\ max}$, В/мкс	0,2	0,6	0,5	—	2
$K_{ос\ оф}$, дБ	65	70	70	70	80
$U_{вых\ max}$, В	10	10	12,5	12	21
$R_{н\ min}$, кОм	2	2	2	2	5
$U_{сф\ вх\ max}$, В	8	12	—	—	23
$U_{питт}$, В	15	15	15	15	27
$I_{питт}$, мА	6	6	8,5	3	4
$U_{см}$, мкВ/град	—	1,5	30	30	—
$U_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—	—	—

Параметры	1401УД3	1409УД1А	140УД12*	1407УД4**
$K_{у.}$, не менее	$5\cdot10^4$	$2\cdot10^4$	$2,5\cdot10^4$	$3\cdot10^3$
$U_{см}$, мВ	6	15	5	5
f_1, МГц	—	—	0,5	3
$R_{вх\ диф}$, МОм	—	—	50	—

Продолжение табл. 5.3

$I_{вх}$, мкА	0,25	0,05	$7{,}5-10^{-3}$	0,5
$\Delta I_{вх}$, мкА	0,1	0,03	$3Ч10^{-3}$	0,06
$V_{u\,вых}$, В/мкс	—	4	0,01÷0,8	3
$K_{ос\,сф}$, дБ	70	—	70	70
$U_{вых\,max}$, В	12	12	12	0,65
$R_{н\,min}$, кОм	—	1,8	5	2
$U_{сф\,н\,min}$, В	12	10	10	$U_{пит}-1{,}5$
$U_{пит}$, В	±1,5÷±16,5	15	15	±1,5÷±6
$I_{пит}$, мА	2,5	6	0,025	2,5
$U_{см}$, мкВ/град	—	—	3	—
$U_{ш}$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—	5

ОУ быстродействующие

Параметры	140УД11	154УД3	154УД4А	574УД1А
$K_{у\,н}$, не менее	$2{,}5\cdot10^{4}$	$8\cdot10^{3}$	$8\cdot10^{3}$	$5\cdot10^{4}$
$U_{см}$, мВ	5	9	6	50
f_1, МГц	15	15	1	10
$R_{вх\,диф}$, МОм	—	—	—	10^{4}
$I_{вх}$, мкА	0,5	0,22	1,2	$5\cdot10^{-4}$
$\Delta I_{вх}$, мкА	0,2	0,03	0,3	$2\cdot10^{-4}$
$V_{u\,вых}$, В/мкс	50	80	400	50
$t_{уст}$, нс	—	500	600	—
$K_{ос\,сф}$, дБ	70	80	74	60
$U_{вых\,max}$, В	12	9,5	10	10
$R_{н\,min}$, кОм	2	2	2	2
$U_{сф\,н\,max}$, В	10	10	—	—
$U_{пит}$, В	15	15	15	15
$I_{пит}$, мА	8	7	7	8
$TK_{U_{см}}$, мкВ/с	—	30	—	100
$U_{ш}$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—	—

Параметры	574УД2А	140УД22	544УД2А	140УД23
$K_{у\,н}$, не менее	$2{,}5\cdot10^{4}$	$2{,}5\cdot10^{4}$	$2\cdot10^{4}$	$5\cdot10^{4}$
$U_{см}$, мВ	50	13	30	7
f_1, МГц	1	5	15	20
$R_{вх\,диф}$, МОм	—	—	10^{3}	—
$I_{вх}$, мкА	$3\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-4}$

Продолжение табл. 5.3

$\Delta I_{вх}$, мкА	$1{,}5\cdot10^{-4}$	$5\cdot10^{-5}$	$1\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-5}$
$V_{u\,вых}$, В/мкс	10	12	20	30
$t_{уст}$, нс	—	—	—	—
$K_{ос\,сф}$, дБ	70	80	70	85
$U_{вых\,max}$, В	10	11	10	12
$R_{н\,min}$, кОм	2	2	2	2
$U_{сф\,вх\,max}$, В	—	10	12	11
$U_{пит}$, В	15	15	15	15
$I_{пит}$, мА	5	10	6	7
$TK_{U_{вх}}$, мкВ/с	—	—	50	—
$U_{ш}$, нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$	100	—	—	—

ОУ прецизионные

Параметры	140УД13****	140УД14	140УД17
K_{u}, не менее	10	$5\cdot10^{4}$	$2\cdot10^{5}$
$U_{см}$, мВ	$5\cdot10^{-2}$	2	0,075
f_1, МГц	10^{-2}	0,3	0,4
$R_{вх\,диф}$, МОм	50	30	—
$I_{вх}$, мкА	$5\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-3}$	$4\cdot10^{-3}$
$\Delta I_{вх}$, мкА	$2\cdot10^{-4}$	$2\cdot10^{-4}$	$3{,}8\cdot10^{-3}$
$V_{u\,вых}$, В/мкс	—	0,05	0,1
$t_{уст}$, нс	—	—	—
$K_{ос\,сф}$, дБ	90	85	106
$U_{вых\,max}$, В	10	13	12
$R_{н\,min}$, кОм	10	10	2
$U_{сф\,вх\,max}$, В	1	13,5	13
$U_{пит}$ В	15	15	15
$I_{пит}$, мА	2	0,6	4
$TK_{U_{вх}}$, мкВ/с	0,5	15	3
$U_{ш}$, нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$	—	—	—

Параметры	КР140УД1408А	551УД1А	551УД2А*****
K_{u}, не менее	$5\cdot10^{4}$	$5\cdot10^{5}$	$5\cdot10^{5}$
$U_{см}$, мВ	2	1,5	5
f_1, МГц	0,3	0,8	0,8
$R_{вх\,диф}$, МОм	30	1	1
$I_{вх}$, мкА	$2\cdot13^{-3}$	0,1	2

Продолжение табл. 5.3

$\Delta I_{вх}$, мкА	$2 \cdot 10^{-4}$	0,02	1
$V_{u_{вых}}$, В/мкс	0,05	—	0,03
$t_{уст}$, нс	—	—	—
$K_{ос\,сф}$, дБ	85	100	70
$U_{вых\,max}$, В	13	10	10
$R_{н\,min}$, кОм	10	2	2
$U_{сф\,вх\,max}$, В	13,5	8	8
$U_{пит}$, В	15	15	15
$I_{пит}$, мА	0,6	5	10
$TK_{U_{см}}$, мкВ/с	15	5	1
$U_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	—	—	—

* Программируемый ОУ, параметры которого зависят от тока управления $I_{упр}$.
** Четыре ОУ в одном корпусе.
*** Два ОУ в одном корпусе.
**** УПТ-МДМ.

При расчете устройств с ОУ удобно пользоваться их эквивалентными схемами, в которых ОУ представляют в виде идеального усилителя с коэффициентом усиления $K_{у\,и}$ с бесконечно высоким входным и нулевым выходным сопротивлениями и с дополнительными внешними цепями и генераторами (рис. 5.12, *в*). Напряжение смещения нуля характеризуется генератором напряжения $U_{см}$, направление включения которого зависит от его полярности. Наличие входных токов отражено генераторами токов $I_{вх1}$ и $I_{вх2}$, выходное сопротивление для синфазного сигнала — сопротивлениями $2R_{вх\,сф}$, включенными параллельно им. Входное сопротивление для дифференциального сигнала показано в виде сопротивления $R_{вх}$, включенного между входами идеализированного ОУ. Наличие выходного сопротивления отражено сопротивлением $R_{вых}$, включенным последовательно с выходом ОУ. Для рассмотрения ОУ на переменном токе при подаче на вход дифференциального напряжения можно использовать упрощенную эквивалентную схему (рис. 5.12, *г*), в которой для облегчения анализа часто пренебрегают $R_{вх}$.

Приведенные эквивалентные схемы, несмотря на их приближенный характер, могут применяться при анализе преобразователей электрических сигналов, собранных на основе ОУ.

§ 5.5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В ОУ с непосредственными связями между каскадами имеются температурный и временной дрейфы выходного напряжения, что затрудняет создание высокоточных УПТ. Поэтому при проектировании прецизионных устройств для работы с медленно изменяющимися сигналами широко используют усилители с дополнительным преобразованием входного напряжения. У таких ОУ входной сигнал постоянного тока преобразуется (модулируется) в сигнал переменного тока, который затем усиливается усилителем переменного тока и с помощью демодулятора и фильтра низких частот снова преобразуется в медленно изменяющийся сигнал (рис. 5.13).

Дрейфы выходного сигнала в подобных структурах полностью определяются стабильностью параметров модулятора *M*, так как приведенные ко входу дрейфы демодулятора обычно достаточно малы.

В качестве модуляторов в УПТ применяют контактные вибропреобразователи, динамические конденсаторы (варикапы), оптроны и полевые транзисторы. В интегральных ОУ пока применяют только МОП-транзисторы в связи с громоздкостью, сложностью и высокой стоимостью других технических решений. Причем их используют только в ключевых режимах, в которых температурные изменения параметров оказывают малое влияние на результирующие характеристики.

В качестве демодуляторов также применяют ключи на МОП-транзисторах.

Упрощенная схема ОУ с МДМ приведена на рис. 5.14, *а*, схемы его модулятора и демодулятора — на рис. 5.14, *б*, *в*, сигналы, управляющие ими,— на рис. 5.15, *а* — *г*.

Модулятор и демодулятор работают синхронно и поэтому управляются от источника одного управляющего напряжения.

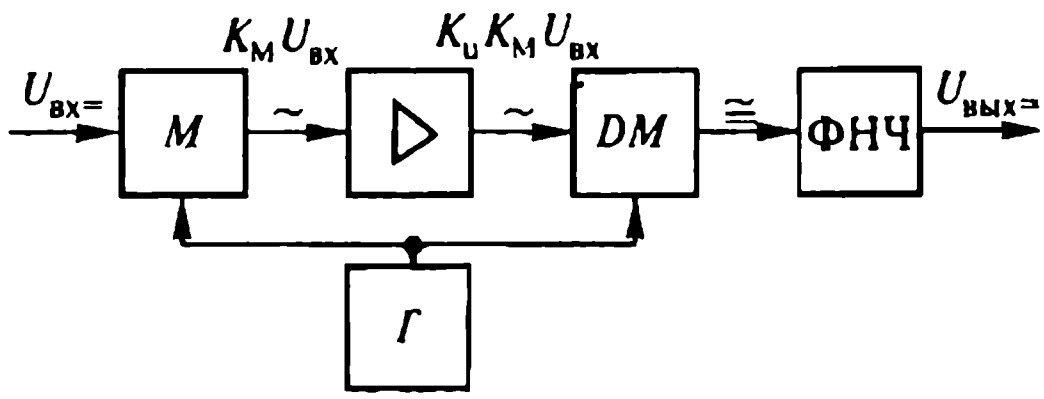


Рис. 5.13. Структура УПТ-МДМ:

M — модулятор; ▷ — усилитель; *DM* — демодулятор; ФНЧ — фильтр низких частот; *Г* — генератор, напряжение которого управляет модулятором и демодулятором

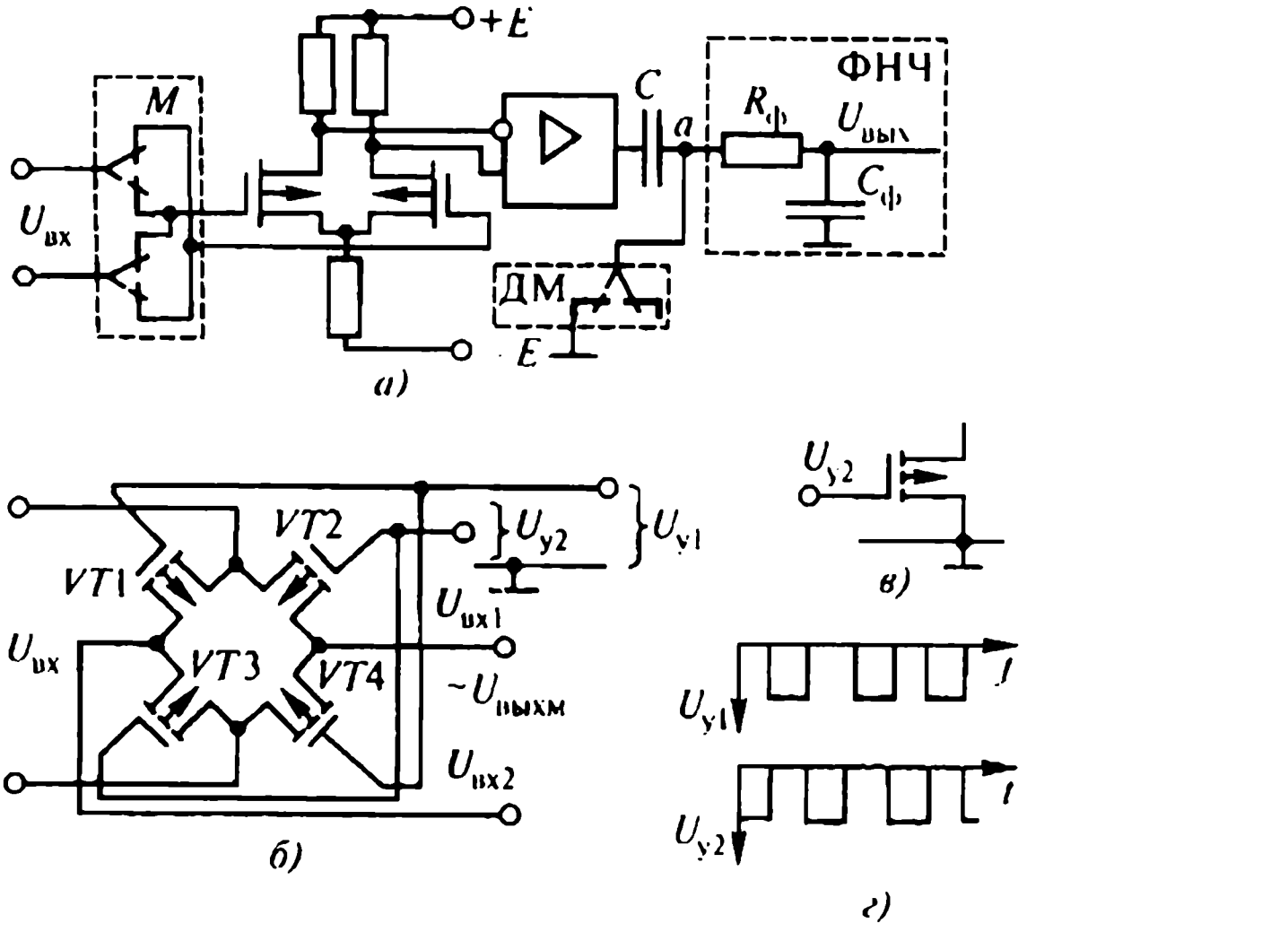


Рис. 5.14. Упрощенная схема УПТ-МДМ (*а*); схема модулятора (*б*); схема демодулятора (*в*); диаграмма управляющих напряжений (*г*)

Как видно из рис. 5.15, *а*—*г*, входное постоянное напряжение, подаваемое на вход дифференциального входного каскада на МОП-транзисторах, периодически изменяет свою полярность. Следовательно, на вход дифференциального усилителя подан дифференциальный сигнал прямоугольной формы (рис. 5.15, *б*), который усиливается усилителем в K_u раз. На выходе усилителя переменного тока установлен разделительный конденсатор *C*. Одна из его обкладок с помощью демодулятора периодически замыкается на землю. Вследствие малого сопротивления ключа и постоянной времени заряда конденсатора *C* напряжение на нем установится равным $-K_uU_1$ за короткий промежуток времени. При смене полярности выходного напряжения усилителя с $-K_uU_1$ на $+K_uU_1$ ключ демодулятора размыкается.

Конденсатор становится источником напряжения K_uU_1, которое суммируется с выходным напряжением усилителя. В ито-

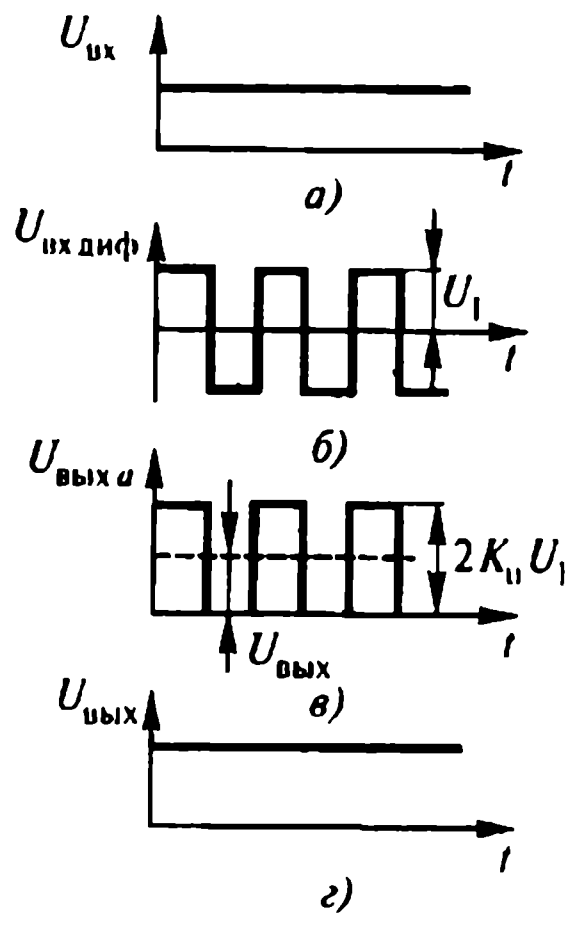


Рис. 5.15. Диаграмма напряжений на электродах ОУ МДМ (*а*, *б*, *в*, *г*)

ге в точке *а* будет пульсирующее напряжение, имеющее размах пульсации $2K_uU_1$ (рис. 5.15, *в*). В составе его имеется постоянная составляющая $U_{вых}$. Фильтр низких частот сглаживает пульсации и позволяет выделить постоянную составляющую, пропорциональную входному сигналу. Для усилителя с такой структурой не страшны медленные изменения напряжения на выходе усилителя. Они приводят только к дополнительному заряду конденсатора *С* до напряжения $K_uU_1 + U_0$ в один полупериод. Во время другого полупериода выходное напряжение равно $K_uU_1 + U_0$ и при суммировании выходное напряжение точки *а* изменяется на величину $2K_uU_1$.

Принципиальная схема модулятора, примененного в ОУ 140УД13, показана на рис. 5.14, *б*. Это мостовая цепь, выполненная на МОП-транзисторах с индуцированным каналом и управляемая двумя последовательностями прямоугольных импульсов, сдвинутых между собой по фазе на 180° (см. рис. 5.14, *г*). При подаче импульса одной последовательности открываются транзисторы *VT1*, *VT4*, а другой — *VT2*, *VT3*, что аналогично работе модулятора (см. рис. 5.14, *а*).

Полоса рабочих частот ОУ МДМ определяется частотой работы модулятора и демодулятора $f_м$. Обычно считают, что верхняя рабочая частота сигнала должна быть не менее чем в десять раз меньше $f_м$ ($10f_в \le f_м$). При этом частотная погрешность усилителя порядка 1...3%. Из-за несовершенства существующих модуляторов частоту модулирующего напряжения обычно берут не более десятков — сотен килогерц, а хорошие характеристики удается получить при $f_в < 1...2$ кГц.

Лучшие образцы УПТ-МДМ имеют дрейф порядка 0,1 мкВ/град и 0,01 пА/град, т. е. в 30...100 раз меньше, чем дрейф у лучших УПТ без преобразования.

У интегрального ОУ типа 140УД13 дрейф нуля 0,5 мкВ/град, коэффициент усиления $K_u \approx 10$. Схема его включения приведена на рис. 5.16, *а*. Особенностью ОУ является наличие внутреннего автогенератора, обеспечивающего работу модулятора и демодулятора. Его частота $f_м$ может быть изменена навесным конденсатором C_1. Амплитудно-частотная характеристика при $f_{ср} < 0{,}2f_м$ определяется параметрами фильтра $R_ФC_Ф$ (рис. 5.16, *а*).

Недостатки ОУ, заключающиеся в малом коэффициенте усиления по напряжению и малом выходном напряжении (0,5 В), могут быть устранены при использовании дополнительного ОУ с непосредственными связями. Это возможно благодаря тому, что демодулятор имеет независимый вывод (вывод 5 рис. 5.16, *а*).

Если к выводу ОУ 140УД13 подключить дополнительный усилитель переменного напряжения (*DA2* на рис. 5.16, *в*) и цепь де-

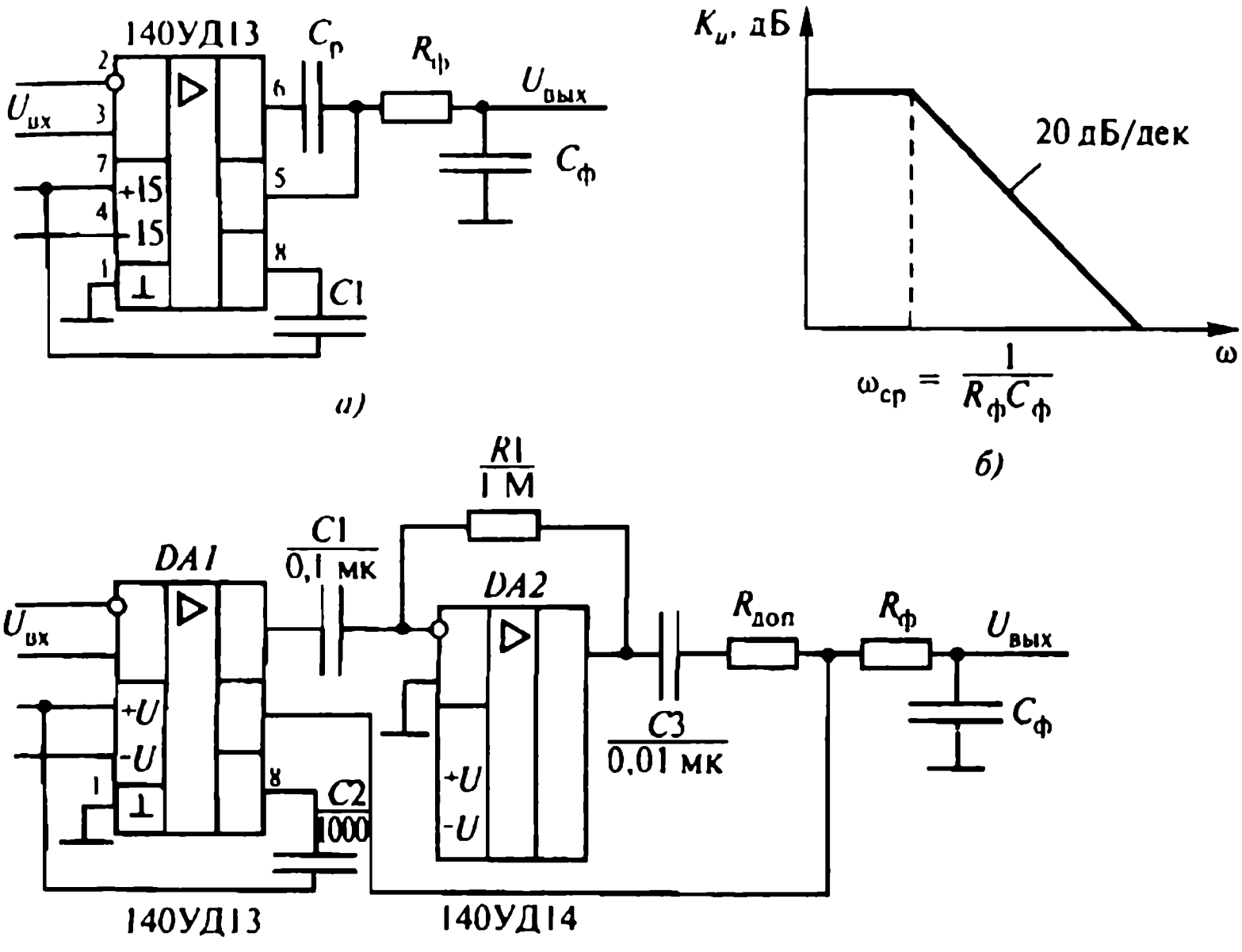


Рис. 5.16. Схема включения ОУ 140УД13 (*а*); его ЛАЧХ (*б*); схема включения для увеличения коэффициента усиления по напряжению (*в*)

модуляции сигнала установить на его выходе, то коэффициент усиления повысится в K_{u2} раз, где K_{u2} — коэффициент усиления по напряжению дополнительного усилителя. Соответственно увеличится и максимальное значение выходного напряжения, которое будет зависеть от параметров дополнительного усилителя. При этом может потребоваться установка дополнительного резистора $R_{доп}$ (рис. 5.16, *в*), который ограничит максимальное значение тока демодулятора, увеличившееся вследствие увеличения выходного напряжения.

Такой подход позволяет получить большие коэффициенты усиления на постоянном токе, ограниченные только шумами ОУ. Однако при этом частотный диапазон усиливаемых сигналов остается узким.

Для получения широкой полосы пропускания и хороших характеристик на постоянном токе используют многоканальные структуры, состоящие из нескольких включенных параллельно усилителей, каждый из которых усиливает определенную полосу частот. Усиленные сигналы суммируются с помощью широкополосного сумматора. Идею работы двухканального усилителя по-

ясняет рис. 5.17. В нем параллельно с ОУ МДМ *VI* включен высокочастотный ОУ *II*. В результате имеется два канала. Низкочастотный канал на ОУ МДМ усиливает низкие частоты, высокочастотный — высокие. В диапазоне средних частот усиление выполняется обоими каналами. Поэтому важны вопросы согласования частотных характеристик каналов.

В высокочастотном тракте обычно предусматривают установку фильтра высоких частот *I*, пропускающего только высокие частоты входного сигнала. В низкочастотном канале кроме фильтра R_3C_3 *VII* необходимо исходя из принципа действия ОУ на входе иногда устанавливать дополнительный фильтр низких частот *V*. Он уменьшает амплитуду высокочастотных входных сигналов на входе ОУ МДМ и снижает значение низкочастотной составляющей на его выходе, появляющийся в случае, когда частота входного сигнала близка к $f_м$. Как известно из теории электронных цепей, любая модуляция — это перемножение двух сигналов. В результате его в

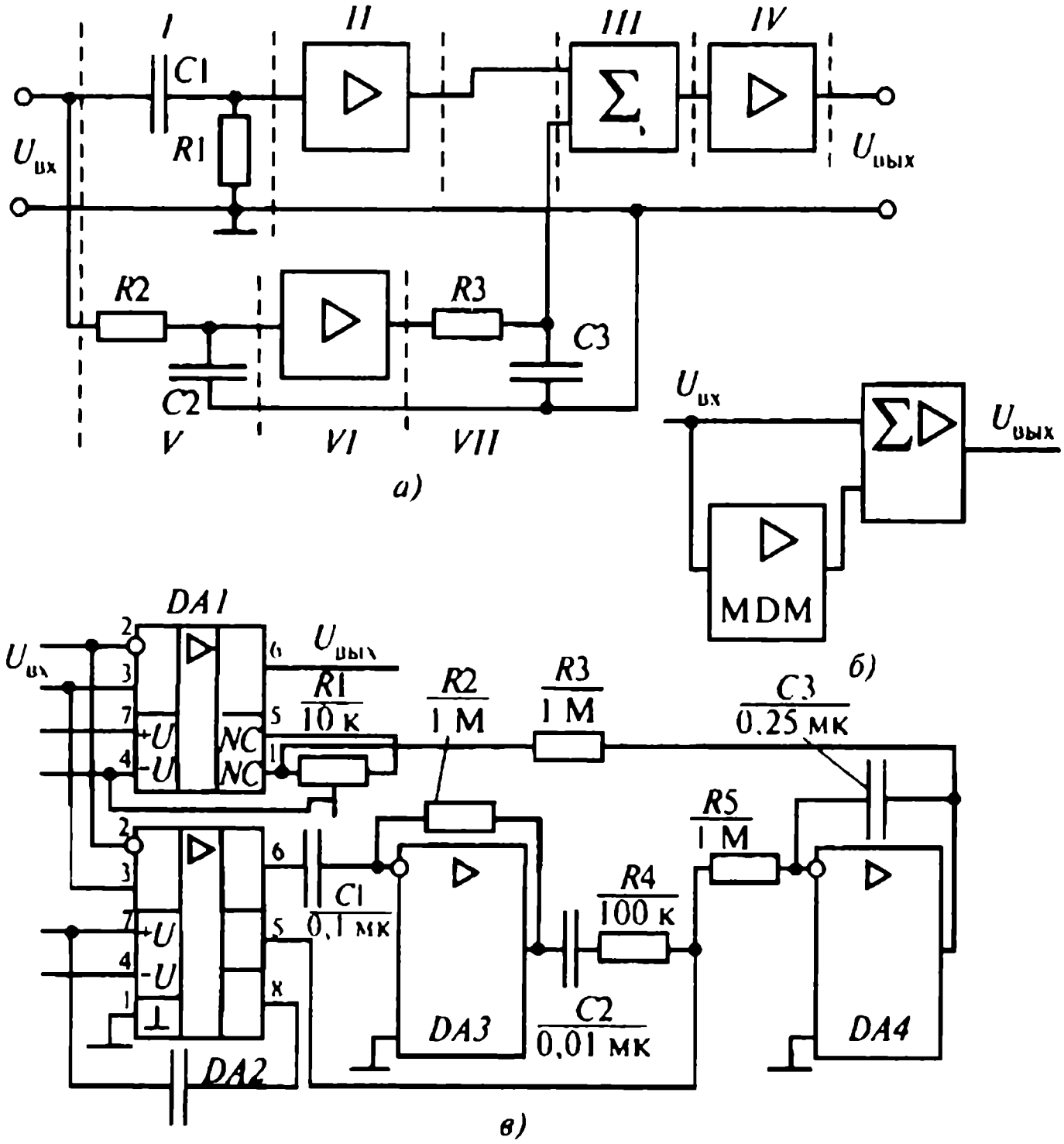


Рис. 5.17. Двухканальный усилитель (*а*); двухканальная структура с широкополосным усилителем (*б*) и ее реализация (*в*)

спектре выходного сигнала появляются комбинационные частоты $(f_{вх} - f_м)$ и $(f_{вх} + f_м)$. При $f_{вх} \approx f_м$ присутствует низкочастотная составляющая $(f_{вх} - f_м)$, которая беспрепятственно пропускается фильтром *VII* и вносит дополнительные погрешности. Установка фильтра R_2C_2 приводит к уменьшению их значений.

Выходные сигналы обоих усилителей суммируются в широкополосном сумматоре *III*. Если необходимо получить определенную выходную мощность, то после сумматора сигналы подаются на широкополосный усилитель мощности *IV*. Так как на сумматор и усилитель мощности подаются сигналы, усиленные в K_u раз, то его дрейфы сигнала, приведенные к входу усилителя, соответственно уменьшаются в K_u раз. Поэтому их влияние на характеристики преобразования сравнительно невелико.

Частотная характеристика двухканального усилителя определяется частотными характеристиками обоих каналов. Если считать, что сумматор и усилитель мощности близки к идеальным, имеют коэффициент преобразования, равный $K_э$, и не вносят частотных искажений, то выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{вх}\left[K_{у1}\frac{R_1}{R_1 + 1/(j\omega C_1)} + K_{у2}\frac{1/(j\omega C_2)}{R_2 + 1/(j\omega C_2)} \times \right.$$

$$\left. \times \frac{1/(j\omega C_3)}{R_2 + 1/(j\omega C_3)}\right]K_э, \qquad (5.36)$$

где $K_{у1}$, $K_{у2}$ — коэффициенты усиления усилителей высоких и низких частот.

Из (5.36) найдем передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \left[K_{у1}\frac{pR_1C_1}{1 + pR_1C_1} + \right.$$

$$\left. + K_{у2}\frac{1}{(1 + pR_2C_2)(1 + pR_3C_3)}\right]K_э. \qquad (5.37)$$

Из (5.37) видно, что частотная характеристика двухканального усилителя во многом зависит от параметров фильтров, включенных на входе каждого канала. Подбором их можно обеспечить требуемый вид характеристики в диапазоне низких и средних частот. В диапазоне высоких частот частотная характеристика определяется параметрами усилителя высоких частот $K_{v1}(p)$, а также

параметрами сумматора и усилителя мощности. Поэтому в передаточной функции для диапазона высоких частот K_{y1} и $K_з$ должны быть заменены на их передаточные функции $K_{y1}(p)$ и $K_з(p)$, которые зависят от внутренней структуры сумматора и усилителя мощности.

Таким образом, введение дополнительного преобразования входного сигнала позволяет существенно уменьшить дрейф выходного сигнала и создать высококачественные широкополосные УПТ и ОУ.

Для расширения полосы пропускания иногда вводят дополнительный третий канал. Однако при этом схема усилителя усложняется.

В ряде случаев один канал выполняют широкополосным, а второй — типа МДМ (рис. 5.17, *б*). При этом подразумевают, что ОУ работает с достаточно глубокими отрицательными обратными связями, позволяющими подавить паразитные низкочастотные колебания. Практическая реализация такой структуры показана на рис. 5.17, *в*. В этом ОУ широкополосный ОУ *DA1* выполнен на микросхеме 140УД6, причем для суммирования использован вывод 1, предназначенный для подключения цепей балансировки нуля. УПТ МДМ выполнен на ОУ *DA2* типа 140УД13 и *DA3* типа 140УД14 по схеме, аналогичной схеме рис. 5.16, *б*. Фильтр низких частот выполнен активным на ОУ *DA4* (140УД14), причем его дрейфы нуля не играют существенной роли из-за того, что при приведении их к входу они имеют малое значение.

Приведенный пример показывает, что знание схемы ОУ необходимо в случае его нетрадиционного использования. В противном случае вместо использования вывода 1 у *DA1* пришлось бы вводить дополнительный сумматор.

При применении рассмотренных подходов удается существенно улучшить параметры ОУ, что особенно важно при построении точных устройств.

В отдельных случаях двухканальные ОУ применяют для увеличения скорости нарастания выходного напряжения. При этом высокочастотный канал обычно имеет единичный коэффициент усиления по напряжению, а низкочастотный может быть выполнен с непосредственными связями.

§ 5.6. ОСОБЕННОСТИ ВКЛЮЧЕНИЯ И СВОЙСТВА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ, ОХВАЧЕННЫХ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Используются две основные схемы включения ОУ (рис. 5.18, *а*, *б*). При подаче входного напряжения на неинвертирующий вход ОУ, охваченного ОС с коэффициентом $\underline{\beta}$, равным $\underline{\beta} = \underline{Z}_1/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)$

(рис. 5.18, *а*), коэффициент усиления по напряжению определяется с помощью уравнения (4.27):

$$\underline{K}_{u} = \frac{\underline{K}_{y\,u}}{1+\underline{K}_{y\,u}\underline{\beta}} = \frac{\underline{K}_{y\,u}}{1+\underline{K}_{y\,u}\,\underline{Z}_1/(\underline{Z}_1+\underline{Z}_2)}. \qquad (5.38)$$

При $|\underline{K}_{y\,u}\,\underline{Z}_1/(\underline{Z}_1+\underline{Z}_2)| \gg 1$ (5.38) примет вид

$$\underline{K}_{u} = (\underline{Z}_1+\underline{Z}_2)/\underline{Z}_1. \qquad (5.39)$$

Из (5.39) видно, что коэффициент усиления ОУ, охваченного отрицательной ОС, при большом значении $\underline{K}_{y\,u}$ определяется только сопротивлениями $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$ и мало зависит от колебаний коэффициента усиления ОУ $\underline{K}_{y\,u}$.

Так как при таком включении ОУ сигнал ОС вводится последовательно с входным напряжением, входное сопротивление для дифференциального сигнала увеличивается в $(1+\underline{K}_{y\,u}\underline{\beta})$ раз (см. § 4.2):

$$\underline{Z}_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}}(1+\underline{K}_{y\,u}\underline{\beta}). \qquad (5.40)$$

Сигнал обратной связи снимается пропорциональным выходному напряжению. Значит, выходное сопротивление уменьшается в $(1+\underline{K}_{y\,u}\underline{\beta})$ раз (см. § 4.2):

$$\underline{Z}_{\text{вых ос}} = R_{\text{вых}}/(1+\underline{K}_{y\,u}\underline{\beta}). \qquad (5.41)$$

В реальном ОУ приходится учитывать конечное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала и наличие для него входного сопротивления.

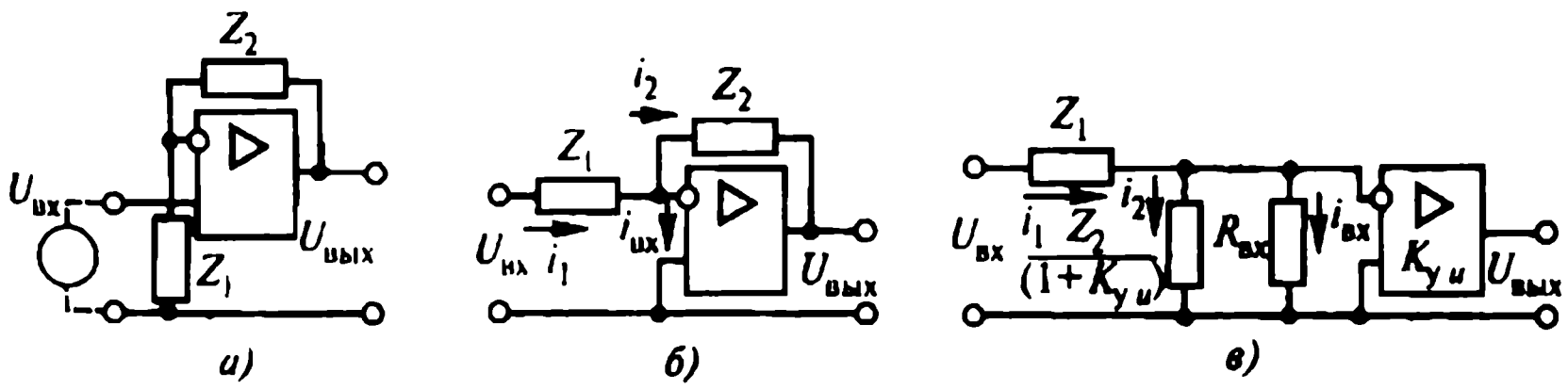


Рис. 5.18. Включение ОУ с подачей входного напряжения на неинвертирующий (*а*) и инвертирующий (*б*) входы; эквивалентная схема ОУ с инвертирующим входом (*в*)

Так, ОУ (рис. 5.18, *а*) работает с синфазным сигналом, практически равным входному напряжению. Действительно, напряжение на неинвертирующем входе отличается от напряжения на инвертирующем на величину $\Delta U = U_{вых}/K_{у\,и}$, не зависящую от глубины обратной связи (выходное напряжение у дифференциального усилителя определяется разностью напряжений на его входах). При $K_{у\,и} = 10$ и $U_{вых\,max} = 10$ В потенциалы входов различаются на 1 мВ. Поэтому можно считать, что усилитель работает с синфазным входным сигналом, равным $U_{вх}$, которое вызывает появление выходного напряжения $U_{вых} = \dfrac{K_{у\,и}}{(1 + K_{у\,и}\beta)K_{ос\,сф}} U_{вх}$. Следовательно, коэффициент усиления ОУ с учетом $K_{ос\,сф}$ равен

$$\underline{K}_{и} = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}\left(1 + \frac{1}{K_{ос\,сф}}\right). \qquad (5.42)$$

Так как $K_{ос\,сф}$ меняется с частотой и при изменении напряжений питания, то наличие этого члена приводит к частотной и амплитудной погрешностям $\underline{K}_{и}$ и затрудняет получение точного значения коэффициента усиления по напряжению.

Входное сопротивление для дифференциального сигнала не может превысить входное сопротивление для синфазного сигнала. В пределе, когда $\beta = 1$, имеем $\underline{Z}_{вх\,ос} = \underline{Z}_{вх\,сф}$. При практическом применении следует учитывать, что $\underline{Z}_{вх\,сф}$ существенно уменьшается при увеличении частоты.

При подаче входного напряжения на инвертирующий вход (рис. 5.18, *б*) удобнее использовать эквивалентную схему рис. 5.18, *в*. Это обусловлено тем, что при непосредственном использовании уравнения (4.27) не учитывается то, что из входного сигнала усилителя вычитается сигнал ОС.

Эквивалентную схему строят исходя из следующих рассуждений. Входное напряжение $U_{вх}$ создает в сопротивлении $\underline{Z}_1$ ток i_1. Этот ток разветвляется на два тока: $i_{вх}$ и i_2. Причем значение $i_{вх}$ определяется входным сопротивлением ОУ для дифференциального сигнала, а i_2 — сопротивлением $\underline{Z}_2$, уменьшенным в $(1 + \underline{K}_{у\,и})$ раз. Последнее обусловлено тем, что усилитель инвертирует входной сигнал и разность потенциалов между выходом и неинвертирующим входом в $(1 + \underline{K}_{у\,и})$ раз больше потенциала инвертирующего входа. Эквивалентное сопротивление, установленное на входе идеализированного ОУ,

$$\underline{Z}_{эк} = R_{вх} \| \underline{Z}_2/(1 + \underline{K}_{у\,и}). \qquad (5.43)$$

Коэффициент усиления по напряжению найдем с помощью эквивалентной схемы с учетом изменения знака выходного напряжения:

$$\underline{K}_u = -\underline{K}_{y\,u}\frac{\underline{Z}_{эк}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{эк}}. \qquad (5.44)$$

При практическом использовании параметры сопротивления выбирают так, чтобы во всей полосе рабочих частот выполнялось условие

$$R_{вх} >> \left|\underline{Z}_2/(1 + \underline{K}_{y\,u})\right|. \qquad (5.45)$$

Тогда

$$\underline{Z}_{эк} = \underline{Z}_2/(1 + \underline{K}_{y\,u})$$

и уравнение (5.44) примет вид

$$\underline{K} = -\frac{\underline{K}_{y\,u}\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1(1 + \underline{K}_{y\,u})} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}\frac{1}{1 + \dfrac{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1}{\underline{K}_{y\,u}\underline{Z}_1}}. \qquad (5.46)$$

Если

$$\left|\frac{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1}{\underline{K}_{y\,u}\underline{Z}_1}\right| << 1, \qquad (5.47)$$

то

$$\underline{K}_u = -\underline{Z}_2/\underline{Z}_1. \qquad (5.48)$$

Из (5.48) видно, что при этой схеме включения коэффициент усиления $\underline{K}_u$ зависит только от соотношения сопротивлений $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_1$ и не зависит от коэффициента усиления ОУ $\underline{K}_{y\,u}$. Так как синфазное входное напряжение отсутствует, то значение $\underline{K}_u$ стабильнее и может быть установлено точнее, чем в схеме рис. 5.18, *а*. При этом параметры сопротивления $\underline{Z}_2$ следует выбирать исходя из условий (5.45), (5.47) так, чтобы на верхней частоте полосы пропускания обеспечивалось их выполнение.

Как и в схеме рис. 5.18, *а*, разность потенциалов между входами ОУ достаточно мала. Поэтому в первом приближении счи-

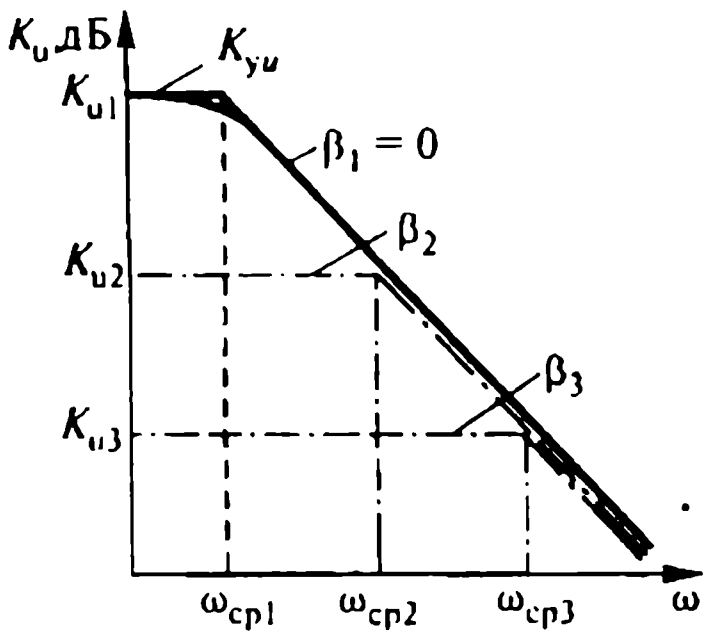


Рис. 5.19. ЛАЧХ усилителя без ОС и с ОС разной глубины

тают, что потенциал инвертирующего входа равен нулю (*виртуальный нуль*). Тогда входное сопротивление

$$\underline{Z}_{\text{вх ос}} \approx \underline{Z}_1. \qquad (5.49)$$

При более строгом подходе $\underline{Z}_{\text{вх ос}} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{\text{эк}}$.

Выходное сопротивление можно определить с помощью формулы (5.41), в которой $\beta = \underline{Z}_1/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)$. Благодаря большей точности и стабильности параметров преобразования при создании высокоточных устройств схема рис. 5.18, *б* предпочтительнее схемы рис. 5.18, *а*.

При введении ОС амплитудно-частотная характеристика усилителя зависит от параметров элементов цепи ОС. Так, если $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, а амплитудно-частотная характеристика ОУ без цепи ОС имеет вид рис. 5.19 с частотой среза ЛАЧХ ω_{cp1}, то введение ОС с коэффициентом ОС β_2 или β_3 приводит к уменьшению коэффициента усиления по напряжению и повышению в $(1 + K_{y\,u}\beta)$ раз частоты среза.

Действительно, в рассматриваемом случае

$$\underline{K}_{y\,u}(j\omega) = \frac{K_{y\,u}(0)}{1 + j\omega\tau}, \qquad (5.50)$$

где $\tau = 1/\omega_{cp1}$, $K_{y\,u}(0)$ — коэффициент усиления на нулевой частоте.

Подставив (5.50) в (5.38), получим

$$\underline{K}_u = \frac{\underline{K}_{y\,u}(j\omega)}{1 + \underline{K}_{y\,u}(j\omega)\beta} = \frac{1}{[1 + j\omega\tau/(1 + K_{y\,u}(0)\beta]}\,\frac{K_{y\,u}(0)}{[1 + K_{y\,u}(0)\beta]}. \qquad (5.51)$$

Следовательно, для такого усилителя частота среза, определяемая из условия

$$1 = \omega_{cp}\,\frac{\tau}{[1 + K_{y\,u}(0)\beta]}, \qquad (5.52)$$

увеличивается пропорционально глубине обратной связи, и полоса пропускания расширяется. Для усилителей с АЧХ, характеризуе-

мых уравнением (5.50), справедливо утверждение о том, что произведение коэффициента усиления на полосу пропускания, определенную на уровне 3 дБ,— величина постоянная: $K_u\omega_{ср} = \text{const}$. Действительно, подставив K_u из (5.38) и $\omega_{ср}$ из (5.52), получим

$$K_u\omega_{ср} = \frac{K_{у\,u}}{1 + K_{у\,u}\beta}\,\frac{1 + K_{у\,u}\beta}{\tau} = \frac{K_{у\,u}}{\tau} = \text{const}. \qquad (5.53)$$

Поэтому увеличение коэффициента усиления K_u приводит к сужению полосы пропускания, и наоборот.

Полученные зависимости являются базовыми для анализа свойств электронных преобразователей, выполненных на основе ОУ*.

§ 5.7. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ И КОРРЕКЦИЯ ИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Применяя обратную связь, можно получить требуемые параметры и характеристики у различных усилительных устройств. Однако ее введение всегда связано с опасностью потери устойчивости и возникновения автоколебаний (самовозбуждения усилителя).

Самовозбуждение возникает как при неправильном выборе вида и номиналов компонентов цепей ОС, так и вследствие наличия у ОУ паразитных параметров, которые трудно учесть на этапе проектирования. Ошибочность выбранной структуры и номиналов цепей ОС выявляется при теоретических исследованиях устойчивости. Самовозбуждения, обусловленные паразитными параметрами ОУ и цепей, которые к ним подключены, обычно устраняются экспериментально на стадии отладки макетного образца. Теоретические исследования устойчивости также нужны, потому что при малом ее запасе переходные характеристики усилителя с ОС значительно ухудшаются. Для ряда устройств это является недопустимым. Поэтому и с точки зрения оценки качества переходных процессов необходимо проводить исследование устойчивости.

Известны различные методы анализа устойчивости усилительных устройств. Однако в инженерной практике в основном используют метод логарифмических частотных характеристик.

---

* При дальнейшем рассмотрении будем в основном использовать упрощенные уравнения.

При исследовании устойчивости наиболее часто возникают две самостоятельные задачи. *Первая* встречается при разработке конкретных усилителей, когда определена их структура, рассчитаны параметры всех элементов и необходимо проверить условия обеспечения устойчивости и качественно оценить переходный процесс при введении ОС требуемого вида и глубины. При этом сразу возникают вопросы коррекции параметров отдельных узлов схемы, выбранных из результатов предварительного расчета.

Вторая задача возникает при использовании готовых усилителей, чаще всего в интегральном исполнении. При этом обычно не известны номиналы всех элементов внутри усилителя, но характеристики его могут быть найдены из технической документации или определены экспериментальным путем.

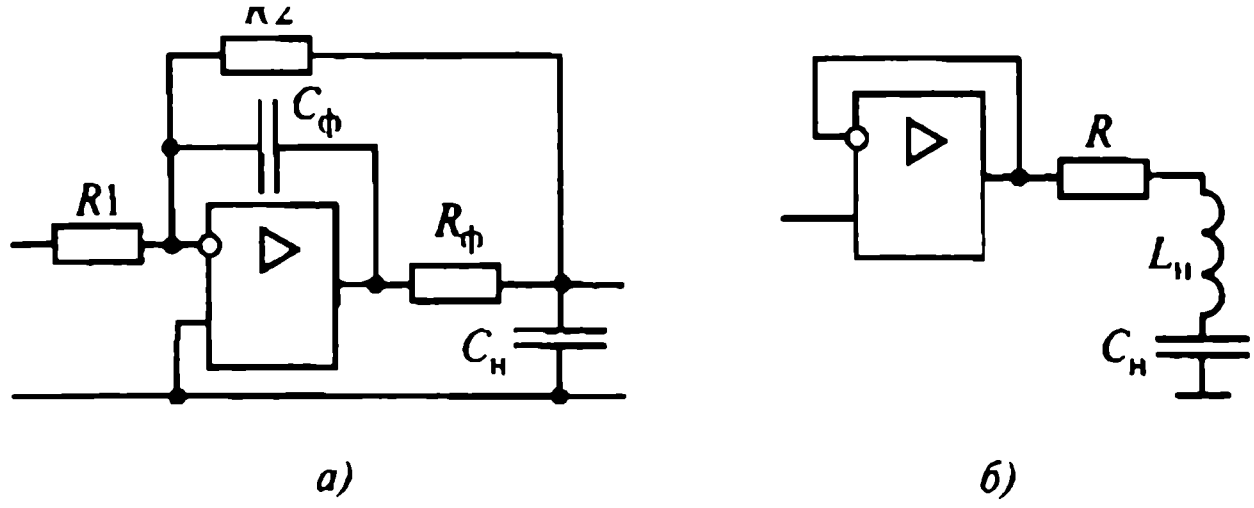
Хотя общая идея исследования устойчивости в обоих случаях остается неизменной, последовательность расчетов несколько изменяется.

При решении первой задачи на стадии проектирования известны параметры всех компонентов схемы. Это позволяет составить уравнение передаточной функции усилителя, исследовав которую одним из известных в теории автоматического регулирования методов можно оценить, устойчив ли он, какие запасы устойчивости и каковы качественные показатели переходного процесса.

Однако даже в случае однокаскадного усилителя уравнение получается сложным, так что без применения ЭВМ соответствующий анализ занимает много времени. Поэтому обычно используют ряд приближений, позволяющих каждый усилительный каскад представить в виде нескольких независимых звеньев, включенных последовательно так, чтобы передаточная функция всего усилителя определялась произведением передаточных функций звеньев.

Для потребителей компонентов электроники более важно решение второй задачи, когда имеются готовые интегральные усилители и надо оценить устойчивость устройства, в которое они входят. В этом случае по данным, имеющимся в технической документации, или результатам экспериментальных исследований можно построить логарифмическую амплитудно-частотную характеристику усилителя. С помощью ее методами теории автоматического регулирования проводится оценка устойчивости, при известных параметрах цепи обратной связи (подробнее см. [27]).

При построении высокоточных широкополосных устройств коррекция характеристик и обеспечение устойчивости является одним из наиболее сложных вопросов, которые решаются индивидуально для каждого функционального узла. В отдельных случаях для улучшения устойчивости вводят даже специальный высокочас-



а) *б)*

Рис. 5.20. Коррекция ОУ при емкостной (*а*) и индуктивной (*б*) нагрузках

тотный параллельный канал, уменьшающий фазовый сдвиг у усилителя на высоких частотах.

Для ОУ обычно приводятся рекомендуемые схемы коррекции и номиналы компонентов, рекомендуемые к применению при введении ОС определенной глубины. При этом следует учитывать, что выходное сопротивление ОУ не равно нулю. Поэтому наличие у нагрузки емкостной или индуктивной составляющих дополнительно усложняет вопросы обеспечения устойчивости, так как в функции передачи появляются дополнительные полюсы или нули. При емкостной нагрузке $C_н$ последовательно с выходом ОУ рекомендуется включать резистор $R_ф$ и дополнительно вводить ОС с помощью резистора R_2 и конденсатора $C_ф$ (рис. 5.20, *а*). Параметры этих компонентов выбирают из условия $R_ф C_н = R_2 C_ф$. Смысл такой коррекции заключается в том, что дополнительный полюс, появляющийся в передаточной функции ОУ из-за влияния $R_ф C_н$, компенсируется нулем, создаваемым компонентами R_2, $C_ф$.

С точки зрения устойчивости особую сложность представляет собой нагрузка в виде резонансных *LC*-контуров. В этом случае стремятся получить в ОУ минимальное выходное сопротивление, для чего вводят 100%-ную обратную связь и последовательно с выходом включают дополнительный резистор *R*. Значение его выбирают из условия $R \geq \sqrt{L_н / C_н}$, так, чтобы колебательный переходный процесс, возникающий в цепи усилителя, был затухающим.

Если у усилителя имеется несколько петель обратной связи, то сначала надо исследовать устойчивость узлов, охваченных местными ОС. После этого рассматривается весь ОУ, причем функциональные узлы, в устойчивости которых убедились, считаются независимыми компонентами с известными частотными характеристиками.

ГЛАВА 6

АНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

§ 6.1. МАСШТАБНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилители, имеющие точное нормированное значение коэффициента усиления, называют *масштабными* (масштабирующими). Иногда в их составе выделяют измерительные и электрометрические усилители.

Измерительные усилители относятся к числу прецизионных. Значения их параметров нормированы и в диапазоне рабочих частот и температур не выходят за пределы, оговоренные в технических условиях. Эти усилители применяют для масштабирования измерительных сигналов в системах получения и обработки информации.

Электрометрические усилители имеют высокое входное сопротивление (до $10...10^{15}$ Ом) и ничтожно малые входные токи. Их обычно применяют в устройствах, где требуется измерять электрические заряды или преобразовывать малые токи.

Выделение масштабных усилителей в специальный класс устройств несколько условно и характеризует только то, что к значениям их основных параметров и их стабильности предъявляют повышенные требования.

При их создании широко применяют ОУ, включенные по схеме рис. 6.1. Их количество и схемы соединения зависят от требований, предъявляемых к конкретному усилителю. Так как свойства ОУ, охваченных цепями ОС, подробно рассмотрены в § 5.6, в данном разделе будем считать ОУ идеализированным и пренебрегать его входным и выходным сопротивлениями ($R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$). Также учтем, что дифференциальное напряжение между входами стремится к нулю, что справедливо только при $K_{у.и} \to \infty$. Эти допущения, не внося существенных погрешностей, позволяют быстро и легко определить параметры преобразования конкретного устройства. В случае прецизионных преобразователей, когда нельзя пренебрегать погрешностями, вносимыми вышеуказанными допущениями, анализ работы следует вести с учетом значений коэффициента

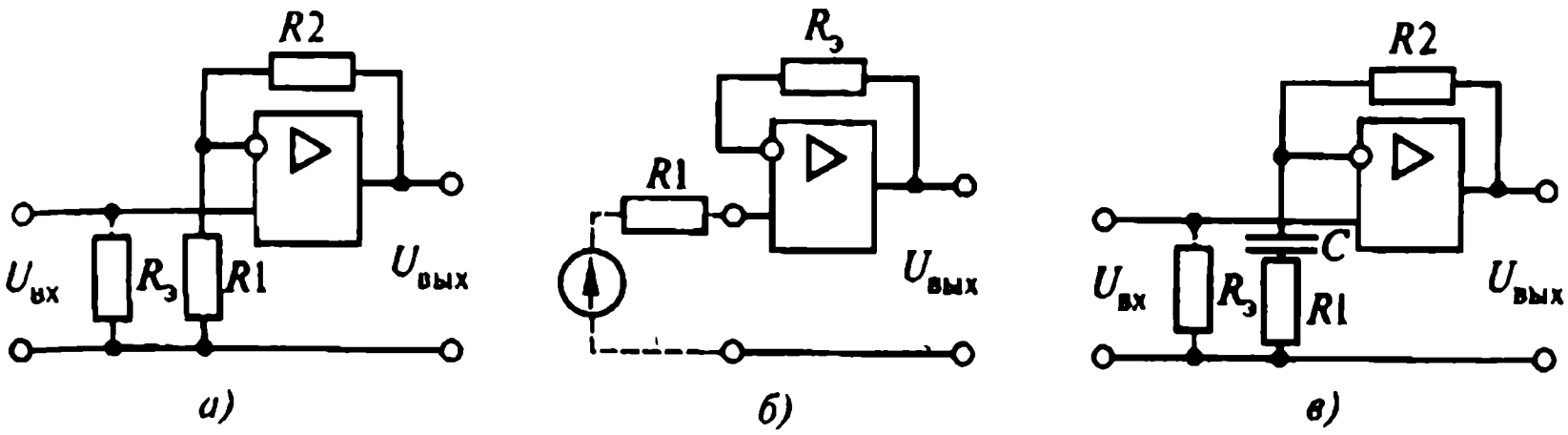


Рис. 6.1. Схемы усилителей на ОУ:

а — не инвертирующего входной сигнал; *б* — повторителя напряжения; *в* — усилителя переменного напряжения

усиления, входных и выходных сопротивлений. Подставив в (5.39) значения сопротивлений, получим

$$K_u = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad \text{(для рис. 6.1, } a\text{)}; \tag{6.1}$$

$$K_u = 1 \quad \text{(для рис. 6.1, } б\text{)}; \tag{6.2}$$

$$\underline{K}_u = \frac{1 + j\omega C(R_2 + R_1)}{1 + j\omega CR_1} \quad \text{(для рис. 6.1, } в\text{)}. \tag{6.3}$$

Входные и выходные сопротивления усилителей

$$R_{вх\ ос} \approx R_{вх}\left(1 + K_{у\ u}\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right);$$

$$R_{вых\ ос} \approx R_{вых}\Big/\left(1 + K_{у\ u}\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad \text{(для рис. 6.1, } a\text{)}; \tag{6.4}$$

$$R_{вх\ ос} \approx R_{вх\ сф}; \quad R_{вых\ ос} \approx R_{вых}/(1 + K_{у\ u}) \quad \text{(для рис. 6.1, } б\text{)}; \tag{6.5}$$

$$\underline{Z}_{вх\ ос} = R_{вх}\left(1 + K_{у\ u}\frac{j\omega CR_1}{1 + j\omega C(R_2 + R_1)}\right);$$

$$\underline{Z}_{вых\ ос} \approx R_{вых}\Big/\left(1 + K_{у\ u}\frac{j\omega CR_1}{1 + j\omega C(R_2 + R_1)}\right) \quad \text{(для рис. 6.1, } в\text{)}. \tag{6.6}$$

Усилители (рис. 6.1, *а*) применяют или самостоятельно, или в составе сложных усилителей, когда требуется иметь повышенное входное сопротивление при значительном коэффициенте усиления по напряжению.

Повторители напряжения (рис. 6.1, *б*) обычно используют во входных устройствах, в которых требуется иметь высокое входное сопротивление, или в случаях, когда необходимо получить минимальное выходное сопротивление.

Усилители, показанные на рис. 6.1, *в*, применяют для усиления переменных напряжений. У них введена 100%-ная ОС по постоянному току, что гарантирует малые изменения выходного сигнала на постоянном токе, равные дрейфу напряжения смещения нуля $U_{см}$. В то же время в полосе частот, в которой сопротивлением конденсатора C можно пренебречь, коэффициент усиления достаточно большой и его значение определяется только резисторами R_1, R_2.

Эти усилители работают с синфазным входным сигналом, равным $U_{вх}$. Поэтому имеется дополнительная погрешность, определяемая коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{ос\,сф}$. Из-за уменьшения $K_{ос\,сф}$ при увеличении частоты она существенно больше в диапазоне повышенных частот.

Коэффициент усиления усилителя, у которого сигнал подан на инвертирующий вход, его входное и выходное сопротивления находят из уравнений (5.48), (5.49), (5.41):

$$K_u = -R_2/R_1; \quad R_{вх} \approx R_1; \quad R_{вых\,ос} \approx R_{вых} \Big/ \left(1 + K_{у\,u} \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right). \qquad (6.7)$$

Отсутствие синфазного входного сигнала и стабильные значения параметров делают эту схему предпочтительной для масштабирования напряжений. При этом следует учитывать, что последовательное включение более чем двух ОУ может привести к потере устойчивости. Это обусловлено тем, что выходные сопротивления ОУ не равны нулю и повышаются при увеличении частоты. Также увеличивается и дифференциальный входной сигнал на входе каждого ОУ из-за уменьшения $K_{у\,u}$. Поэтому могут создаться условия, когда выходной сигнал третьего ОУ, попадая через резисторы цепей ОС на вход первого, вызовет самовозбуждение усилителя. Когда используется много ОУ, включенных последовательно по схеме рис. 6.2, *а*, целесообразно между каждой парой устанавливать ОУ, выполненные по схеме рис. 6.1, *а*, *б*.

На основе схемы рис. 6.2, *а* можно выполнить суммирующее устройство рис. 6.2, *б*. В нем отсутствует взаимное влияние вход-

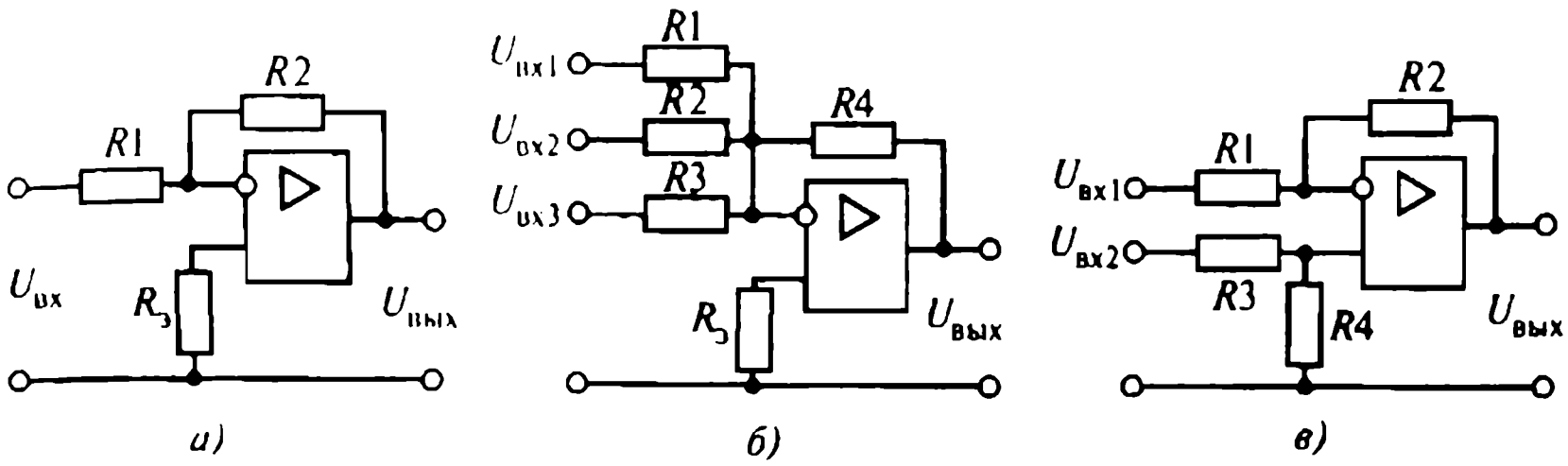


Рис. 6.2. Схемы усилителей на ОУ:

а — инвертирующего входной сигнал; *б* — сумматора напряжений; *в* — вычитающего устройства

ных сигналов. Это происходит вследствие того, что инвертирующий вход имеет практически нулевой потенциал. Выходное напряжение такого ОУ

$$U_{вых} = -\frac{R_4}{R_1}U_{вх1} - \frac{R_4}{R_2}U_{вх2} - \frac{R_4}{R_3}U_{вх3}. \qquad (6.8)$$

В рассмотренных схемах в цепи одного из входов обычно устанавливается сопротивление $R_э$. Оно не влияет на коэффициент усиления и вводится, когда это необходимо для уменьшения изменений выходного напряжения, вызванных временными или температурными колебаниями входных токов. Сопротивление $R_э$ выбирают таким, чтобы эквивалентные сопротивления, подключенные к входам ОУ, были одинаковы. Если токи входов равны и изменяются на одинаковую величину, то создаваемые ими падения напряжения не создадут дифференциального сигнала и не вызовут дополнительного смещения нуля. В схемах рис. 6.1, *а*—*в* значения резисторов выбирают соответственно из условий: $R_э = R_1||R_2$; $R_1 = R_э$; $R_э = R_2$. Для схем рис. 6.2, *а*, *б*: $R_э = R_1||R_2$; $\frac{1}{R_э} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}$.

При одновременной подаче напряжения на оба входа получается вычитающий усилитель. Так как он линейный элемент, то при определении его параметров справедлив принцип наложения и для каждого входного сигнала справедливы уравнения (6.1), (6.7) для схем рис. 6.1, *а* и рис. 6.2, *а*:

$$U_{вых} = -U_{вх1}\frac{R_2}{R_1} + U_{вх2}\frac{R_2 + R_1}{R_1}\frac{R_4}{R_3 + R_4}. \qquad (6.9)$$

При выполнении условия

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \tag{6.10}$$

которое после преобразования примет вид $R_2R_3 = R_1R_4$, усилитель становится дифференциальным и усиливает разность напряжений, приложенных к входам:

$$U_{вых} = -\frac{R_2}{R_1}(U_{вх1} - U_{вх2}). \tag{6.11}$$

При этом на его входах будет синфазный сигнал, равный $U_{сф} = U_{вх2}R_4/(R_3 + R_4)$. Он создает погрешность преобразования $\Delta U_{вых}$:

$$\Delta U_{вых} = U_{сф}(R_2 + R_1)/(K_{ос\,сф}R_1).$$

Прецизионные измерительные усилители часто выполняют дифференциальными. При этом схему включения выбирают такой, чтобы изменения выходных сигналов плеч взаимно вычитались. Такой подход достаточно эффективен, так как изменения выходных сигналов, вызванные нагревом близких по параметрам компонентов, в первом приближении одинаковы. Разность их близка к нулю. Примером измерительного усилителя с дифференциальным входом, высоким входным сопротивлением и большим коэффициентом ослабления синфазного сигнала является схема рис. 6.3. В ней одинаковые ОУ *DA1* и *DA2* представляют собой дифференциальный усилитель, имеющий высокое входное сопротивление. Схема их включения обеспечивает повышение $K_{ос\,сф}$.

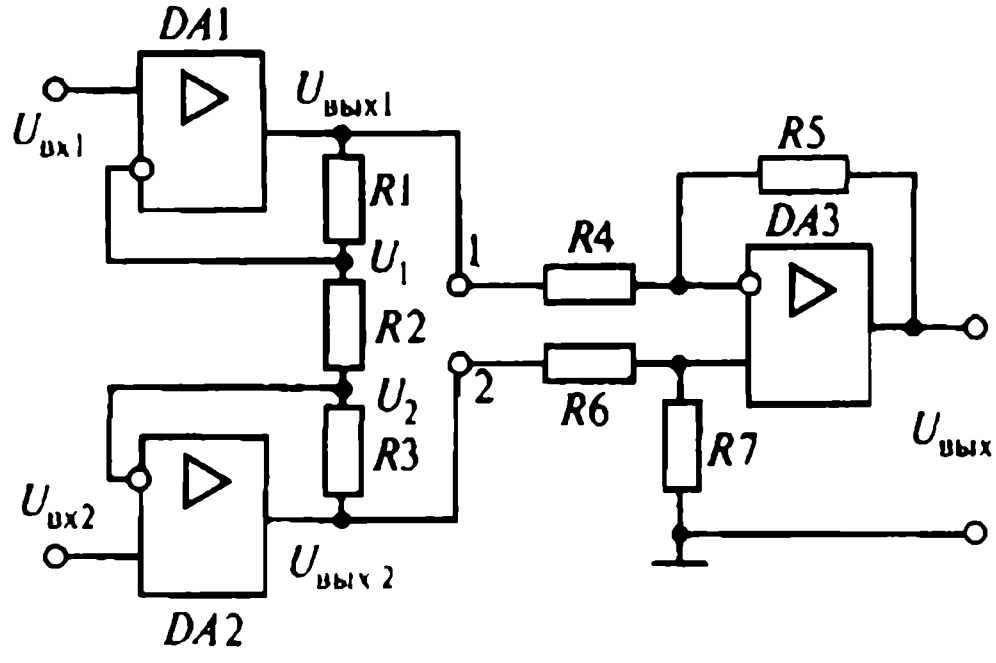


Рис. 6.3. Схема измерительного усилителя с дифференциальным входом

ОУ *DA3* производит вычитание выходных сигналов ОУ *DA1*, *DA2* и тем самым уменьшает влияние на выходной сигнал напряжения смещения нуля ОУ *DA1*, *DA2* и синфазного входного напряжения. Для нахождения коэффициента усиления запишем очевидные уравнения для ОУ *DA1*, *DA2*:

$$U_{вых1} = K_{у\,и}\left\{U_{вх1} - \left[U_{вых1} - (U_{вых1} - U_{вых2})\frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}\right] + U_{см1}\right\};$$

$$U_{вых2} = K_{у\,и}\left\{U_{вх2} - \left[U_{вых2} - (U_{вых2} - U_{вых1})\frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}\right] + U_{см2}\right\}. \qquad (6.12)$$

Преобразуем (6.12) с учетом того, что в таких усилителях резисторы R_1 и R_3 равны: $R_1 = R_3 = R_0$, а параметры компонентов выбирают так, чтобы $K_{у\,и}\dfrac{R_2 + R_0}{R_2 + 2R_0} >> 1$. В результате этого

$$U_{вых1} + U_{вых2}\frac{R_0}{R_2 + R_0} = \frac{R_2 + 2R_0}{R_2 + R_0}(U_{вх1} + U_{см1});$$

$$U_{вых2} + U_{вых1}\frac{R_0}{R_2 + R_0} = \frac{R_2 + 2R_0}{R_2 + R_0}(U_{вх2} + U_{см2}). \qquad (6.13)$$

Если параметры ОУ *DA3* выбраны так, что выполняется условие $R_5/R_4 = (R_4 + R_5)R_7/(R_6 + R_7)R_4 = K_3$, то его выходное напряжение

$$U_{вых} = K_3(U_{вых2} - U_{вых1}). \qquad (6.14)$$

Подставив в (6.14) значения $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ из (6.13), получим

$$U_{вых} = K_3\left(1 + \frac{2R_0}{R_2}\right)[(U_{вх2} - U_{вх1}) + (U_{см2} - U_{см1})]. \qquad (6.15)$$

Из (6.15) видно, что коэффициент усиления по напряжению $K_3(1 + 2R_0/R_2)$ зависит от сопротивлений R_0, R_2 и может легко регулироваться изменением значения R_2. Влияние напряжений смещения нуля ОУ *DA1*, *DA2* сравнительно невелико и полностью отсутствует при одинаковых $U_{см1}$, $U_{см2}$ и равных их изменениях. Напряжение смещения нуля ОУ *DA3* никак не компенсируется, но его влияние на погрешности усиления невелико, так как сигналы, поступающие на входы этого ОУ, имеют большие значения.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала очень велик. Это обусловлено тем, что ОУ *DA3* усиливает только разность напряжений $U'_{вых1}$ и $U'_{вых2}$. Поэтому при равных коэффициентах ослабления синфазного сигнала у ОУ *DA1*, *DA2* подавление его на выходе ОУ *DA3* будет практически полным.

При необходимости получить дифференциальный вход нагрузку подключают к точкам *1*, *2* (рис. 6.3).

Если к усилителю подключается источник сигнала, не связанный гальванически с источником питания усилителя, то в цепи входов необходимо ввести сопротивления, обеспечивающие получение требуемых значений входных токов.

В электрометрических усилителях на входе устанавливают ОУ с высокими входными сопротивлениями, например 544УД1, или вводят дополнительные входные дифференциальные каскады на полевых транзисторах. Для уменьшения токов утечек вывод входа такого усилителя окружается «охранным» кольцом. На него от низкоомного источника подается тот же потенциал, что и на вход усилителя (например, рис. 6.4). Образуется эквипотенциальная зона, в пределах которой ток не протекает даже при низкокачественной изоляции. К этому же источнику подключают оплетку кабеля, подводящего входной сигнал. При этом также уменьшается влияние собственной емкости кабеля, что важно при больших расстояниях до источника сигнала и имеет самостоятельное значение для усилителей других типов.

Рассмотрим некоторые из структур, применяемых на практике.

Местные и общие обратные связи позволяют реализовать широкополосные усилители, у которых погрешности коэффициента усиления не превышают долей процента. При необходимости получить более высокие точности приходится применять структурные методы уменьшения погрешностей.

Периодическая компенсация дрейфа нуля используется в усилителях медленно изменяющихся сигналов (УПТ), там, где допустима «потеря» сигнала в течение промежутка времени, необходимого для компенсации. Необходимость в ее использовании обусловлена

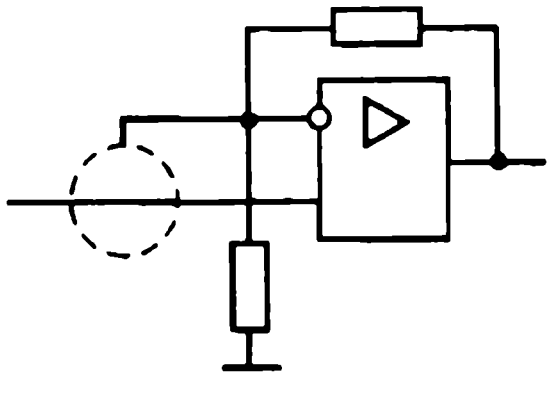


Рис. 6.4. Уменьшение токов утечки во входной цепи

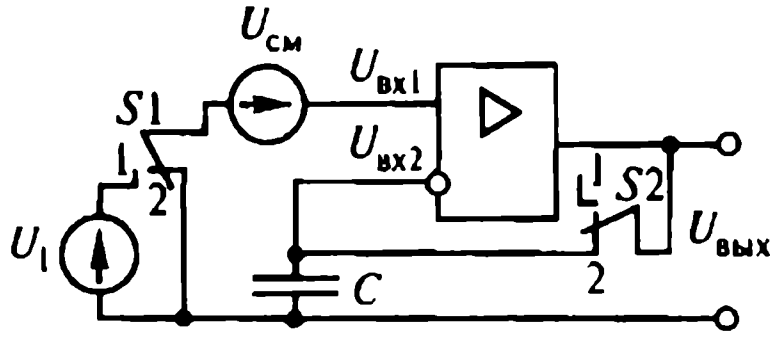


Рис. 6.5. Схема периодической компенсации дрейфа и смещения нуля

тем, что при любых схемных решениях не удается полностью устранить ни временной, ни температурный дрейфы выходного сигнала. К тому же вследствие наличия гальванических связей весь спектр низкочастотных шумов входных транзисторов равномерно усиливается и беспрепятственно проходит на выход. Эти шумы, имеющие характер инфранизкочастотных случайных колебаний выходного сигнала, иногда оказываются более опасными, чем температурный дрейф.

Для уменьшения дрейфа, смещения нуля и инфранизкочастотных шумов усилителей с непосредственными связями применяют периодическую коррекцию. Сущность ее поясним на примере усилителя, показанного на рис. 6.5. В усилитель дополнительно введены два ключа *S1* и *S2* и конденсатор *C*, «запоминающий» значение напряжения смещения нуля $U_{см}$. Усилитель поочередно работает в одном из двух режимов: в рабочем и в режиме запоминания компенсирующего напряжения.

В режиме запоминания ключи находятся в положении *2*. При этом $U_{см} = U_{вх1}$ и напряжение на конденсаторе *C*

$$(U_{см} - U_{вх2})K = U_{вх2}. \qquad (6.16)$$

Отсюда

$$U_{вх2} = U_{см}K/(1 + K). \qquad (6.17)$$

Таким образом, в режиме запоминания на конденсаторе *C* устанавливается напряжение $U_{вх2}$, которое при достаточно высоком *K* стремится к напряжению смещения нуля.

В рабочем режиме ключи устанавливают в положение *1* и разность напряжений, действующая между входами усилителя, становится равной

$$U_{вх} = U_1 + U_{см} - U_{см}\frac{K}{1+K} = U_1 + \frac{U_{см}}{1+K}. \qquad (6.18)$$

Выходное напряжение

$$U_{вых} = K\left(U_1 + \frac{U_{см}}{1+K}\right). \qquad (6.19)$$

Из (6.19) видно, что в результате периодической коррекции смещение нуля уменьшается в (1 + *K*) раз. Для получения хороших результатов постоянную времени разрядки конденсатора *C*

приходится выбирать большой, так, чтобы во время рабочего режима компенсирующее напряжение существенно не изменилось. При этом входной ток усилителя, разряжающий конденсатор C, должен быть малым.

Эти ограничения исчезают при использовании вместо конденсатора C микросхем выборки — хранения. Их применение позволяет увеличить частоту коммутации ключей и уменьшить время, затрачиваемое на запоминание. Это приводит к существенному расширению в область высоких частот полосы пропускания усилителя.

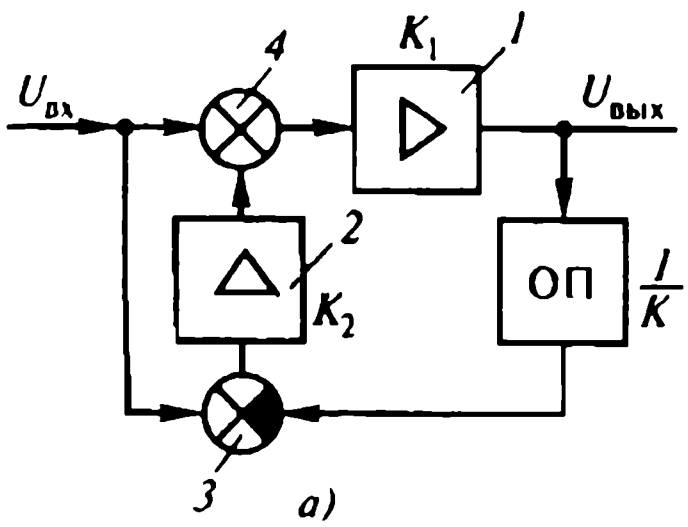
Коррекция, осуществляемая с учетом отклонения оператора преобразования (коэффициента усиления) от номинального значения, основана на том, что с помощью высокостабильных и точных пассивных компонентов можно создать так называемые обратные преобразователи (ОП). Функция его передачи $W_{об}(j\omega) = 1/W(j\omega)$, где $W(j\omega)$ — требуемая функция преобразования корректируемого устройства. Если такой прецизионный ОП подключить к выходу усилителя и сравнить его выходной сигнал с напряжением (током) на входе усилителя, то выделится разностный сигнал ошибки преобразования. Вводя его непосредственно во входную цепь усилителя или после усиления приблизительно в $W(j\omega)$ раз в выходную цепь можно существенно уменьшить погрешность устройства.

Выделим две основные группы структур, с помощью которых осуществляется коррекция. В *первой* вводится дополнительная обратная связь по сигналу погрешности преобразования. Во *второй* выделяется сигнал погрешности, который суммируется с основным усиливаемым сигналом так, что усилитель оказывается не охваченным дополнительной обратной связью.

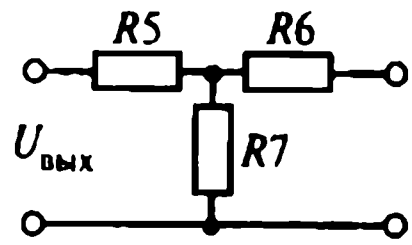
Идея работы структур первого типа поясняется рис. 6.6, *а*. В нем на выходе усилителя *1*, коэффициент усиления которого $K_1 = K + \Delta K$, включен обратный преобразователь ОП. Коэффициент передачи его $W_{об} = 1/K$. Выходной сигнал ОП вычитается из входного сигнала в сравнивающем устройстве *3*. Полученная разность усиливается усилителем *2* и суммируется с входным сигналом в сумматоре *4*. Для данного усилителя можно записать ряд очевидных уравнений

$$U_{вых} = K_1(U_{вх} + U_{ос}); \tag{6.20}$$

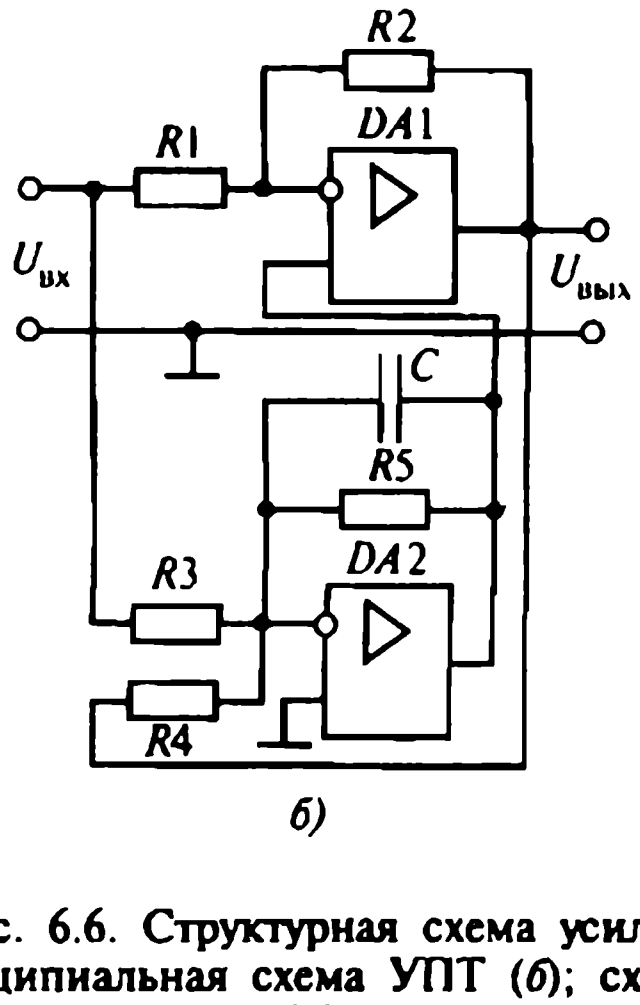
$$U_{ос} = K_2\left(U_{вх} - U_{вых}\frac{1}{K}\right). \tag{6.21}$$



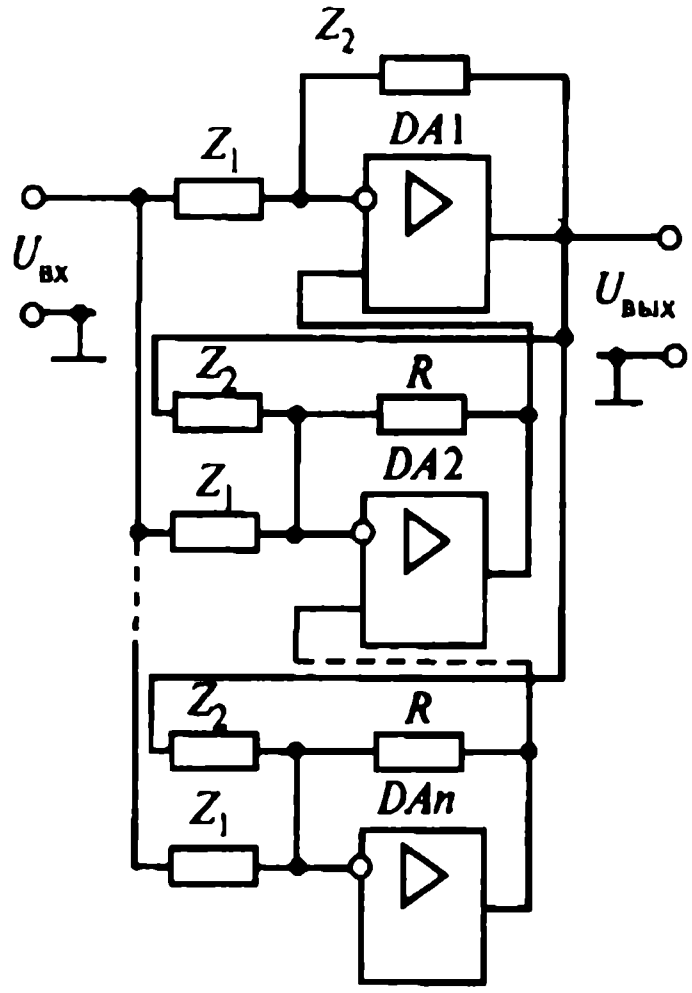
а)



в)



б)



г)

Рис. 6.6. Структурная схема усилителя с уменьшенной погрешностью (*а*); принципиальная схема УПТ (*б*); схема замены высокоомного резистора R_4 (*в*); увеличение коэффициента усиления корректирующего усилителя за счет увеличения числа каналов (*г*)

Подставив (6.21) в (6.20), после преобразований получим

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K\frac{K_1(1+K_2)}{K+K_1K_2} = K\left(1+\frac{\Delta K}{K+K_1K_2}\right). \qquad (6.22)$$

Член $K\,\Delta K/(K+K_1K_2)$ характеризует погрешность преобразования. Она будет тем меньше, чем больше коэффициент усиления K_2. При небольших погрешностях, когда можно считать, что $K_1 \approx K$, (6.22) примет вид

$$K_u \approx K + \frac{\Delta K}{1+K_2}. \qquad (6.23)$$

При $K_2 \to \infty$ погрешность отсутствует и $K_u = K$. Пример практической реализации данного способа коррекции приведен на рис. 6.6, *б*.

С ее помощью уменьшены погрешности ОУ *DA1*, возникающие при усилении медленно меняющихся сигналов. Роль ОП выполняет резистор R_4, ОУ *DA2* служит и усилителем *2*, и сравнивающим устройством *3* (рис. 6.6, *а*). Если ОУ *DA1* усиливает сигнал в K раз и смещение нуля отсутствует, то токи резисторов R_3 и R_4, выбранных из условия $R_4 = KR_3$, равны между собой:

$$U_{вх}/R_3 = U_{вых}/R_4. \qquad (6.24)$$

Так как каждый из этих токов вызывает появление на выходе ОУ *DA2* напряжения противоположной полярности, то результирующий сигнал равен нулю. Соответственно равно нулю напряжение на неинвертирующем входе ОУ *DA1* и какое-либо влияние цепи коррекции отсутствует. Если коэффициент усиления ОУ *DA1* отличается от требуемого значения или появляется дрейф нуля, равенство (6.24) нарушается. На выходе ОУ *DA2* появляется сигнал, уменьшающий погрешность коэффициента усиления в соответствии с (6.22). Так как в данном усилителе преследуется цель свести к малым значениям погрешность усиления постоянных напряжений, то использован бездрейфовый ОУ *DA2*, например типа МДМ, а в цепь его ОС включен конденсатор C. Этот конденсатор предотвращает самовозбуждение усилителей при большом коэффициенте усиления K_2. Но в то же время он резко снижает полосу частот, в которой осуществляется коррекция. При наличии у ОУ *DA1* и *DA2* напряжений смещения нуля выходное напряжение, полученное аналогично рассмотренному, равно

$$U_{вых} = -KU_{вх} - \frac{K}{K + K_1 K_2}(\Delta K U_{вх} + K_1 U_{см1} + K_1 K_2 U_{см2}). \qquad (6.25)$$

При $K = K_1$

$$U_{вых} = -KU_{вх} - \frac{\Delta K}{1 + K_2} U_{вх} - K\frac{U_{см1}}{1 + K_2} - KU_{см2}. \qquad (6.26)$$

Из (6.25) видно, что подобная коррекция эффективна только тогда, когда $U_{см2} \to 0$. Смещение нуля, вызванное $U_{см1}$, уменьшается в $(1 + K_2)$ раз. Это позволяет при бездрейфовом ОУ *DA2* получать большие усиления у ОУ *DA1*, не заботясь о стабильности его нулевого сигнала. При этом вместо сопротивления R_4, которое при большом R_3 получается неоправданно высоким, следует устанавливать цепочку (см. рис. 6.6, *в*), состоящую из резисторов

сравнительно небольших номиналов. Их значения берутся такими, чтобы выполнялось равенство

$$\frac{1}{R_3} = \frac{K R_6 \| R_7}{(R_5 + R_6 \| R_7) R_6}, \tag{6.27}$$

которое получено исходя из условия сохранения неизменного значения входного тока ОУ *DA2*.

В широкополосных усилителях, где усилитель *2* (рис. 6.6, *а*) должен иметь большую полосу пропускания, приходится использовать несколько каналов коррекции (рис. 6.6, *г*). Каждый из них компенсирует погрешности выходного сигнала. Поэтому все ОП Z_2 берутся одинаковыми и высокоточными. Усилитель каждого из каналов усиливает оставшуюся часть сигнала ошибки. Самое малое его значение приходится на долю *n*-го усилителя. Результирующий коэффициент усиления K_2 в первом приближении равен $K_2 \approx K_{2y} K_{3y}, \ldots, K_{ny}$ (где K_{iy} — коэффициент усиления *i*-го усилителя). Такие многоканальные структуры позволяют использовать усилители коррекции с небольшими коэффициентами усиления и с хорошими частотными характеристиками. При этом обеспечиваются неплохие точностные показатели, приближающиеся к точностным показателям пассивных компонентов Z_1 и Z_2, и облегчается обеспечение устойчивости при больших коэффициентах усиления.

Идея работы структур второго типа поясняется рис. 6.7, *а*. В них, так же как и у структур первого типа, имеется прецизионный обратный преобразователь ОП и вычитающее устройство *3*. Совершенно аналогично осуществляется выделение сигнала погрешности преобразования.

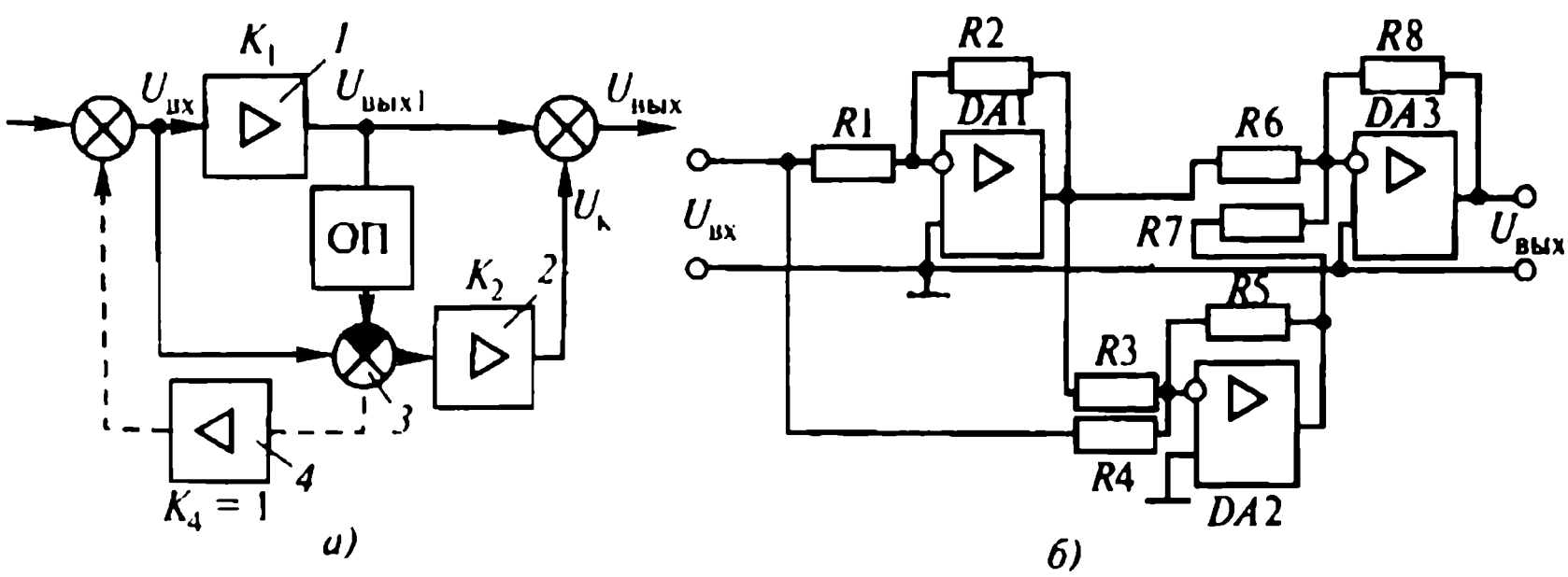


Рис. 6.7. Структурная схема коррекции погрешности коэффициента усиления (*а*); принципиальная схема усилителя (*б*)

Отличие заключается в том, что выделенный сигнал добавляется к входному (пунктир) или выходному сигналу так, что он не меняет характеристики преобразования усилителя *1*. В этом случае дополнительная ОС не вводится и не возникает вопросов с обеспечением устойчивости. Однако к стабильности и значениям параметров усилителей *2* и *4* предъявляются повышенные требования.

Сущность такой коррекции покажем на примере, когда дополнительный сигнал вводится в выходную цепь, т. е. имеется усилитель *2*, а усилитель *4* отсутствует. Пусть требуется получить усилитель с коэффициентом усиления K. Усилитель *1* имеет коэффициент усиления $K_1 = K + \Delta K_1$. Параметры усилителя *2* близки к параметрам усилителя *1*: $K_2 = K + \Delta K_2$. Выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{вых1} + U_к, \qquad (6.28)$$

где

$$U_к = (U_{вх} - U_{вых1}/K)K_2, \quad U_{вых1} = K_1 U_{вх}.$$

Преобразовав (6.28) с учетом значений K_1 и K_2, получим

$$U_{вых} = K U_{вх}\left(1 - \frac{\Delta K_1 \Delta K_2}{K^2}\right). \qquad (6.29)$$

Из (6.29) видно, что погрешность усилителя определяется членом $U_{вх}\Delta K_1 \Delta K_2/K$. Она тем меньше, чем больше значение K и меньше отклонения от него ΔK_1 и ΔK_2. Пример практической реализации такой структурной схемы приведен на рис. 6.7, *б*. В ней роль ОП играет резистор R_3, который выбирают исходя из условия $1/R_4 = K/R_3$. ОУ выполняет роль усилителя *2* и вычитающего устройства *3*. Коэффициент его усиления определяется резисторами R_5 и R_4 и $K_2 = -R_5/R_4 = -R_2/R_1$.

Сумматор выполнен на ОУ *DA3*. Для рассматриваемого случая $R_6 = R_7 = R_8$. С целью увеличения эффективности вводят дополнительные каналы, аналогичные рассмотренному. При этом следующий ОП подключается к выходу показанного усилителя, а за ним включается следующий сумматор. При нескольких каналах и высококачественных сумматорах может быть получена ничтожно малая погрешность.

В случае введения сигнала $U_к$ во входную цепь усилитель *4* должен иметь единичный коэффициент усиления. При этом также справедливо уравнение (6.29), но результирующая погрешность оказывается значительно больше из-за погрешностей сум-

матора. Абсолютная устойчивость данных структур является их важным преимуществом.

Таким образом, построение высокоточных усилителей представляет собой серьезную техническую проблему, при решении которой используются различные схемотехнические приемы и структурные способы улучшения параметров и характеристик.

§ 6.2. ЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Электронные усилители, имеющие малые входное и выходное сопротивления, называются преобразователями ток — напряжение (ПТН). Для них входным сигналом служит ток, а выходным — напряжение. Схема простейшего ПТН приведена на рис. 6.8. От усилителя рис. 6.2, *а* он отличается тем, что у него резистор R_1 равен нулю. В соответствии с § 5.6 его входное сопротивление $R_{вх\,п}$ определяется включенными параллельно входным сопротивлением ОУ $R_{вх}$ и сопротивлением R, уменьшенным в $(1 + K_{у\,и})$ раз:

$$\frac{1}{R_{вх\,п}} = \frac{1}{R_{вх}} + \frac{1 + K_{у\,и}}{R_2}. \qquad (6.30)$$

Если $R_{вх} >> R_2/(1 + K_{у\,и})$, то входной ток $i_{вх}$ полностью протекает через сопротивление $R(i_{вх} + i_R = 0)$ и создает на нем падение напряжения U_R:

$$U_R = -i_{вх}R. \qquad (6.31)$$

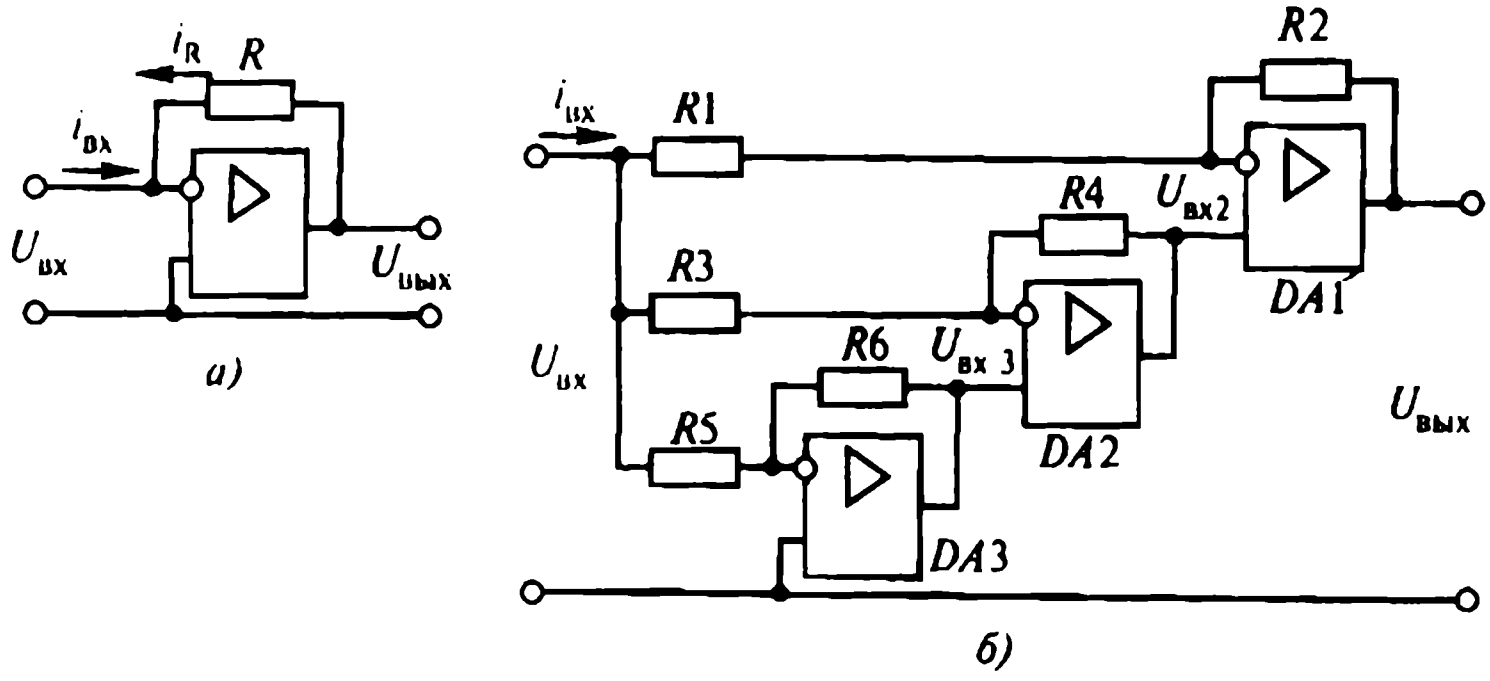


Рис. 6.8. Простейший преобразователь ток — напряжение (*а*); ПТН с улучшенными характеристиками (*б*)

При большом $K_{у\,и}$, а соответственно при малом сигнале между входами усилителя, выходное напряжение близко к напряжению U_R:

$$U_{вых} \approx U_R = -i_{вх}R. \tag{6.32}$$

Данный ПТН плохо работает при малом внутреннем сопротивлении источника входного тока, действие которого аналогично влиянию резистора R_1 в схеме рис. 6.2, *а*. При малом R_1 усилитель имеет большой коэффициент усиления по напряжению $K_{у\,и}$, а соответственно большое смещение нуля выходного напряжения, равное $K_{у\,и}U_{см}$, причем это напряжение существенно меняется при изменениях внутреннего сопротивления у источника входного сигнала. При наличии у него реактивной составляющей возникают сложности с обеспечением устойчивости.

От этих недостатков частично свободен ПТН рис. 6.8, *б*. В нем ОУ *DA1*, непосредственно выполняющий функцию ПТН, имеет большое сопротивление R_1, такого же порядка, что и R_2. Потому даже при нулевом сопротивлении источника входного сигнала смещение выходного напряжения не превышает значения $R_2U_{см}/R_1$, которое невелико.

Усилители *DA2* и *DA3* обеспечивают уменьшение входного сопротивления, определяемого резистором R_1. Для доказательства этого запишем уравнения, характеризующие схему:

$$i_{вх} = \frac{U_{вх} - U_{вх2}}{R_1}; \tag{6.33}$$

$$U_{вх2} = -\frac{R_4}{R_3}(U_{вх} - U_{вх3}); \tag{6.34}$$

$$U_{вх3} = -\frac{R_6}{R_5}U_{вх}. \tag{6.35}$$

Подставив в (6.33) уравнения (6.34), (6.35), получим

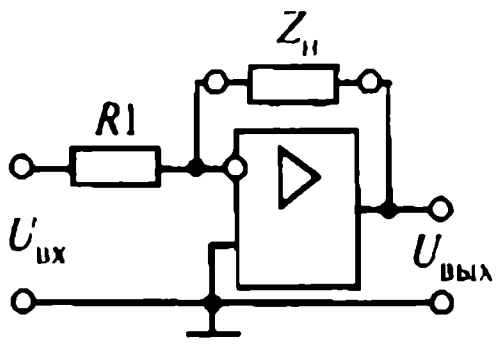
$$i_{вх} \approx \frac{U_{вх}}{R_1}\left(.1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_6}{R_5}\,\frac{R_4}{R_3}\right) \approx \frac{U_{вх}}{R_1}\,\frac{R_6}{R_5}\,\frac{R_4}{R_3}. \tag{6.36}$$

Из (6.36) видно, что та часть входного сопротивления ПТН, которая определяется резистором R_1, существенно снижается. Оно тем меньше, чем больше коэффициенты усиления ОУ *DA2*,

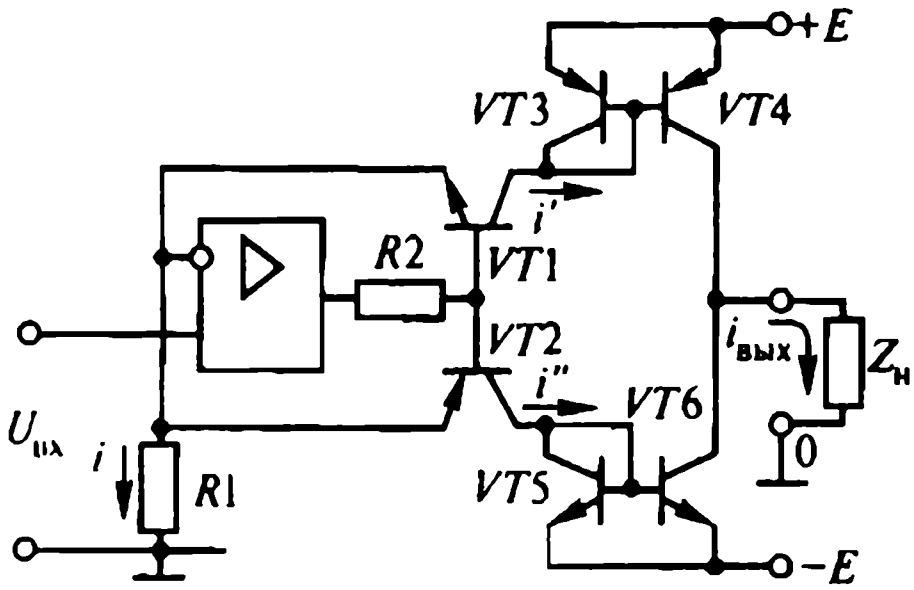
DA3, зависящие от номиналов резисторов R_3—R_6. Влияние напряжений смещения нуля ОУ в этой схеме невелико, так как даже при коротком замыкании входных зажимов коэффициенты усиления по напряжению ОУ меняются значительно меньше, чем в случае простейшего ОУ.

Преобразователи напряжение — ток (ПНТ) имеют большие входное и выходное сопротивления. Их выполняют на основе одной из схем рис. 6.9. Малое изменение выходного тока при подключении различных сопротивлений нагрузки получают за счет подключения сопротивления нагрузки к участку цепи или выходному каскаду с большим собственным выходным сопротивлением; за счет увеличения выходного напряжения на значение, равное падению напряжения на нагрузке; за счет использования ОС, сигнал которой снимается «по току».

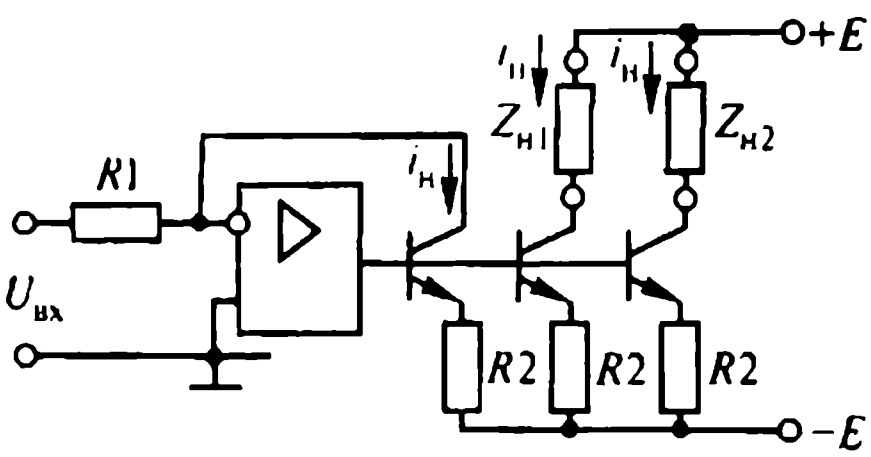
ПНТ, имеющие собственное высокое выходное сопротивление, приведены на рис. 6.9, *а*, *б*. Схему рис. 6.9, *а* применяют тогда, когда нагрузка гальванически не связана с землей. Ее ра-



а)



б)



в)

Рис. 6.9. Преобразователи напряжение — ток:

а — с нагрузкой, гальванически изолированной от земли; *б*, *в* — высокоомными выходными каскадами

бота основана на использовании равенства токов, подходящих и уходящих от инвертирующего входа ОУ ($i_{вх} + i_R = 0$). Поэтому ток в нагрузке задается резистором R_1:

$$I_н = -U_{вх}/R_1. \qquad (6.37)$$

Погрешности ПНТ легко оценить с помощью эквивалентной схемы данного включения ОУ (см. рис. 5.18, *в*).

При построении схемы рис. 6.9, *б* использовано высокое выходное сопротивление управляемых источников тока, собранных на транзисторах *VT3*, *VT4* и *VT5*, *VT6*. Каждый из источников работает при определенной полярности входного напряжения. Их входные токи i', i'' задаются транзисторами *VT1*, *VT2*. Ток коллекторов этих транзисторов, в первом приближении равный току эмиттеров, определяют из уравнения

$$i = U_{вх}/R_1. \qquad (6.38)$$

Если пренебречь неидеальностью ОУ и управляемых источников тока, то выходной ток

$$i_н = i = U_{вх}/R_1. \qquad (6.39)$$

При применении данной схемы не возникает проблем с обеспечением устойчивости. Выходное сопротивление ПНТ близко к $r_{к\ диф}$. Изменение сопротивления нагрузки не приводит к появлению дополнительных фазовых сдвигов. Однако из-за неидеальности управляемых источников тока потенциал выходного вывода имеет неопределенное значение при $Z_н \to \infty$. Схема ПНТ рис. 6.9, *в* по принципу действия и свойствам близка к схеме рис. 6.9, *б*. Эффективность ее зависит от того, насколько хорошо подобраны транзисторы *VT1* — *VT3* и резисторы R_2. При полной идентичности параметров токи нагрузок определяют из уравнения (6.39). Идея увеличения выходного напряжения на величину падения напряжения в нагрузке реализована в схеме рис. 6.10, *а*. При $Z_н = 0$ ток нагрузки

$$i_н = -U_{вх}\frac{R_2}{R_1}\Big/R_5. \qquad (6.40)$$

Если $Z_н \neq 0$, то на нем падает напряжение $U_н = Z_н i_н$ и выходное напряжение усилителя необходимо увеличить на это значение. Это справедливо и для предельного случая, когда $Z_н \to \infty$

Рис. 6.10. Преобразователи напряжение — ток с обратной связью по току (*а*, *б*, *в*)

и выходное напряжение усилителя равно $U_н$. Следовательно, параметры резисторов можно определить из условия получения единичного усиления напряжения $U_{вых}$ при $Z_н \to \infty$:

$$U_{вых} = U_{вых} \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5} \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \qquad (6.41)$$

Из (6.41) вытекает условие, которое должно выполняться при использовании схемы в качестве ПНТ:

$$R_2 R_3 = R_1(R_4 + R_5). \qquad (6.42)$$

Уравнение (6.42) справедливо и для случая, когда входное напряжение подается на неинвертирующий вход (подключается к резистору R_3, оторванному от общей шины). При этом резистор R_1 соединяется с общей шиной. Так как коэффициент передачи усилителя при подаче напряжения на инвертирующий вход не

равен коэффициенту усиления, который имеет место при его подаче на неинвертирующий вход, то ток

$$i_н = U_{вх} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{(R_3 + R_4)R_5}. \quad (6.43)$$

Данный ПНТ хорошо поддерживает значение тока нагрузки, но фаза тока существенно меняется при изменении $Z_н$. Это объясняется тем, что глубина положительной ОС, осуществляемой через резисторы R_3, R_4, зависит от значения $Z_н$. Ее изменение приводит к изменению амплитудных и фазовых частотных характеристик ОУ, а следовательно, к изменениям фазы выходного тока.

ПНТ, сигналы обратной связи в которых пропорциональны току нагрузки, приведены на рис. 6.10, *б*, *в*. В обоих случаях ОУ *DA1* усиливает разность входного напряжения и сигналы ОС. Если коэффициент усиления данного ОУ достаточно большой, то эта разность сигналов стремится к нулю. В схеме рис. 6.10, *б* обратная связь введена последовательно с входным напряжением. Ее сигнал создан падением напряжения на резисторе R, равным $U_{ос} = i_н R$. Так как при $K_{у\,и} \to \infty$ $U_{вх} = U_{ос}$,

$$i_н = U_{вх}/R. \quad (6.44)$$

В схеме рис. 6.10, *в* входной сигнал и сигнал ОС вводятся параллельно на вход ОУ *DA1*, для которого справедливо уравнение $i_1 + i_2 = 0$. Ток ОС i_2 пропорционален падению напряжения, созданному током нагрузки на резисторе R_3. Оно выделяется с помощью дифференциального усилителя *DA3*, имеющего единичный коэффициент усиления

$$i_2 = i_н R_3/R_2. \quad (6.45)$$

Так как $i_1 = U_{вх}/R_1$, то

$$i_н = -\frac{U_{вх}}{R_1} \frac{R_2}{R_3}. \quad (6.46)$$

ОУ *DA2* введен для уменьшения шунтирующего действия сопротивления инвертирующего входа ОУ *DA3*.

ПНТ широко применяют при необходимости передавать сигналы на большие расстояния, когда нестабильное сопротивление линии связи может вызвать существенные погрешности передачи сигналов. Их также часто используют при построении измерительных устройств и отдельных функциональных узлов.

Конверторами сопротивления называются электронные устройства, при включении которых в электрическую цепь создается эффект определенного целенаправленного изменения (конверсии) ее сопротивления. Различают конверторы положительного (КПС) и отрицательного (КОС) сопротивлений.

Под КПС понимают четырехполюсник, который «преобразует» импеданс сопротивления ($Z_н$), подключенного к одной паре выводов, в импеданс $xZ_н$ у другой пары выводов, где x — коэффициент пропорциональности. КОС отличается от КПС только знаком коэффициента пропорциональности ($-x$). За этими определениями скрывается тот факт, что введение последовательно с каким-либо сопротивлением $Z_н$ дополнительного источника напряжения (КПСН, КОСН) или включение параллельно с $Z_н$ дополнительного источника тока (КПСТ, КОСТ) приводит к изменению значения этого сопротивления с точки зрения соотношения между приложенным к нему напряжением и протекающим током. При этом дополнительные источники напряжения и тока должны давать напряжение и ток соответствующей частоты, фазы и формы. Так как с помощью дополнительных генераторов получить полную идентичность сигналов трудно, в качестве КПС и КОС используются различные усилители или ПТН, ПНТ, вход которых подключают к одному участку цепи, а выход включают в тот участок, сопротивление которого хотят изменить.

КПС уже рассмотрели ранее. Было показано, что в схемах, приведенных на рис. 5.27, *а*, емкость C и резистор R_2 для входного напряжения $U_{вх}$ выступают как компоненты, значения которых соответственно равны $(1 + K_{у\,и})C$ и $R_2/(1 + K_{у\,и})$. Тем самым выполнена операция конверсии сопротивления конденсатора C, включенного в один участок схемы, в сопротивление xX_c другого участка, где $x = (1 + K_{у\,и})$, или конверсии резистора R_2 $[x = 1/(1 + K_{у\,и})]$.

Так как конверсия осуществляется путем введения дополнительного напряжения, в $K_{у\,и}$ раз большего входного и противоположного ему по знаку, то в данном случае используется КПС по напряжению (КПСН). Можно также реализовать КПС, в котором дополнительный сигнал вводится в форме тока — КПС по току (КПСТ).

Конверторы положительного сопротивления в основном применяют для увеличения значений емкостей, резисторов и индуктивностей.

Идею работы конвертора отрицательного сопротивления рассмотрим на примере схемы рис. 6.11. По существу, это ОУ, охваченный отрицательной и положительной ОС, осуществляемой

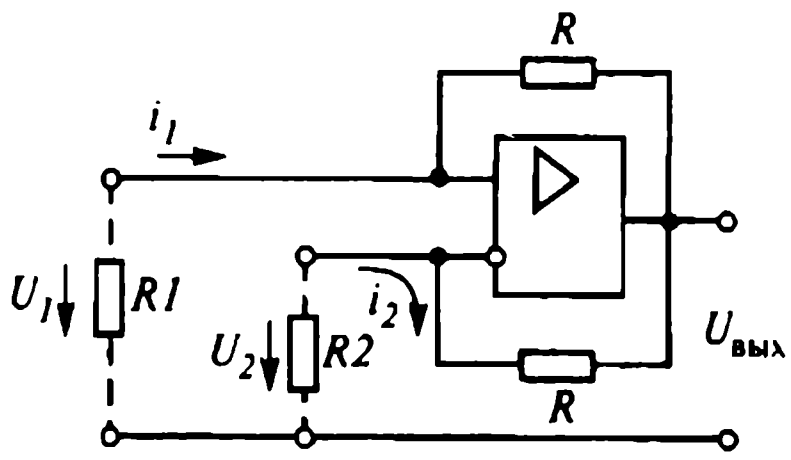


Рис. 6.11. Конвертор отрицательного сопротивления

через резисторы R. Если ОУ считать идеализированным ($K_{у\,и} \to \infty$, $R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$), то справедливы уравнения

$$U_1 = U_2; \qquad (6.47)$$

$$U_{вых} = U_2 - i_2 R; \qquad (6.48)$$

$$i_1 = (U_{вых} - U_1)/R. \qquad (6.49)$$

Подставив (6.47) в (6.48) и (6.48) в (6.49), получим

$$i_1 = -i_2. \qquad (6.50)$$

Следовательно, при подаче на инвертирующий вход напряжения U_2, равного напряжению U_1, создающего ток $i_2 = U_2/R_2$, цепь ведет себя как отрицательное сопротивление, равное

$$U_1/i_1 = -R_2. \qquad (6.51)$$

В данном случае $x = -1$, что чаще всего и пытаются получить. Свойства цепи сохраняются, если ее входы будут изменены местами.

Тот же эффект наблюдается в том случае, если вместо резисторов R_1, R_2 установлены сопротивления $\underline{Z}$. При этом возникают дополнительные трудности с обеспечением устойчивости.

КОС обычно применяют тогда, когда требуется скомпенсировать какое-либо сопротивление, например сопротивление линии связи при передаче сигнала на большие расстояния или активное сопротивление колебательного контура. Эффективность их резко падает при частотах, больших десятка килогерц, из-за дополнительных фазовых сдвигов и влияния паразитных емкостей.

Гираторами или инверторами положительного сопротивления называются четырехполюсники, которые в одном направлении передают сигнал без изменения его фазы, а в другом — сдвигают ее на 180° (рис. 6.12, *а*). Символическое обозначение гиратора показано на рис. 6.12, *б*, а эквивалентная схема их реализации с помощью двух управляемых источников тока i_1 и i_2 рис. 6.12, *в*. Из них видно, что различие правой и левой ветвей заключается только в направлении токов, создаваемых источниками токов, управляемыми напряжением соседней ветви. Свойства гиратора рассмотрим на

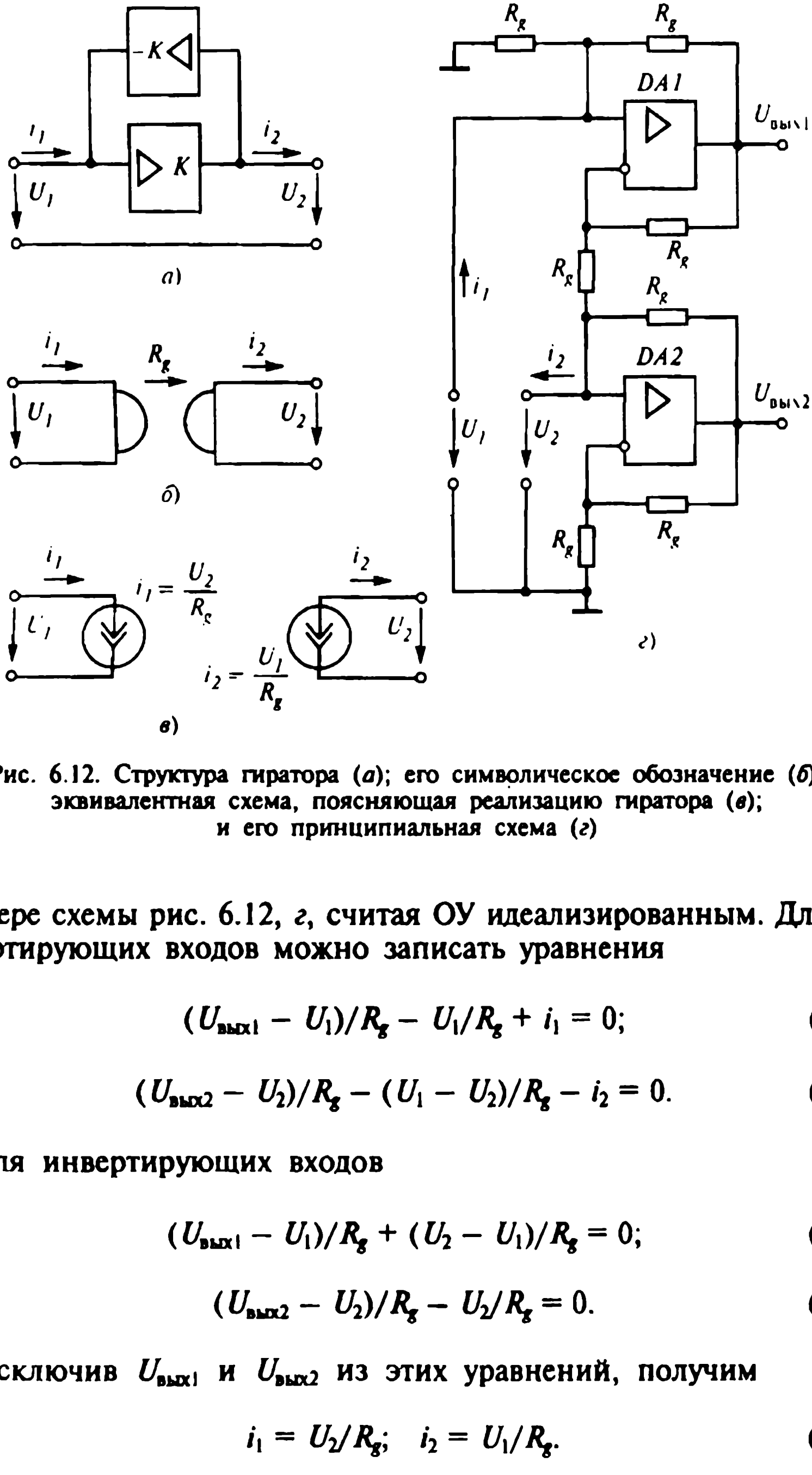


Рис. 6.12. Структура гиратора (*а*); его символическое обозначение (*б*); эквивалентная схема, поясняющая реализацию гиратора (*в*); и его принципиальная схема (*г*)

примере схемы рис. 6.12, *г*, считая ОУ идеализированным. Для неинвертирующих входов можно записать уравнения

$$(U_{вых1} - U_1)/R_g - U_1/R_g + i_1 = 0; \tag{6.52}$$

$$(U_{вых2} - U_2)/R_g - (U_1 - U_2)/R_g - i_2 = 0. \tag{6.53}$$

Для инвертирующих входов

$$(U_{вых1} - U_1)/R_g + (U_2 - U_1)/R_g = 0; \tag{6.54}$$

$$(U_{вых2} - U_2)/R_g - U_2/R_g = 0. \tag{6.55}$$

Исключив $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ из этих уравнений, получим

$$i_1 = U_2/R_g; \quad i_2 = U_1/R_g. \tag{6.56}$$

Если к правому входу подключить резистор R_2, то $i_2 = U_2/R_2$ и в соответствии с (6.56)

$$U_1 = U_2 R_g / R_2. \tag{6.57}$$

Разделив U_1 на i_1, получим

$$R_1 = U_1 / i_1 = R_g^2 / R_2. \tag{6.58}$$

Таким образом, входное сопротивление левого входа обратно пропорционально сопротивлению, подключенному к правому входу.

Сопротивление R_g называют сопротивлением *гирации*. Оно характеризует коэффициент преобразования сопротивления, подключенного к правому входу.

Если вместо резистора R_2 подключить конденсатор C, то сопротивление левого входа

$$Z_1 = R_g^2 j\omega C. \tag{6.59}$$

Из (6.59) видно, что с точки зрения левого входа конденсатор, подключенный к правому входу, эквивалентен индуктивности $R_g^2 C$. Это позволяет заменить громоздкие катушки индуктивности на гираторы, которые легко реализуются по интегральной технологии. Нужное значение индуктивности обеспечивается подключением навесного конденсатора требуемого номинала. Нетрудно получить значения индуктивностей, которые с помощью обычных катушек индуктивности реализовать затруднительно. Так, при $R_g = 10$ кОм и $C = 10$ мкФ индуктивность равна 1000 Гн. Подключив к левому входу конденсатор, получим колебательный контур. Добротность гиратора Q обычно определяют при равных конденсаторах, подключенных к обоим входам. Она служит оценкой неидеальности реального устройства. Значения добротности колеблются от десятков до сотен единиц и меняются в зависимости от частоты сигнала. Гираторы целесообразно применять в диапазоне низких частот, как правило, ниже 10 кГц.

У микросхем гираторов типа 409СС1 — 409СС6 R_g находится в пределах 1,5...15,5 кОм, $Q = 15...80$.

Фазосдвигающими устройствами называются устройства, которые используются для коррекции сдвига фаз сигнала, получения напряжений, сдвинутых по фазе на определенный угол, для создания групп источников напряжений с определенными фазовыми соотношениями между собой, для фазового управления тири-

сторными устройствами. Их также широко применяют в составе фильтров и автогенераторов гармонических колебаний.

При создании фазосдвигающих устройств используют электрические цепи, содержащие конденсаторы или катушки индуктивности.

В простейших случаях применяют *RC*-цепи интегрирующего (рис. 6.13, *а*) и дифференцирующего (рис. 6.13, *б*) типов или их комбинации (рис. 6.13, *в*). Для цепей рис. 6.13, *а*, *б* коэффициенты передачи напряжения соответственно равны

$$K(j\omega)=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{1/(j\omega C)}{R+1/(j\omega C)}=\sqrt{\frac{1}{(1+\omega^2C^2R^2)}}\,e^{j\varphi_1}; \qquad (6.60)$$

$$K(j\omega)=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{R}{R+1/(j\omega C)}=\sqrt{\frac{(\omega RC)^2}{1+\omega^2C^2R^2}}\,e^{j\varphi_2}, \qquad (6.61)$$

где

$$\varphi_1=-\operatorname{arctg}\omega RC,\quad \varphi_2=90^\circ-\operatorname{arctg}\omega RC.$$

Из (6.60) и (6.61) видно, что *RC*-цепь интегрирующего типа обеспечивает получение отставания по фазе выходного напряжения на угол φ_1, а *RC*-цепь дифференцирующего типа — опереже-

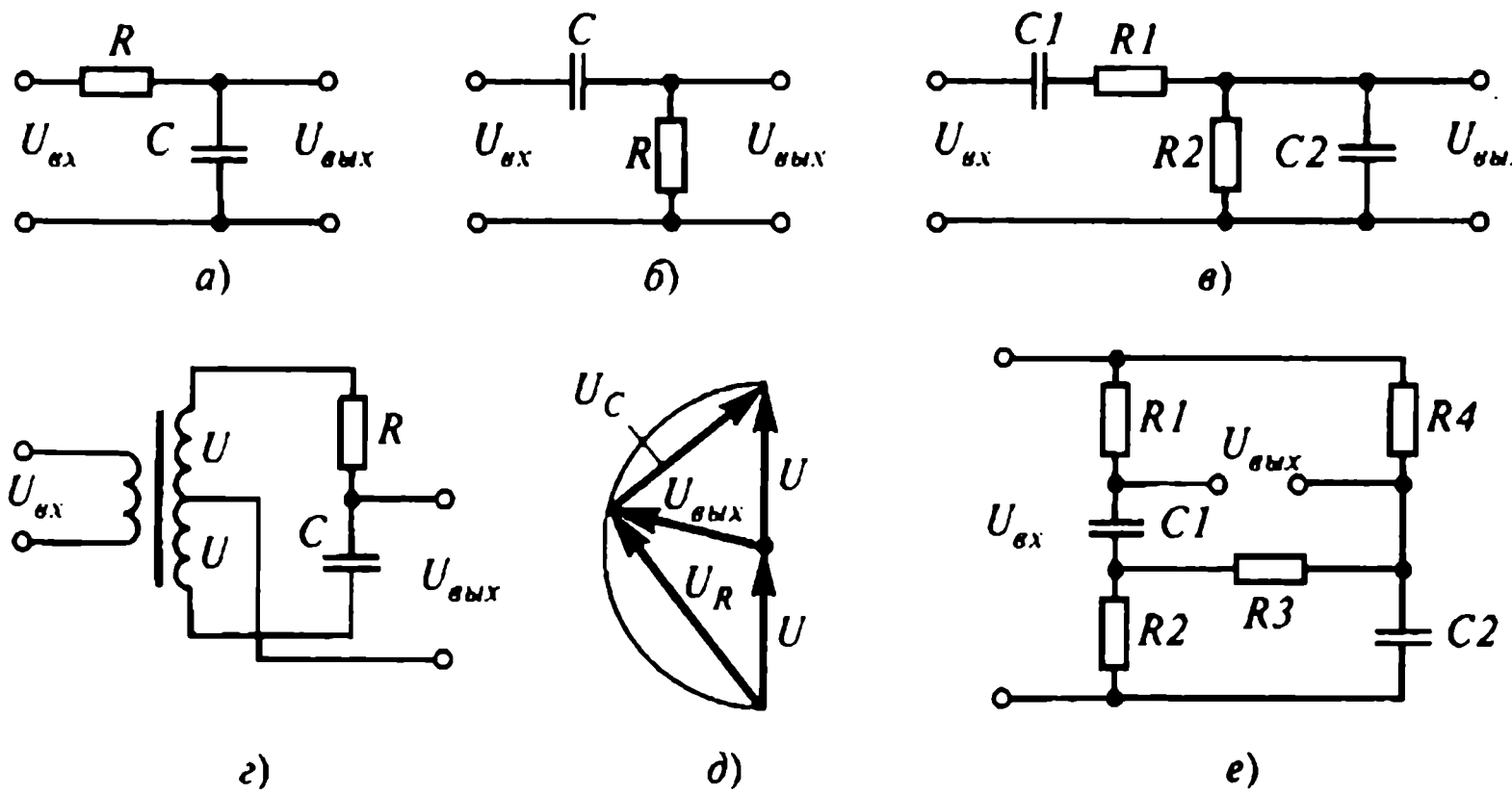


Рис. 6.13. Фазосдвигающие цепи на основе интегрирующей (*а*), дифференцирующей (*б*), *RC*-цепей и их комбинации (*в*); фазосдвигающая цепь, обеспечивающая получение постоянного модуля и фазового сдвига в пределах 0—180° (*г*); ее круговая диаграмма (*д*); мостовая фазосдвигающая цепь (*е*)

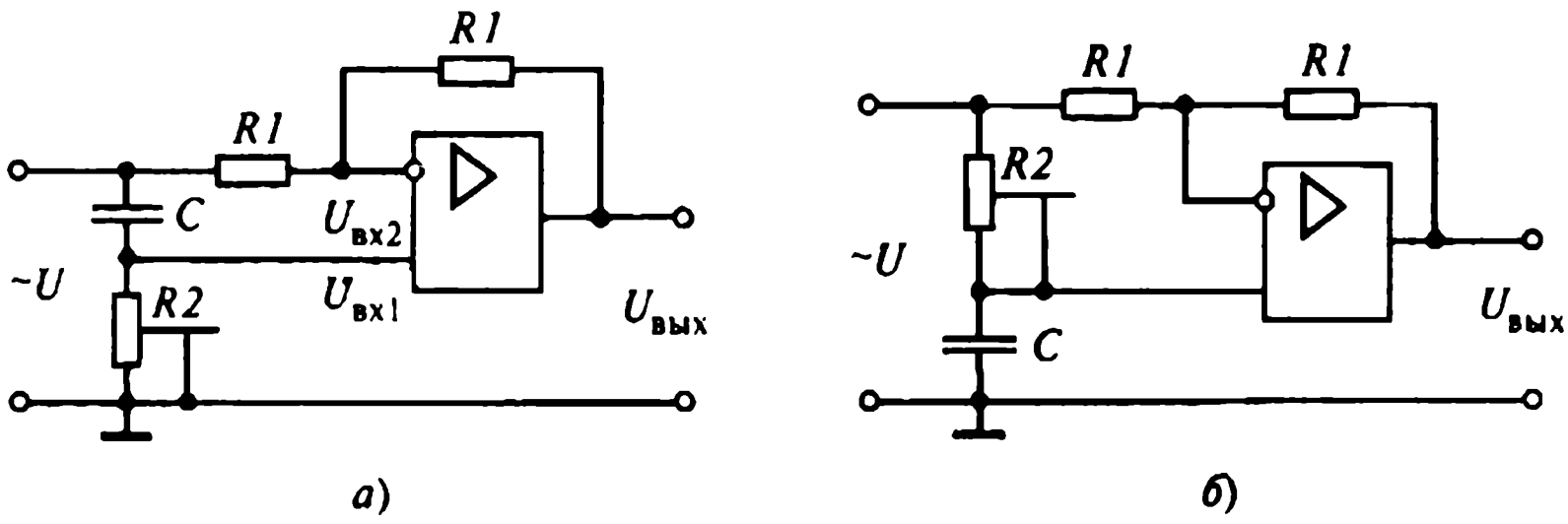


Рис. 6.14. Фазосдвигающие устройства с постоянной амплитудой выходного напряжения:

а — фазовый сдвиг изменяется от $-\pi$ до $+\pi$; *б* — фазовый сдвиг изменяется от 0 до $-\pi$

ние по фазе на угол φ_2. Значения углов φ_1, φ_2 зависят от параметров R и C и могут меняться в пределах от $\varphi \to 0$ до $\varphi \to 90°$. При этом существенно меняется амплитуда выходного напряжения, определяемая модулем коэффициента передачи, поэтому реализация фазовых сдвигов, близких к 90°, с помощью подобных цепей затруднена.

От этого недостатка свободно фазосдвигающее устройство рис. 6.13, *г*. Как видно из круговой диаграммы рис. 6.13, *д*, у него модуль $U_{вых}$ остается постоянным при любых значениях R и C, а фаза может меняться от нуля до 180°. У этой цепи трансформатор выполняет роль двух одинаковых источников напряжения питания и может быть заменен одинаковыми резисторами.

Для получения необходимых фазовых сдвигов также широко применяют мостовые цепи различного вида, например двойные Т-образные мосты, мосты Вина или цепи, аналогичные рис. 6.13, *е*.

При использовании ОУ можно создать простые фазосдвигающие устройства, у которых фаза может быть изменена в пределах π, а амплитуда выходного сигнала постоянна (рис. 6.14, *а*, *б*). Сигнал на неинвертирующем входе ОУ (рис. 6.14, *а*)

$$U_{вх1} = \frac{U R_2}{R_2 + 1/(j\omega C)}. \qquad (6.62)$$

Так как у идеализированного ОУ $U_{вх1} = U_{вх2}$, а $R_{вых} \to 0$, то ток резистора R_1 определяют из уравнения

$$I = \frac{U - U_{вх1}}{R_1} = \frac{U_{вх1} - U_{вых}}{R_1}, \qquad (6.63)$$

откуда

$$U_{вых} = 2U_{вх} - U. \tag{6.64}$$

Поставив (6.62) в (6.64) и выполнив преобразования, получим

$$K(j\omega) = \frac{U_{вых}}{U} = -\frac{1 - j\omega CR_2}{1 + j\omega CR_2}. \tag{6.65}$$

Таким образом, коэффициент передачи по напряжению не зависит от значения сопротивления R_2, а фаза выходного напряжения при изменении R_2 от нуля до бесконечности меняется в пределах 180°.

Аналогично рассмотренному получают уравнение для устройства рис. 6.14, *б*:

$$K = -\frac{1 + j\omega CR_2}{1 - j\omega CR_2}. \tag{6.66}$$

Для получения двух напряжений, сдвинутых по фазе на 90° друг относительно друга, используют точные интегрирующие устройства (см. § 6.3). При этом амплитуда выходного сигнала уменьшается с увеличением частоты. Дифференцирующие устройства применяют редко из-за значительно больших погрешностей сдвига фазы.

В тех случаях, когда необходимо в широкой полосе частот обеспечить получение точного 90-градусного фазового сдвига и при этом иметь неизменные амплитуды выходных напряжений, применяют двухканальные фазосдвигающие устройства. Их выполняют по идентичным схемам, состоящим из нескольких включенных последовательно простых устройств, например таких, которые приведены на рис. 6.14, *б*. Причем параметры каждого фазосдвигающего устройства выбирают так, чтобы на любой рабочей частоте фазовый сдвиг между напряжениями каналов был равен 90°. Так, при применении в каждом канале трех последовательно включенных цепей (рис. 6.14, *б*) частоты f_1, на которых обеспечивается 90-градусный фазовый сдвиг у отдельных цепей, равны 206, 1675, 20060 Гц для одного канала; 49, 85, 597, 4853 Гц для другого, при неизменной амплитуде удается получить погрешность квадратуры напряжений, меньшую 1...2° в полосе частот 100 Гц — 10 кГц.

§ 6.3. ИНТЕГРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Пассивные линейные интегрирующие цепи. Интегрирующие цепи предназначены для интегрирования во времени электрических входных сигналов и в общем случае описываются уравнением

$$u_{вых}(t) = u_{вых}(0) + K\int_0^t u_{вх}(t)\,dt, \qquad (6.67)$$

где $u_{вых}(0)$ — начальное значение выходного сигнала в момент $t = 0$; K — коэффициент пропорциональности.

Интегрирование электрического сигнала идеальным интегрирующим четырехполюсником поясняется рис. 6.15.

Пусть входной сигнал представляет собой прямоугольные импульсы чередующейся полярности, не имеющие постоянной составляющей (рис. 6.15, *а*). В составе выходного сигнала (рис. 6.15, *б*) присутствует постоянная составляющая и длительность выходных импульсов больше, чем длительность входных. Это свойство ин-

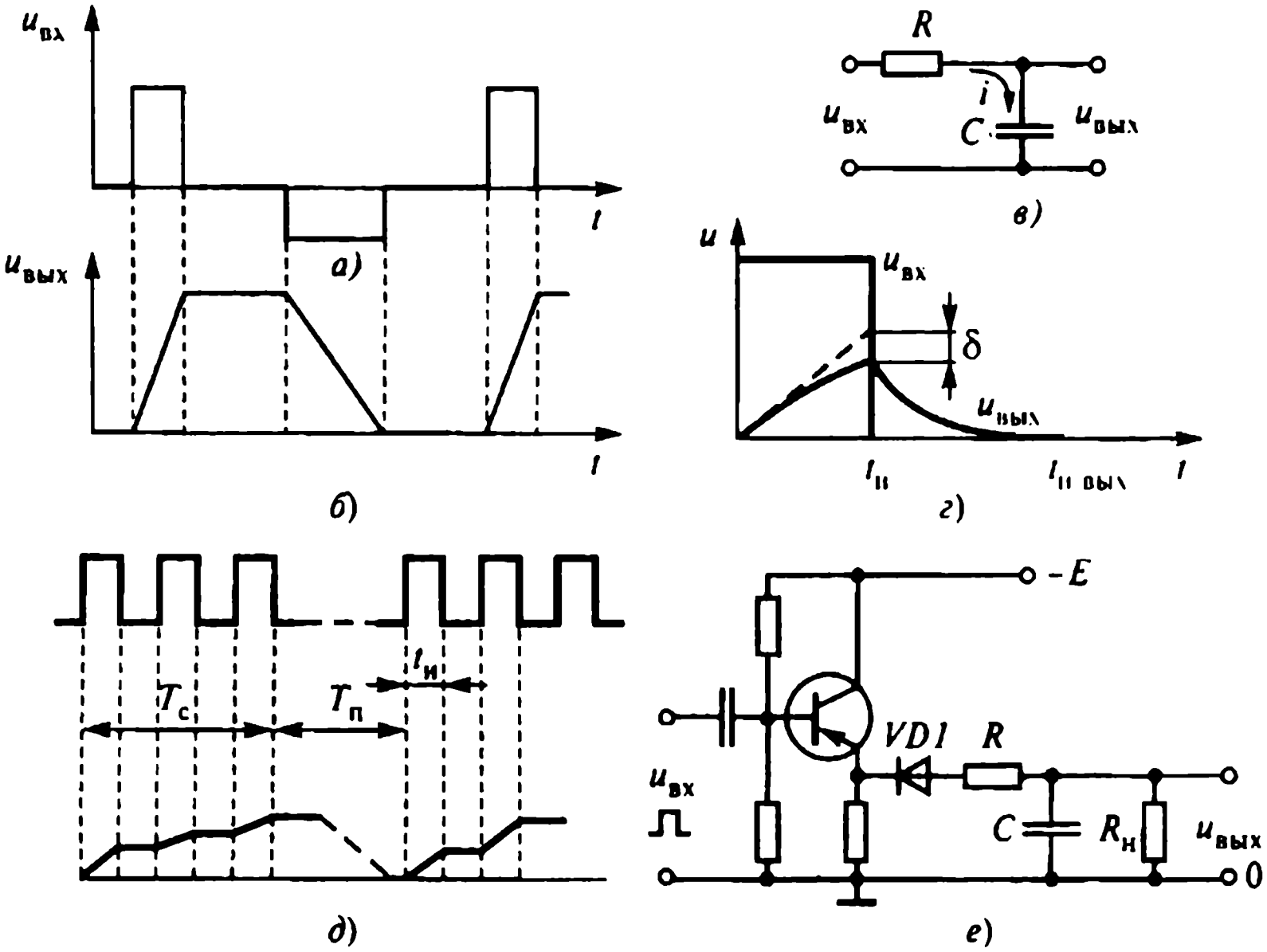


Рис 6.15. Сигналы на входе (*а*) и выходе (*б*) идеального интегратора; схема простейшей интегрирующей *RC*-цепи (*в*) и прохождение через нее прямоугольного импульса (*г*); диаграммы входного и выходного напряжений (*д*); схема цепи интегрирования серий импульсов (*е*)

тегрирующих цепей используют в некоторых схемах расширения импульсов.

Обычная *RC*-цепь, включенная так, как показано на рис. 6.15, *в*, является наиболее простым интегрирующим трехполюсником, представляющим собой частный случай четырехполюсника.

Для случая $u_{вых}(0) = 0$ напряжение на выходе такой цепи

$$u_{вых}(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = \frac{1}{RC}\int_0^t (u_{вх} - u_{вых})\,dt. \qquad (6.68)$$

Если $|u_{вых}| << |u_{вх}|$, то

$$u_{вых}(t) \approx \frac{1}{RC}\int_0^t u_{вх}\,dt.$$

При $u_{вх} = \text{const}$

$$u_{вых}(t) = u_{вх}\, t/RC. \qquad (6.69)$$

Таким образом, для того чтобы приведенная цепь являлась интегратором, необходимо, чтобы $u_{вых}(t)$ было малым. А так как оно зависит от постоянной времени *RC*-цепи, то увеличение τ приводит к увеличению точности интегрирования. Следовательно, при использовании *RC*-цепи для интегрирования входного сигнала необходимо, чтобы ее постоянная времени $\tau = RC$ была достаточно большой.

Рассмотрим прохождение прямоугольного импульса через интегрирующую *RC*-цепь. Пусть он имеет идеальные фронты и максимальное значение его равно $u_{вх}$ (рис. 6.15, *г*), а выходное напряжение в момент времени $t = 0$ нулевое. Выходное напряжение нарастает по экспоненциальному закону

$$u_{вых}(t) = u_{вх}(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (6.70)$$

где $\tau = RC$.

Используя разложение функции в ряд Маклорена

$$f(x) = f(0) + \frac{x}{1!}f'(0) + \frac{x^2}{2!}f''(0) + \ldots + \frac{x^n}{n!}f^n(0)$$

для $e^{-t/\tau}$, получим (6.70) в виде

$$u_{вых}(t) = u_{вх}\left[1 - 1 + \frac{t}{\tau} - \frac{1}{2!}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 + \ldots + \frac{1}{n!}\left(\frac{t}{\tau}\right)^n\right]. \qquad (6.71)$$

Ограничимся первыми тремя членами разложения в выражении (6.71):

$$u_{вых}(t) = \frac{u_{вх}}{\tau} t\left(1 - \frac{t}{2\tau}\right). \qquad (6.72)$$

Первый член в выражении (6.72) описывает $u_{вых}(t)$ при идеальном интегрировании, второй — значение ошибки интегрирования. Эта ошибка имеет наибольшее значение при $t = t_и$:

$$\delta = u_{вх}\, t_и^2/(2\tau^2). \qquad (6.73)$$

К моменту окончания импульса выходное напряжение достигает значения

$$u_{вых}(t) = u_{вх}\,\frac{t_и}{\tau}\left(1 - \frac{t_и}{2\tau}\right), \qquad (6.74)$$

а затем по экспоненциальному закону убывает до нуля с постоянной времени τ.

Следует отметить, что простейшие *RC*-цепи мало применимы для точного интегрирования входных сигналов. Действительно, относительная погрешность интегрирования при $t = t_и$

$$\gamma = \frac{\delta}{u_{вх}\,\dfrac{t_и}{\tau}} = \frac{t_и}{2\tau}. \qquad (6.75)$$

Пусть при $t = t_и$ необходимо, чтобы погрешность интегрирования была не более 1%. Тогда $\gamma = 0{,}01$ и отношение длительности импульса к постоянной времени цепи $t_и/\tau = 0{,}02$.

Следовательно, для интегрирования прямоугольного импульса с погрешностью, не превышающей 1%, необходимо брать такую цепь, постоянная времени которой в 50 раз больше длительности интегрируемого импульса. Согласно (6.69), максимальное выход-

ное напряжение интегрирующей цепи должно быть в 50 раз меньше значения входного напряжения.

В идеальном интеграторе выходной сигнал должен оставаться постоянным после окончания воздействия входного импульса. В рассматриваемой цепи он уменьшается и через промежуток времени (3...5)τ становится равным нулю.

Из приведенной на рис. 6.15, *б* диаграммы видно, что прямоугольный импульс, проходя через *RC*-цепь, не только преобразуется по форме, но и растягивается по длительности.

Простейшие *RC*-цепи интегрирующего типа могут быть использованы там, где желательно получить малые выходные напряжения при достаточно больших входных напряжениях. Это относится ко всякого рода сглаживающим фильтрам, которые служат для уменьшения пульсации выходного напряжения. Иногда *RC*-цепь применяется для растягивания фронта или среза импульса.

Используя полученные выражения, путем несложных преобразований можно легко установить, какие требования предъявляются к интегрирующей цепи в конкретных случаях и как при этом необходимо определять ее параметры. Для интегрирующих цепей, к параметрам которых не предъявляют специальных требований, постоянную времени обычно берут в 5—10 раз больше длительности импульса. При этом погрешность интегрирования зависит от формы входного сигнала и может быть определена так же, как это делалось ранее. Следует заметить, что анализ работы интегрирующей цепи в конкретных схемах существенно усложняется из-за необходимости учитывать сопротивление нагрузки.

Для интегрирования серий импульсов (рис. 6.15, *д*) можно использовать цепь, приведенную на рис. 6.15, *е*. При этом необходимо, чтобы интервал между сериями импульсов $T_п$ был значительно больше длительности серии импульсов $T_с$. В схеме транзистор включен эмиттерным повторителем и обеспечивает усиление входного сигнала по току.

Диод *VD1* предотвращает разрядку конденсатора в паузах между импульсами. Резистор $R_н$ обеспечивает восстановление на конденсаторе в течение времени $T_п$ исходных начальных условий, т. е. обеспечивает разрядку конденсатора за промежуток времени $T_п$. Сигнал с выхода интегрирующей цепи поступает на то или иное исполнительное устройство, входное сопротивление которого учтено в $R_н$.

Для создания прецизионных интеграторов используют операционные усилители, в которых выходной сигнал благодаря достаточно глубокой обратной связи практически не зависит от коэффициента усиления ОУ.

Интеграторы на основе операционных усилителей. Простейшая схема интегратора на ОУ показана на рис. 6.16, *а*. Если операционный усилитель считать идеальным ($K_{у\,и} \to \infty$, $R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$), то коэффициент передачи при таком включении может быть найден на основании следующих рассуждений. Так как коэффициент усиления ОУ велик, то при работе в линейном режиме разность потенциалов между его входами стремится к нулю. Вход, не инвертирующий входной сигнал, соединен с общей шиной. Следовательно, и потенциал инвертирующего входа близок к потенциалу общей шины. Входной ток

$$i_R = u_{вх}/R. \tag{6.76}$$

Этот ток при высоком входном сопротивлении ОУ полностью протекает через конденсатор C:

$$i_C + i_R = 0. \tag{6.77}$$

Напряжение на конденсаторе u_C и выходное напряжение усилителя изменяются по закону

$$u_{вых}(t) = u_C = \frac{1}{C}\int_0^t i_C\,dt = -\frac{1}{RC}\int_0^t u_{вх}(t)dt. \tag{6.78}$$

При подаче на вход скачка напряжения постоянного значения $U_{вх} = \text{const}$ выходное напряжение

$$u_{вых}(t) = -u_{вх}\,t/(RC) = -u_{вх}\,t/\tau. \tag{6.79}$$

Таким образом, если ОУ близок к идеальному, то данная схема обеспечивает прецизионное интегрирование входного сигнала.

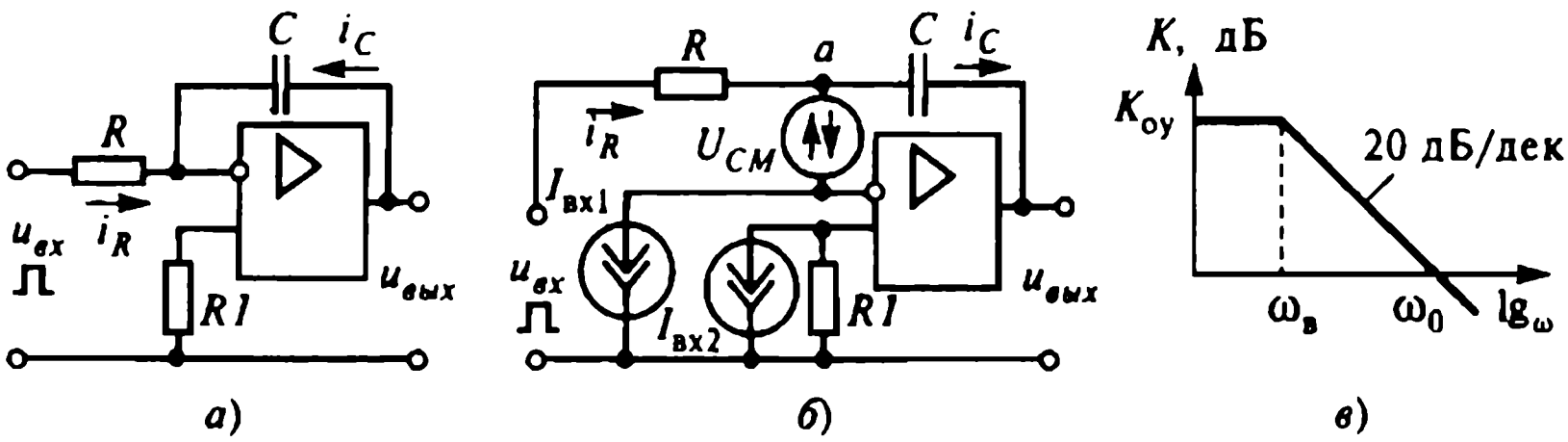


Рис. 6.16. Схема интегратора на ОУ (*а*); его эквивалентная схема (*б*); ЛАЧХ интегратора (*в*)

При этом, как видно из полученного выражения, выходное напряжение не зависит от коэффициента усиления ОУ.

В реальном ОУ имеется смещение нуля выходного напряжения, что учитывается введением во входную цепь ОУ источника напряжения $U_{см}$. Кроме того, в цепи каждого входа протекают токи $I_{вх1}$, $I_{вх2}$. Эти напряжения и токи учтены в эквивалентной схеме, показанной на рис. 6.16, *б*.

Входные токи вызывают появление на входе усилителя дифференциального напряжения

$$\Delta U = I_{вх1} R - I_{вх2} R_1, \tag{6.80}$$

которое усиливается в K раз и создает в цепи резистора R и конденсатора C дополнительный ток i_R, уменьшающий ΔU до нуля (при работе в линейном режиме, при $K_{у\,и} \to \infty$, дифференциальный входной сигнал всегда стремится к нулю).

Найдем его значение из уравнения

$$(I_{вх1} + i_R)K - I_{вх2} R_1 = 0, \tag{6.81}$$

откуда $+i_R = -i_C = (I_{вх2} R_1 - I_{вх1} R)/R$.

Для поддержания этого постоянного тока, который заряжает конденсатор C, выходное напряжение должно изменяться по закону

$$u_{вых1}(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i_C \, dt = -\frac{1}{RC}(I_{вх2} R_1 - I_{вх1} R)\, t. \tag{6.82}$$

Появление дополнительного выходного напряжения $u_{вых1}$ вызывает ошибку интегрирования, которая зависит от дифференциального входного сигнала, вызванного разностью входных токов. Для уменьшения ее следует подбирать резистор R_1 так, чтобы $\Delta U \to 0$.

При выполнении условия

$$I_{вх1} R - I_{вх2} R_1 \approx 0 \tag{6.83}$$

ошибка интегрирования, вызванная наличием входных токов, ничтожно мала.

Напряжение смещения нуля $U_{см}$ также вызывает в цепи резистора R и конденсатора C ток

$$i_{R_u} = -U_{см}/R = -i_{C_u}. \tag{6.84}$$

Для обеспечения этого постоянного тока выходное напряжение должно изменяться по закону

$$u_{\text{вых }и}(t)=\frac{1}{C}\int_0^t i_C\,\mathrm{d}t=\frac{1}{RC}\int_0^t U_{\text{см}}\,\mathrm{d}t=\frac{U_{\text{см}}}{RC}t. \qquad (6.85)$$

Таким образом, неидеальность ОУ приводит к тому, что выходное напряжение изменяется в соответствии с уравнением

$$u_{\text{вых}}(t)=-\frac{1}{RC}\int_0^t u_{\text{вх}}(t)\mathrm{d}t+\frac{1}{RC}(I_{\text{вх}1}R-I_{\text{вх}2}R_1)t+\frac{U_{\text{см}}}{RC}t+U_{\text{см}}. \qquad (6.86)$$

Последний член появился потому, что при $t=0$ потенциал точки a отличается от нуля на величину $U_{\text{см}}$. Действительно, в момент начала интегрирования, когда конденсатор C разряжен и $u_C=0$, потенциал выхода ОУ равен потенциалу точки a, т. е. $u_a\approx u_{\text{вых}}$. В связи с тем что дифференциальное напряжение на входе ОУ близко к нулю, потенциал точки a уравновешивает напряжение смещения нуля: $U_a=U_{\text{см}}$.

Следовательно, в момент начала интегрирования на выходе ОУ имеется напряжение, значение которого равно напряжению смещения нуля ОУ. Поэтому в уравнение выходного напряжения и добавлен этот член.

Наличие напряжения смещения нуля $U_{\text{см}}$ и входных токов приводит к ограничению максимальной длительности интегрирования полезного сигнала, так как с течением времени напряжение ошибки постепенно нарастает. В итоге при неблагоприятных условиях ОУ может попасть в режим насыщения по одной из полярностей.

Реальный ОУ имеет конечное значение коэффициента усиления и для него справедливы эквивалентная схема рис. 5.18, *в* и результаты, полученные в § 5.6. Из них следует, что данный интегратор эквивалентен обычной RC-цепи, у которой значение емкости конденсатора C увеличено в $(1+K_{y\,u})$ раз, а падение напряжения на нем усилено в $K_{y\,u}$ раз. Так, например, при подаче на вход импульса прямоугольной формы и постоянной величины выходное напряжение

$$u_{\text{вых}}(t)=-U_{\text{вх}}\frac{K_{y\,u}}{RC(1+K_{y\,u})}t.$$

Соответственно частота $\omega_{\text{в}}$ на ЛАЧХ (рис. 6.16, *в*) равна $\omega_{\text{в}}=1/\tau_{\text{с}}$, где $\tau_{\text{с}}=(1+K_{y\,u})RC$. Так же как и в пассивной RC-цепи,

при подаче на вход интегратора скачка напряжения выходной сигнал изменяется по экспоненциальному закону (рис. 6.17, *а*)

$$u_{вых}(t) = -U_{вх} K_{у\,и}(1 - e^{-t/\tau_c}), \qquad (6.87)$$

а относительная ошибка интегрирования

$$\gamma = t_и/(2\tau_c). \qquad (6.88)$$

Из (6.88) следует, что погрешность интегрирования приблизительно в $K_{у\,и}$ раз меньше по сравнению с простой *RC*-цепью при тех же номиналах *R* и *C*.

Таким образом, из-за конечного значения коэффициента усиления ОУ интегратор в полосе низких частот работает как усилитель. Только с частоты $\omega_в$ начинают проявляться его интегрирующие свойства. Хорошие характеристики получаются на частотах не менее чем в 10—50 раз больших, чем $\omega_в$.

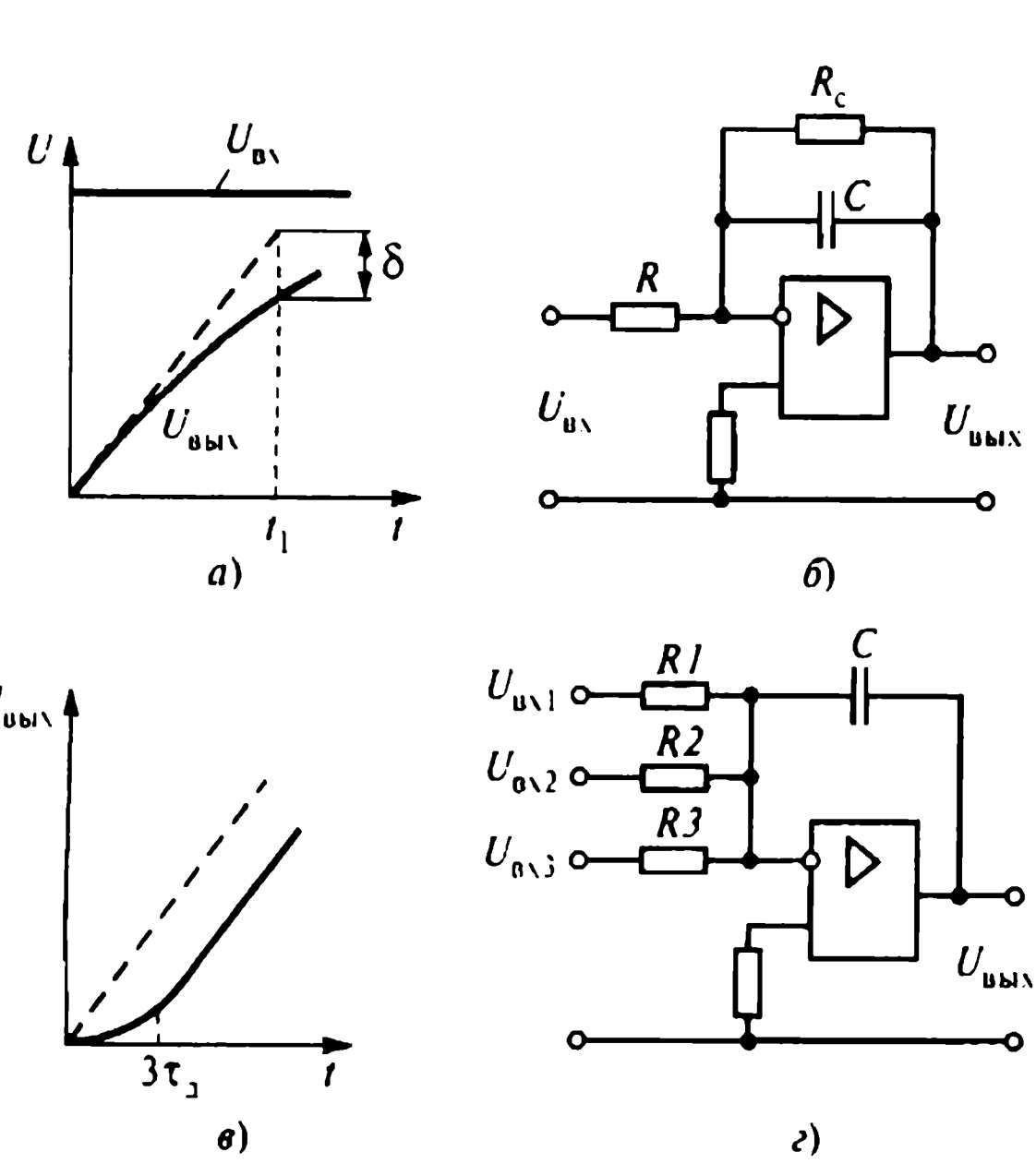


Рис. 6.17. Переходная характеристика интегратора при конечном значении коэффициента усиления ОУ (*а*); эквивалентная схема, поясняющая учет коэффициента усиления ОУ (*б*); влияние на переходную характеристику конечного значения полосы пропускания ОУ (*в*); схема интегратора-сумматора (*г*)

Учесть конечное значение коэффициента усиления реального ОУ можно, если при рассмотрении идеального ОУ параллельно конденсатору C подключить резистор R_c, равный $R_c \approx K_{y\,u}R$ (рис. 6.17, *б*).

Сопротивление потерь конденсатора увеличивает погрешность интегрирования, поэтому в точных интеграторах следует применять конденсаторы с минимальными потерями.

Так как полоса пропускания реального ОУ имеет конечное значение, то при интегрировании ступенчатого сигнала появляется дополнительная погрешность, выражающаяся в запаздывании выходного сигнала (рис. 6.17, *в*). Оно характеризуется постоянной времени $\tau_д$ и обусловлено ограниченной полосой пропускания ОУ в области высоких частот: $\tau_д = \tau_{оу}/K_{y\,u}$; $\tau_{оу} = 1/\omega_в$ ($\omega_в$ — верхняя граничная частота ОУ, определенная на уровне 0,7).

Иногда используют интеграторы-сумматоры (рис. 6.17, *г*), интегрирующие несколько сигналов, поступающих от разных источников. В этом случае выходное напряжение находят из упрощенного уравнения

$$-u_{вых}(t) = \frac{1}{R_1 C}\int_0^t u_{вх1}(t)\,dt + \frac{1}{R_2 C}\int_0^t u_{вх2}(t)\,dt + \frac{1}{R_3 C}\int_0^t u_{вх3}(t)\,dt. \quad (6.89)$$

Если конденсатор, осуществляющий интегрирование сигнала, должен иметь «заземленную» обкладку, то можно применять интеграторы, выполненные на основе схем ПНТ (например, см. рис. 6.10, *а*). В таких устройствах (рис. 6.18, *а*, *б*) ток заряда конденсатора не зависит от напряжения на нем, что позволяет интегрировать входной сигнал. При этом имеется возможность создать дифференциальный вход и интегрировать разность входных сигналов. Ток конденсатора C определяют из (6.40, 6.43), а выходное напряжение

$$u = \frac{1}{C}\int_0^t i_C\,dt. \quad (6.90)$$

Однако значительный синфазный сигнал и необходимость иметь источники входных напряжений с малыми внутренними сопротивлениями ухудшают характеристики данного интегратора.

Значительно лучшие результаты можно получить с помощью схемы рис. 6.18, *б*. В ней имеется возможность применять конденсатор C малой емкости, что позволяет использовать высокостабильные конденсаторы с малыми потерями и незначительной адсорбцией. Идея работы интегратора заключается в следующем.

Рис. 6.18. Интеграторы:
а — с дифференциальным входом;
б — повышенной точности;
в — со сбросом начального заряда

Входное напряжение заряжает конденсатор *C*. При увеличении напряжения на нем ток должен уменьшаться. Но это уменьшение тока компенсируется благодаря тому, что напряжение u_c через усилитель *DA1* с единичным коэффициентом усиления и усилитель *DA2* с коэффициентом усиления $K_{u2} = 2$ через резистор R_1 прикладывается к точке *a*. При $u_c = 0$ ток *i*, приходящий в точку *a*, разветвляется на два тока: i_1 и i_2. При $u_c \neq 0$ составляющая тока i_2 уменьшается из-за того, что на выходе ОУ *DA2* появляется напряжение $u_{вых}$. При правильно выбранных параметрах схемы можно обеспечить неизменное значение тока i_1, а следовательно, идеальное интегрирование входного сигнала. В общем случае передаточную функцию интегратора записывают в виде

$$K_u(p) = \frac{1}{\alpha + pT}, \qquad (6.91)$$

где $\alpha = (2 - K_{u2})/K_{u2}$; $T = R_1 C\,[2 + (2n + 1)(R_1 + R_2)/R_2]/K_{u2}$. При $K_{u2} = 2$ (6.91) примет вид

$$K_u(p) = 1/(pT). \qquad (6.92)$$

Это уравнение *идеального интегратора*. Коэффициент передачи изменяется подбором номиналов резистора nR_1. При исполь-

зовании ОУ с малыми входными токами и точно подобранными резисторами R_3, R_4 на основе данной схемы можно получить прецизионные интеграторы при емкости C в несколько сотен пикофарад и более.

Перед началом интегрирования интеграторы надо «сбросить» на ноль. Это обусловлено тем, что вследствие неидеальности ОУ на конденсаторе C может быть накоплен значительный заряд, который вызывает появление выходного напряжения, близкого к максимально достижимому.

Для сброса на ноль параллельно с конденсатором C включают электронный ключ, выполненный на микросхеме или на МОП-транзисторе. Длительность стадии разрядки конденсатора C зависит от его емкости и внутреннего сопротивления включенного электронного ключа $R_{отк}$. Изменение напряжения на конденсаторе C происходит по экспоненциальному закону

$$u_{вых}(t) = U_{вых1} e^{-t/\tau}, \qquad (6.93)$$

где $\tau = R_{отк}C$.

Введение ключа увеличивает погрешности интегрирования из-за появления дополнительных токов утечек и отличного от нуля начального значения выходного напряжения. Так, например, в схеме рис. 6.18, *в* начальное значение выходного напряжения $U_{вых}(0) = -U_{вх}R_{отк}/R$. В режиме интегрирования погрешность вносит ток утечки истока закрытого транзистора. Постоянная времени разрядки в этой схеме вследствие действия цепи ОС оказывается уменьшенной в $K_{у\,и}$ раз и равна $\tau = R_{отк}C/K_{у\,и}$. Аналогично рассмотренному осуществляется сброс и в других схемах интеграторов.

Интеграторы широко применяют при создании генераторов линейно изменяющегося и синусоидального напряжений, точных фазосдвигающих устройств, обеспечивающих получение 90° фазового сдвига напряжения с погрешностями минуты — десятки минут, в качестве фильтров низких частот и пр.

§ 6.4. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Пассивные дифференцирующие цепи. Дифференцирующие цепи используют тогда, когда требуется преобразовать напряжение заданной формы $u_{вх}(t)$ в сигнал $u_{вых}(t)$, изменяющийся по закону

$$u_{вых}(t) = m\frac{du_{вх}}{dt}, \qquad (6.94)$$

где m — коэффициент пропорциональности.

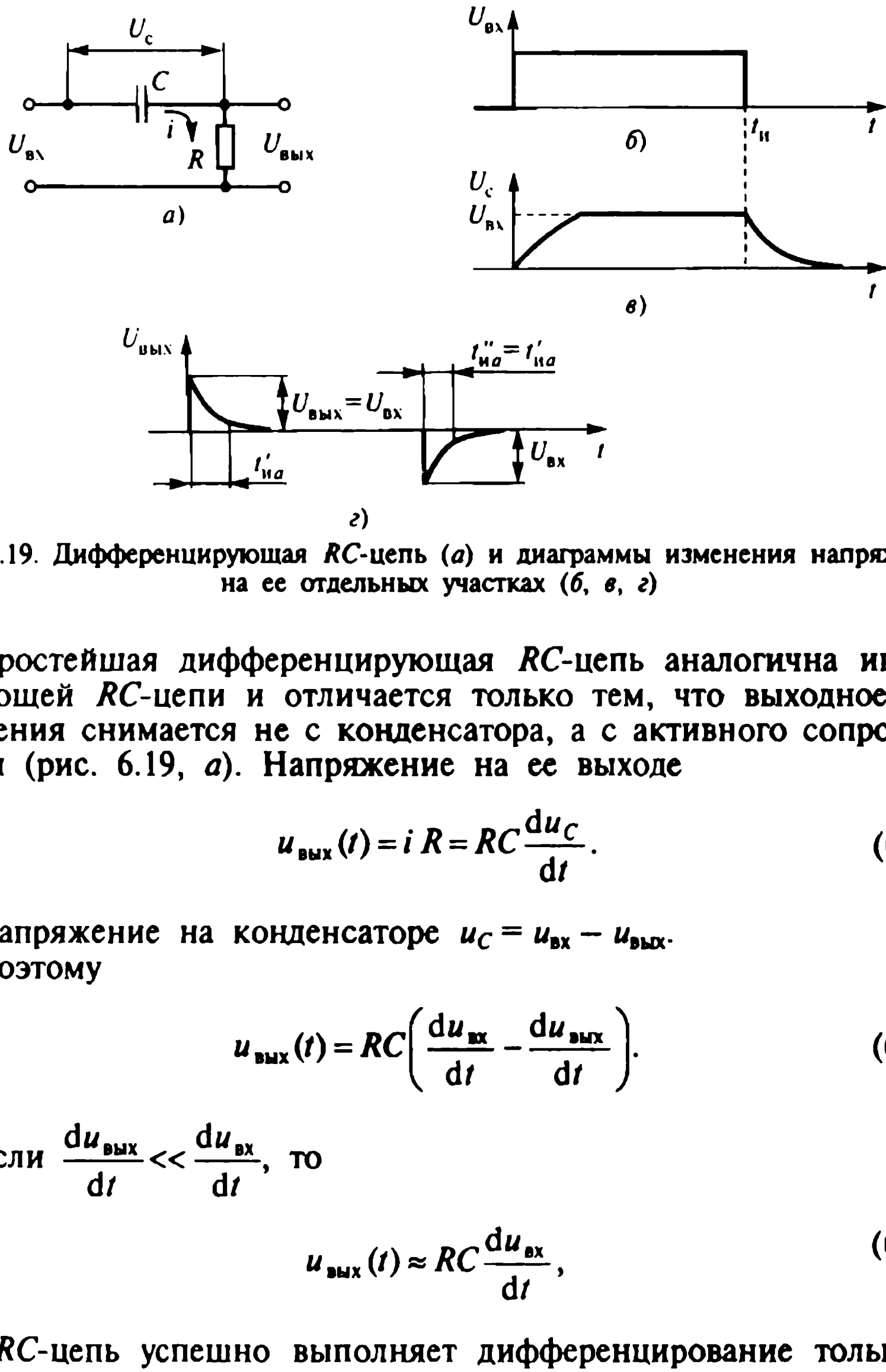


Рис. 6.19. Дифференцирующая *RC*-цепь (*а*) и диаграммы изменения напряжения на ее отдельных участках (*б*, *в*, *г*)

Простейшая дифференцирующая *RC*-цепь аналогична интегрирующей *RC*-цепи и отличается только тем, что выходное напряжения снимается не с конденсатора, а с активного сопротивления (рис. 6.19, *а*). Напряжение на ее выходе

$$u_{вых}(t) = i\,R = RC\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}. \qquad (6.95)$$

Напряжение на конденсаторе $u_C = u_{вх} - u_{вых}$.
Поэтому

$$u_{вых}(t) = RC\left(\frac{\mathrm{d}u_{вх}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}u_{вых}}{\mathrm{d}t}\right). \qquad (6.96)$$

Если $\frac{\mathrm{d}u_{вых}}{\mathrm{d}t} << \frac{\mathrm{d}u_{вх}}{\mathrm{d}t}$, то

$$u_{вых}(t) \approx RC\frac{\mathrm{d}u_{вх}}{\mathrm{d}t}, \qquad (6.97)$$

т. е. *RC*-цепь успешно выполняет дифференцирование только в этом случае.

Оценим приближенно погрешность, вносимую членом $\mathrm{d}u_{вых}/\mathrm{d}t$, для чего продифференцируем выражение (6.97) для $u_{вых}(t)$

$$\frac{\mathrm{d}u_{вых}}{\mathrm{d}t} = RC\frac{\mathrm{d}^2u_{вх}}{\mathrm{d}t^2}. \qquad (6.98)$$

Подставив (6.98) в (6.96), получим

$$U_{вых}(t) = RC\left(\frac{dU_{вх}}{dt} - RC\frac{d^2U_{вх}}{dt^2}\right). \qquad (6.99)$$

Таким образом, для улучшения дифференцирования надо, чтобы

$$\frac{dU_{вх}}{dt} >> RC\frac{d^2U_{вх}}{dt^2}, \qquad (6.100)$$

т. е. необходимо уменьшать постоянную времени τ *RC*-цепи ($\tau = RC$). Это требование противоположно требованию к интегрирующей цепи, где для точного интегрирования увеличивали постоянную времени.

Выходной сигнал в дифференцирующей цепи, так же как и в интегрирующей, уменьшается при повышении точности выполнения соответствующего преобразования. Действительно, уменьшение постоянной времени τ в дифференцирующей цепи приводит к уменьшению члена $RC\frac{d^2u_{вх}}{dt^2}$, вызывающего погрешность дифференцирования. При этом уровень выходного сигнала снижается пропорционально уменьшению τ.

При дифференцировании наибольшая погрешность получается в течение времени нарастания (или среза) импульса. Это обусловлено тем, что при этих процессах вторая производная, выражающая скорость изменения крутизны фронта (или среза), имеет наибольшее значение.

Наименьшая погрешность имеет место в те промежутки времени, в которых скорость изменения входного напряжения $u_{вх}$ постоянна.

Выясним возможности и условия дифференцирования *RC*-цепью синусоидального изменяющегося напряжения $u_{вх} = U_{вх}\sin\omega t$.

При точном дифференцировании этот сигнал должен изменяться по закону

$$u_{вых} = m\omega U_{вх}\cos\omega t = U_{вых}\sin(\omega t + \pi/2), \qquad (6.101)$$

где $U_{вых} = U_{вх}m\omega$.

Таким образом, выходное напряжение должно быть сдвинуто по фазе на 90° относительно входного. В реальной *RC*-цепи амп-

литуда и фаза отличаются от соответствующих значений идеальной дифференцирующей цепи. Выходное напряжение

$$U_{вых} = \frac{U_{вх} R}{\sqrt{R^2 + 1/(\omega^2 C^2)}} = \frac{\omega RC U_{вх}}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \qquad (6.102)$$

а фазовый угол

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \psi, \qquad (6.103)$$

где $\operatorname{tg}\psi = 1/\operatorname{tg}\varphi = \omega RC$.

Для того чтобы иметь возможность дифференцировать синусоидально изменяющееся напряжение частотой ω, необходимо выполнить условие $\omega RC << 1$. Однако при этом уменьшается и значение выходного сигнала. Поэтому приходится ограничиваться компромиссным решением, при котором выходной сигнал и фазовая погрешность не выходят за пределы допустимых значений.

Если, например, принять $\omega RC << 0{,}25$, то фазовая погрешность дифференцирования $\psi = \operatorname{arctg} 0{,}25 \cong 14°$. Такие фазовые искажения выходного сигнала в ряде случаев общего применения можно считать приемлемыми. При этом значение выходного сигнала мало зависит от ωRC, так как $\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} \approx \sqrt{1 + (0{,}25)^2} \approx 1$, поэтому его можно считать близким к теоретическому.

При дифференцировании импульса $u_{вх}(t)$ активная ширина его спектра* ограничена частотой $f_{гр}$. Если неравенство $\omega RC < 0{,}25$ выполняется при $\omega = 2\pi f_{гр}$, то оно будет обязательно выполняться и при $f < f_{гр}$. Это позволяет исходя из активной ширины спектра $f_{гр}$ определить требования к постоянной времени дифференцирующей цепи:

$$\omega RC = 2\pi f_{гр} RC = 0{,}25. \qquad (6.104)$$

Для грубой оценки активной ширины спектра при равных длительностях фронта $t_ф$ и среза $t_с$ импульса с $t_ф = t_с$ можно использовать приближенное выражение

$$f_{гр} \approx K_с / t_ф, \qquad (6.105)$$

---

* Под активной шириной спектра понимается полоса частот, в которой сосредоточено 95% мощности входного сигнала.

где $K_c = 0{,}2...0{,}4$ для импульсов, у которых $t_ф/t_и < 0{,}2$, т. е. для наиболее часто встречающихся.

Тогда, подставив в (6.104) значение $f_{гр}$, получим

$$RC \cong 0{,}25t_ф/(2\pi K_c) = 0{,}25t_ф/(2\pi 0{,}4) \approx 0{,}1t_ф. \qquad (6.106)$$

Таким образом, постоянная времени дифференцирующей *RC*-цепи общего применения должна быть примерно в десять раз меньше активной длительности фронта дифференцируемого импульса.

При дифференцировании однополярного импульса $u_{вх}(t)$ на выходе дифференцирующей цепи образуется двухполярный импульс $u_{вых}(t) \approx K\dfrac{\mathrm{d}u_{вх}}{\mathrm{d}t}$. Следовательно, длительность выходного импульса напряжения одной какой-либо полярности меньше длительности дифференцируемого импульса и рассматриваемая цепь обеспечивает выполнение операции укорочения.

Пусть на входе *RC*-цепи (см. рис. 6.19, *а*) действует идеальный прямоугольный импульс, который приходит в момент времени $t = 0$ (рис. 6.19, *б*). При этом конденсатор *C* начинает заряжаться и напряжение на нем изменяется по закону

$$u_c = U_{вх}(1 - e^{-t/(RC)}). \qquad (6.107)$$

Зарядный ток *i*, протекающий через сопротивление *R*, создает на выходе *RC*-цепи экспоненциальный импульс $u_{вых} = iR = U_{вых}e^{-t/(RC)}$ положительной полярности, который полностью затухает до окончания действия входного импульса. После окончания входного импульса равновесие, достигнутое в цепи ($U_{вх} = U_C$), нарушается. Происходит разряда конденсатора через резистор *R* и источник импульсов. Выходной импульс отрицательной полярности, возникающий при разрядке конденсатора, отличается от рассмотренного только полярностью.

Таким образом, при укорочении прямоугольного импульса на выходе цепи получаются экспоненциальные импульсы напряжения положительной и отрицательной полярности, высота которых равна высоте входных импульсов $U_{вх}(t_и >> RC)$. Длительность выходных импульсов определяется постоянной времени τ. Если ее измерять на уровне $0{,}1U_{вых\,max}(RC << t_и)$, то она определяется из выражения

$$t'_и \approx 2{,}3\tau = 2{,}3RC. \qquad (6.108)$$

Иногда активную длительность импульса измеряют на уровне $0{,}5\,U_{\text{вых max}}$:

$$t'_{\text{и а}} = 0{,}7\tau = 0{,}7RC. \qquad (6.109)$$

Постоянную времени дифференцирующей цепи при ее использовании для укорочения импульсов выбирают значительно большей, чем при выполнении операции точного дифференцирования. Ее значение находят исходя из требуемой активной длительности импульса, определенной на уровне $0{,}5\,U_{\text{вых max}}$.

Если $t_\Phi < RC < 5t_\Phi$; то $t'_{\text{и а}} \approx t_\Phi + 0{,}8RC$. При $RC > 5t_\Phi$ $t'_{\text{и а}} \approx$ $\approx 1{,}5t_\Phi + 0{,}7RC$.

В реальных случаях приходится учитывать внутреннее сопротивление $R_\text{г}$ источника, к которому рассматриваемая цепь подключена (рис. 6.20, *а*). При этом характер процессов в *RC*-цепи не меняется. Однако увеличение активного сопротивления цепи ($R = R_\text{г} + R_\text{н}$) приводит к возрастанию постоянной времени $\tau = RC = (R_\text{г} + R_\text{н})C$. Это ограничивает возможность получения коротких импульсов. Кроме того, уменьшаются зарядный и разрядный токи i конденсатора, что приводит к уменьшению выходного напряжения $u_\text{вых} = i\,R_\text{н}$. Максимальное значение выходного напряжения находят из уравнения

$$U_{\text{вых max}} = U_\text{вх}\,\frac{R_\text{н}}{R_\text{г} + R_\text{н}}. \qquad (6.110)$$

При необходимости уменьшить длительность импульса при заданном сопротивлении $R_\text{г}$ целесообразно уменьшать емкость

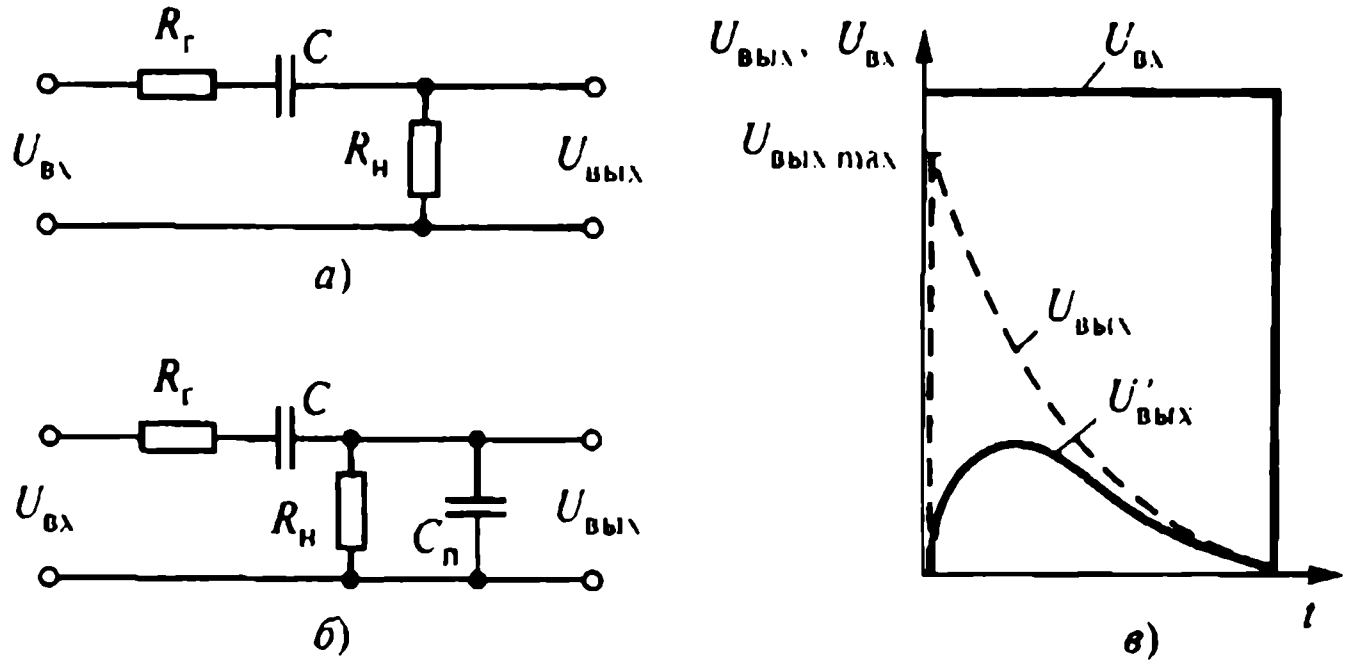


Рис. 6.20. Схема *RC*-цепи, в которой учтено сопротивление источника сигнала (*а*); схема паразитной емкости нагрузки и монтажа (*б*); влияние на форму импульса паразитной емкости (*в*)

конденсатора C, а не сопротивление $R_н$. Это вызвано тем, что уменьшение $R_н$ приводит к снижению выходного сигнала.

Возможности уменьшения емкости конденсатора C ограничены возрастающей ролью паразитной емкости $C_п$, шунтирующей сопротивление нагрузки $R_н$ (рис. 6.20, *б*). Паразитная емкость $C_п$ играет роль только во время быстрых переходных процессов, связанных с формированием фронта и среза выходного импульса. В течение времени их протекания напряжение на относительно большой по сравнению с $C_п$ емкости C не успевает значительно измениться и емкость $C_п$ выполняет роль интегрирующего конденсатора в RC-цепи. Наличие ее приводит к тому, что форма импульса $U'_{вых}$, полученного после укорачивания, сильно искажается (рис. 6.20, *в*).

Таким образом, уменьшать постоянную времени RC-цепи за счет уменьшения емкости C можно только в определенных пределах. При этом стремятся, чтобы выполнялось неравенство

$$C \geq C_{min} = (3...4)C_п. \qquad (6.111)$$

Это ограничение показывает, что в реальной укорачивающей цепи нельзя получить очень короткий импульс.

В качестве рабочего обычно используют импульс какой-то одной определенной полярности, например положительной. В этом случае отрицательный импульс является паразитным и для его устранения параллельно сопротивлению нагрузки включают полупроводниковый диод, имеющий малое сопротивление в прямом направлении.

Активные дифференцирующие устройства. Недостатки простейших дифференцирующих цепей могут быть частично устранены при использовании ОУ. При этом схема дифференцирующего устройства напоминает интегратор, только места включения резистора и конденсатора изменены (рис. 6.21, *а*).

При идеальном ОУ ($K_{оу} \to \infty$, $R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$, $\omega_в \to \infty$) передаточную функцию дифференцирующего устройства легко найти исходя из следующих рассуждений.

Если на входные зажимы подано напряжение $U_{вх}$, то в связи с малым отличием от нуля потенциала инвертирующего входа идеализированного ОУ оно практически полностью приложено к конденсатору C и вызывает появление тока зарядки

$$i_C = C\frac{du_{вх}}{dt}. \qquad (6.112)$$

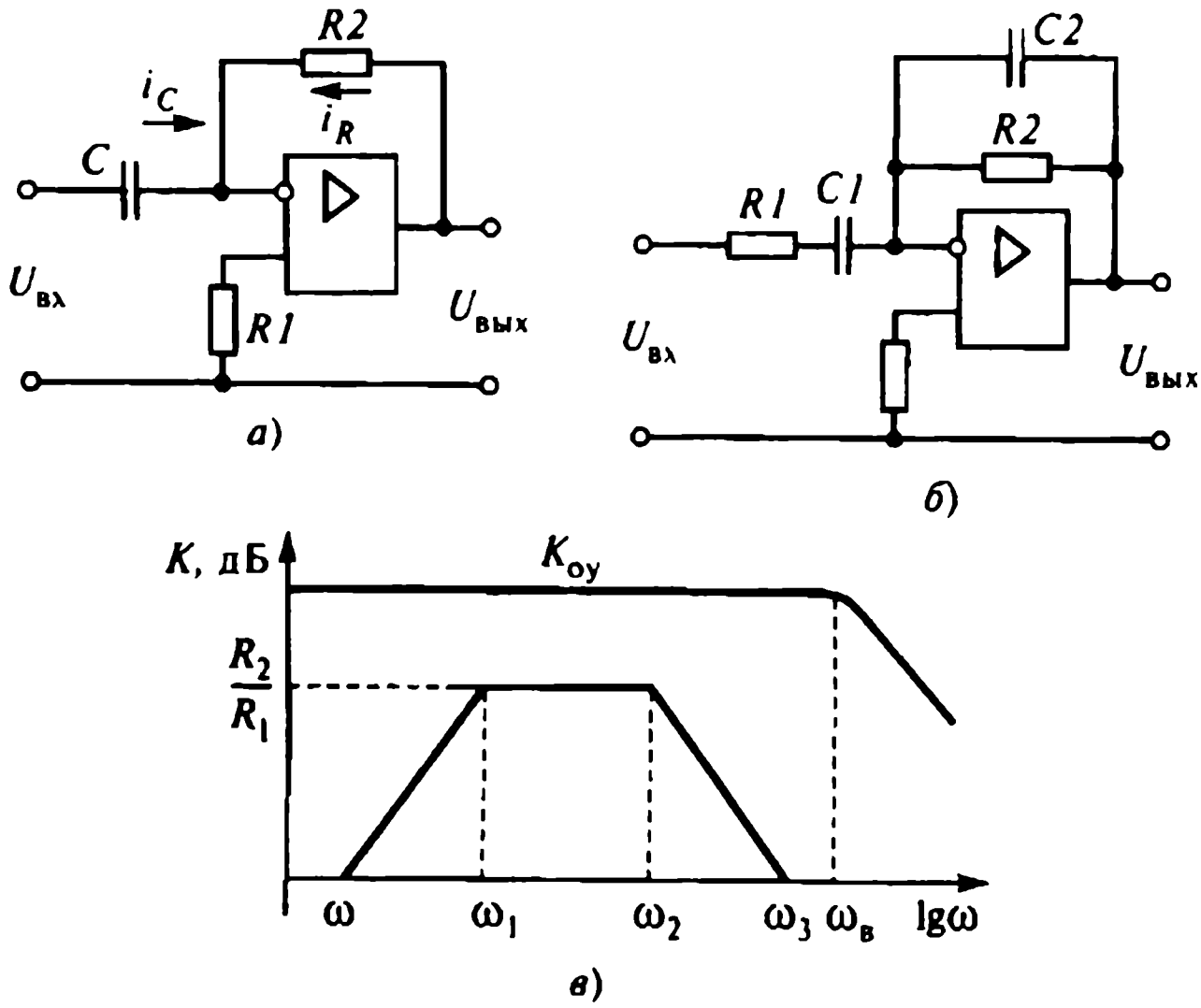


Рис. 6.21. Схема идеализированного дифференцирующего устройства (*а*); схема дифференцирующего устройства, применяемого на практике (*б*), и его ЛАЧХ (*в*)

Так как входное сопротивление ОУ достаточно велико, то весь ток конденсатора C протекает через резистор R, т. е. $i_C + i_R = 0$, откуда

$$i_R = -i_C = -C\frac{du_{вх}}{dt}. \qquad (6.113)$$

Выходной сигнал определяют падением напряжения на резисторе

$$u_{вых} = i_R R = -RC\frac{du_{вх}}{dt}. \qquad (6.114)$$

Из этого уравнения можно найти передаточную функцию рассматриваемого устройства в операторном виде

$$K(p) = \frac{u_{вых}(p)}{u_{вх}(p)} = -pRC. \qquad (6.115)$$

На практике такая передаточная функция не может быть реализована из-за ограниченной полосы пропускания и конечного

коэффициента усиления ОУ. Кроме того, соответствующий анализ показывает, что простейшая схема дифференцирующего устройства на ОУ может самовозбудиться из-за спада коэффициента усиления реального ОУ на высоких частотах и дополнительных фазовых сдвигов, вносимых цепью ОС. Представляет опасность и значительное усиление, свойственное цепи с ОУ при данной схеме включения на достаточно высоких частотах. Это обусловлено тем, что высокочастотные составляющие спектра собственного шума ОУ после значительного усиления накладываются на полезный продифференцированный сигнал и искажают его.

Поэтому на практике применяют модифицированную дифференцирующую схему (рис. 6.21, *б*), которая дифференцирует сигналы до частоты $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$, выполняет функции усилителя в диапазоне частот от $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$ до $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$ и является интегратором на частотах выше $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$ (рис. 6.21, *в*).

Для нормальной работы дифференцирующей цепи параметры элементов необходимо выбирать так, чтобы спад усиления ОУ начинался после частоты $\omega_3 = 1/(R_1C_1) < \omega_в$. Это позволяет устранить влияние собственной полосы пропускания ОУ на участке частот, где осуществляется интегрирование.

Таким образом, и при применении ОУ *точное дифференцирование сигнала затруднено.* Реальное дифференцирующее устройство представляет собой пропорциональное интегрирующе дифференцирующее звено.

При необходимости обеспечить дифференциальный вход можно использовать устройство рис. 6.22, *а*, которое аналогично рассмотренному ранее. У него $u_{вых} = R_2C\dfrac{\mathrm{d}(u_{вх1} - u_{вх2})}{\mathrm{d}t}$.

Для снижения уровня высокочастотных шумов иногда применяют дифференцирующее устройство (рис. 6.22, *б*). В нем ис-

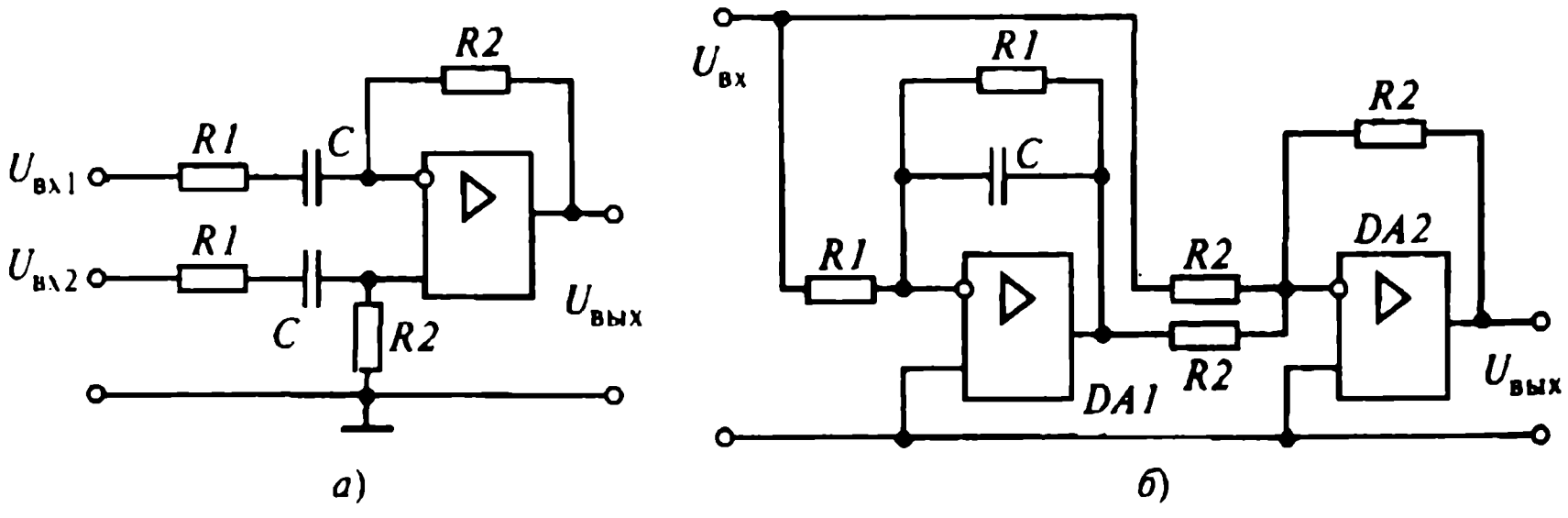


Рис. 6.22. Дифференцирующее устройство с дифференциальным входом (*а*) и сниженным уровнем шумов (*б*)

пользуется интегратор, выполненный на ОУ *DA1*. Его сигнал вычитается из входного сигнала в ОУ *DA2*. При резких изменениях $U_{вх}$ на выходе ОУ *DA2* будет сигнал, пропорциональный его приращению. В статическом режиме при $U_{вх} = \text{const}$ выходное напряжение ОУ *DA1* $U_{вых1} = -U_{вх}$ и на выходе ОУ *DA2* будет нулевой сигнал. Так как у интегратора шумы уменьшаются при увеличении частоты, то дифференцирующее устройство имеет малый уровень шумов. Нетрудно показать, что в такой схеме выходное напряжение в рабочей полосе частот $u_{вых} = R_1 C \dfrac{du_{вх}}{dt}$.

Рассмотренные устройства непригодны для дифференцирования медленно меняющихся сигналов. При создании дифференциаторов сигналов низких частот обычно используют один из следующих способов: а) интегрируют сигнал в течение одинаковых конечных промежутков времени и, вычитая друг из друга полученные значения, находят его приращение; б) с помощью схем выборки—хранения запоминают мгновенные значения сигнала и, вычитая их, находят приращения, характеризующие производную.

§ 6.5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Усилители, имеющие избирательные свойства, условно подразделяют на фильтры низких и высоких частот, а также полосовые и режекторные (заграждающие). Фильтры *низких* и *высоких* частот соответственно пропускают только низкие или только высокие частоты, *полосовые* и *режекторные* обеспечивают пропускание или непропускание сигналов определенных частот.

Для получения у усилителей избирательных свойств в области низких частот (ниже 20 кГц) преимущественно применяют *RC*-цепи интегрирующего или дифференцирующего типа. Они включаются на входе или выходе усилителя и охватывают его частотно-зависимой обратной связью.

В области высоких частот в качестве фильтров низких частот широко применяют высокочастотные дроссели, а полосовые и режекторные фильтры выполняют на основе использования катушек индуктивности (*LC*-фильтры).

В отдельных случаях применяют *электромеханические* фильтры, которые относятся к числу полосовых и имеют резонансную частоту, равную частоте собственных механических колебаний системы. Добротность таких фильтров обычно высокая (сотни — тысячи единиц), но перестройка частоты затруднена. Поэтому электромеханические фильтры в основном применяют в технике связи или радиовещании, где имеются стандартные определенные рабочие частоты.

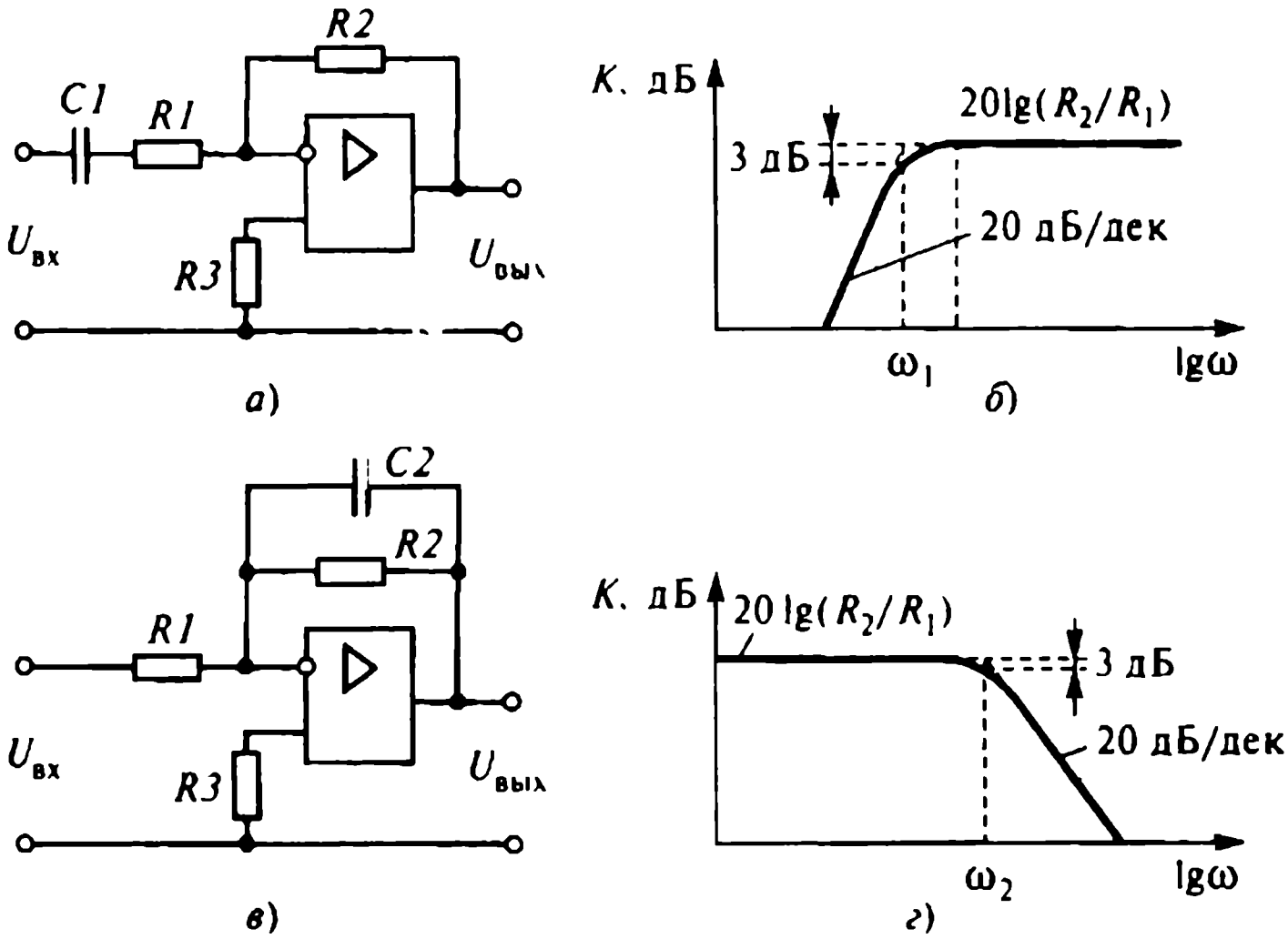


Рис. 6.23. Схемы фильтров:
а — высоких частот; *б* — его ЛАЧХ; *в* — низких частот; *г* — его ЛАЧХ

Под *активными* фильтрами обычно понимают электронные усилители, содержащие *RC*-цепи, включенные так, что у усилителя появляются избирательные свойства. При их применении удается обойтись без громоздких, дорогостоящих и нетехнологичных катушек индуктивности и создать низкочастотные фильтры в микроэлектронном исполнении, в которых основные параметры могут быть изменены с помощью навесных резисторов и конденсаторов.

Простейшие фильтры высоких и низких частот показаны на рис. 6.23, *а*, *в*. В них конденсатор, определяющий частотную характеристику, включен в цепь ОС.

Для фильтра высоких частот, который часто используется в качестве дифференцирующего устройства, коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + 1/(j\omega C_1)} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}. \qquad (6.116)$$

Переходя к операторной записи, получим передаточную функцию

$$K(p) = -R_2\, p\tau_1/[R_1(1 + p\tau_1)], \qquad (6.117)$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$.

ЛАЧХ данного фильтра приведена на рис. 6.23, *б*. Частоту сопряжения асимптот ω_1 находят из условия $\omega_1\tau_1 = 1$, откуда

$$f_1 = \omega_1/(2\pi) = 1/(2\pi R_1 C_1).$$

Для фильтра низких частот (рис. 6.23, *в*) аналогично рассмотренному имеем

$$K(j\omega) = -\frac{R_2 \| 1/(j\omega C_2)}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1 + j\omega C_2 R_2} \qquad (6.118)$$

или в операторном виде

$$K(p) = -R_2/[R_1(1 + \tau_2)], \qquad (6.119)$$

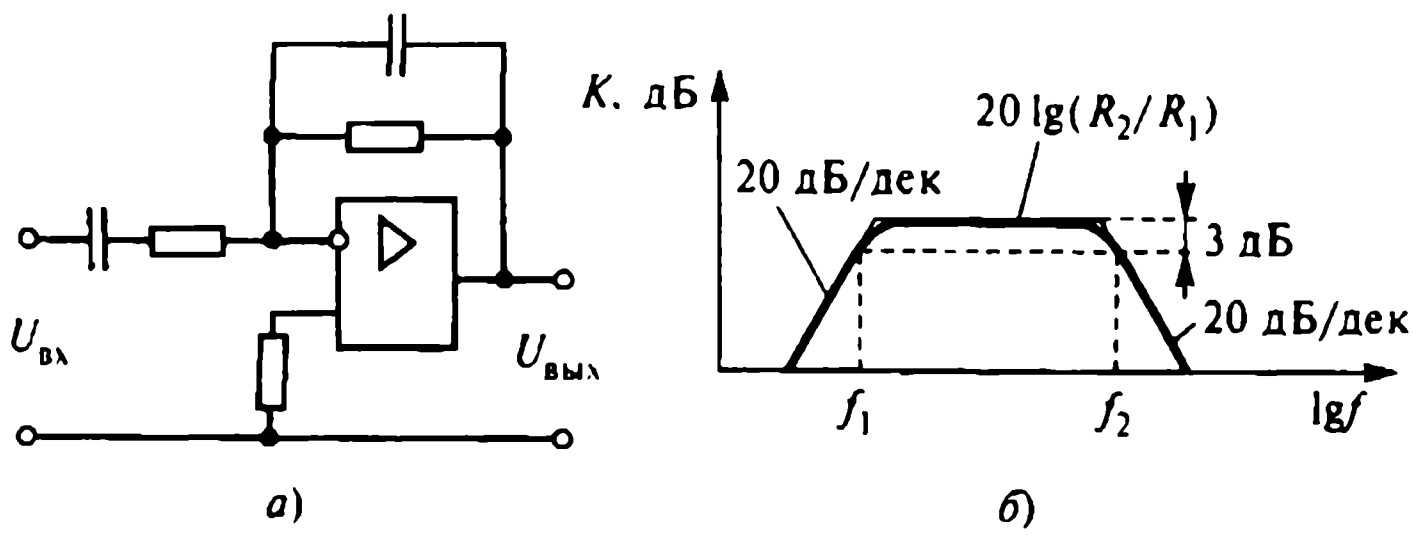
где $\tau_2 = R_2 C_2$.

ЛАЧХ фильтра низких частот показана на рис. 6.23, *г*. Так как на частоте сопряжения асимптот выполняется условие $\omega_2\tau_2 = 1$, то частота сопряжения $f_2 = \omega_2/(2\pi) = 1/(2\pi R_2 C_2)$.

Передаточные функции приведенных простейших фильтров представляют собой уравнения первого порядка, поэтому и фильтры называются фильтрами первого порядка. Коэффициент усиления у них уменьшается с частотой на 20 дБ/дек.

При объединении фильтров низких и высоких частот (рис. 6.23, *а*, *в*) получается полосовой фильтр (рис. 6.24, *а*), имеющий ЛАЧХ (рис. 6.24, *б*).

Простейшие активные фильтры имеют малую крутизну спада ЛАЧХ, что свидетельствует о плохих избирательных свойствах. Для улучшения избирательности нужно повышать порядок переда-



а) *б*)

Рис. 6.24. Схема простейшего активного полосового фильтра (*а*) и его ЛАЧХ (*б*)

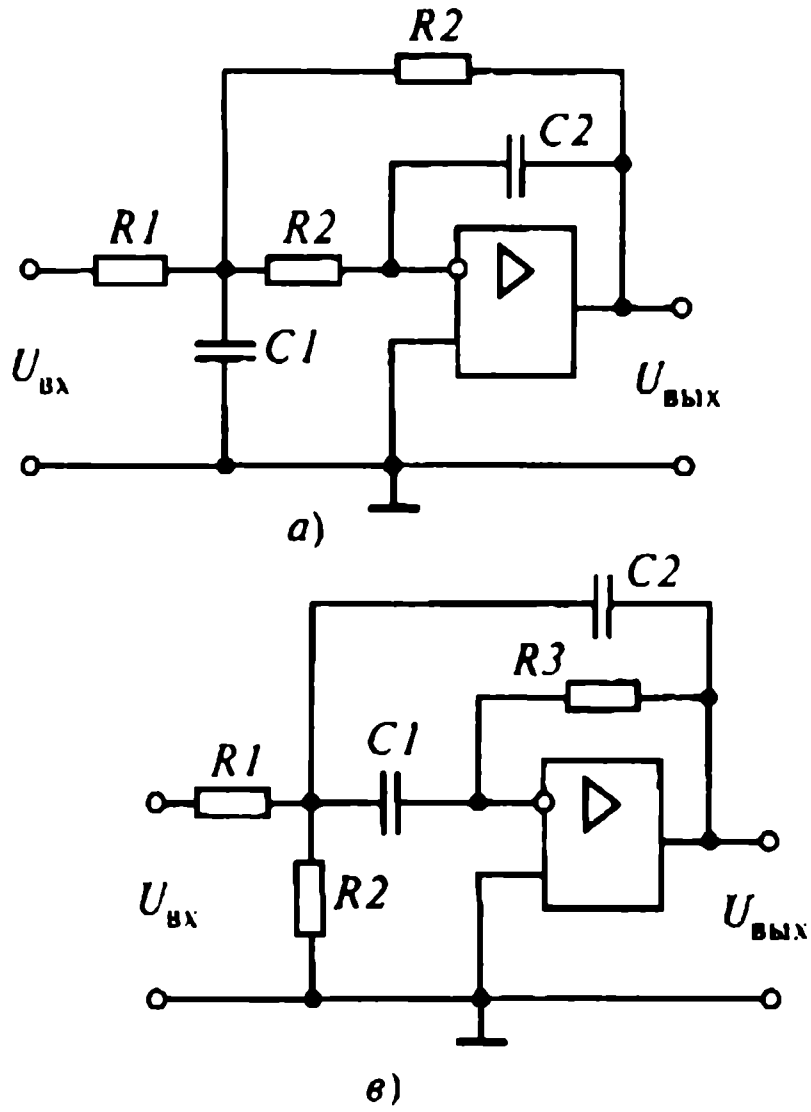


Рис. 6.25. Фильтры второго порядка:

а — низких частот; *б* — высоких частот; *в* — полосовой

точных функций за счет введения дополнительных *RC*-цепей или последовательного включения идентичных активных фильтров. На практике наиболее часто используют ОУ с цепями ОС, работа которых описывается уравнениями второго порядка. При необходимости повысить избирательность системы отдельные фильтры второго порядка включают последовательно.

Активные фильтры низких, высоких частот и полосовой фильтр второго порядка приведены на рис. 6.25, *а*—*в*. У них при соответствующем подборе номиналов резисторов и конденсаторов наклон асимптот 40 дБ/дек. Причем, как видно из рис. 6.25, *а*, *б*, переход от фильтра низких к фильтру высоких частот осуществляется заменой резисторов на конденсаторы, и наоборот. В полосовом фильтре имеются элементы фильтров низких и высоких частот. Передаточные функции этих фильтров соответственно равны:

$$K(p) = -\frac{1}{\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_1 R_2}{R_3} C_2 p + (R_1 + R_2) C_2 p + R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}; \quad (6.120)$$

$$K(p) = -\frac{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2 + C_3) p + R_1 R_2 C_1 C_3 p^2}; \quad (6.121)$$

$$K(p) = -\frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 p}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}(C_1 + C_2)p + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 p^2}. \qquad (6.122)$$

Для полосового фильтра рис. 6.25, *в* резонансная частота

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}. \qquad (6.123)$$

Для фильтров низких и высоких частот частоты, характеризующие «начало» среза или его окончание, равны

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}; \qquad (6.124)$$

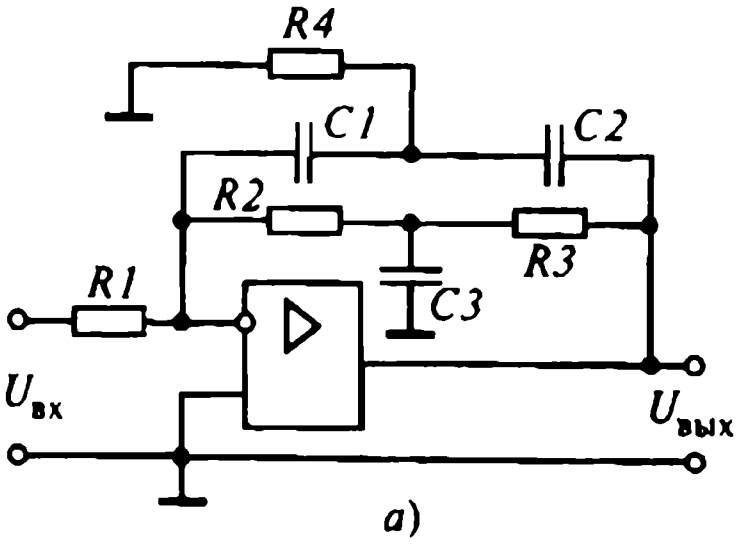
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_3}}. \qquad (6.125)$$

Вид их частотной характеристики зависит от параметров компонентов. Она может быть монотонно убывающей или возрастающей или иметь немонотонный вид и подъемы вблизи частоты ω_0.

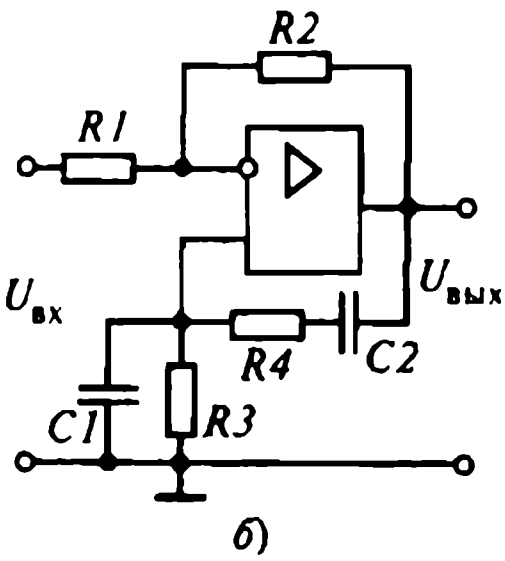
Достаточно часто полосовые фильтры второго порядка реализуют с помощью мостовых цепей. Наиболее распространены двойные Т-образные мосты, которые «не пропускают» сигнал на частоте резонанса (рис. 6.26, *а*) и мосты Вина, имеющие максимальный коэффициент передачи на резонансной частоте ω_0 (рис. 6.26, *б*).

Мостовые цепи включены в цепи отрицательной и положительной ОС. В случае двойного Т-образного моста глубина отрицательной ОС минимальна на частоте резонанса. Коэффициент усиления на этой частоте имеет максимальное значение. При использовании моста Вина на частоте резонанса получается максимальная глубина положительной ОС и наибольшее усиление. При этом для сохранения устойчивости глубина отрицательной ОС, созданной с помощью резисторов R_1, R_2, должна быть больше положительной. Если коэффициенты положительной и отрицательной ОС близки, то данный активный фильтр может иметь эквивалентную добротность $Q \approx 2000$.

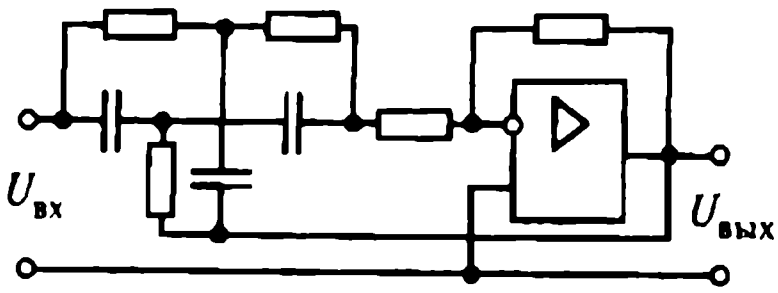
Резонансную частоту двойного Т-образного моста при $R = R_2 = R_3 = R_4/2$ и $C = C_1 = C_2 = 2C_3$ и моста Вина при $R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ выбирают исходя из условия устой-



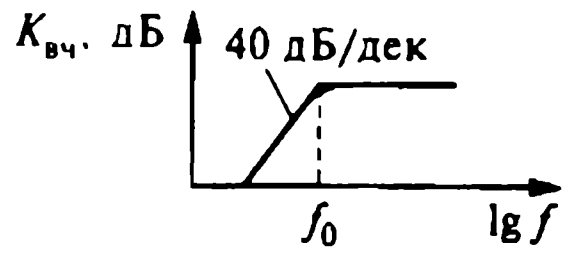
а)



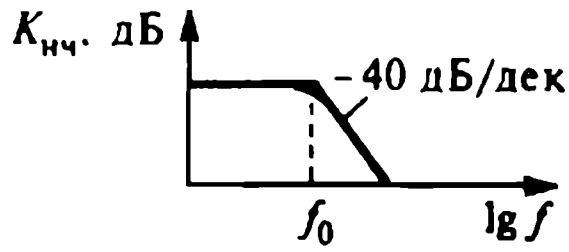
б)



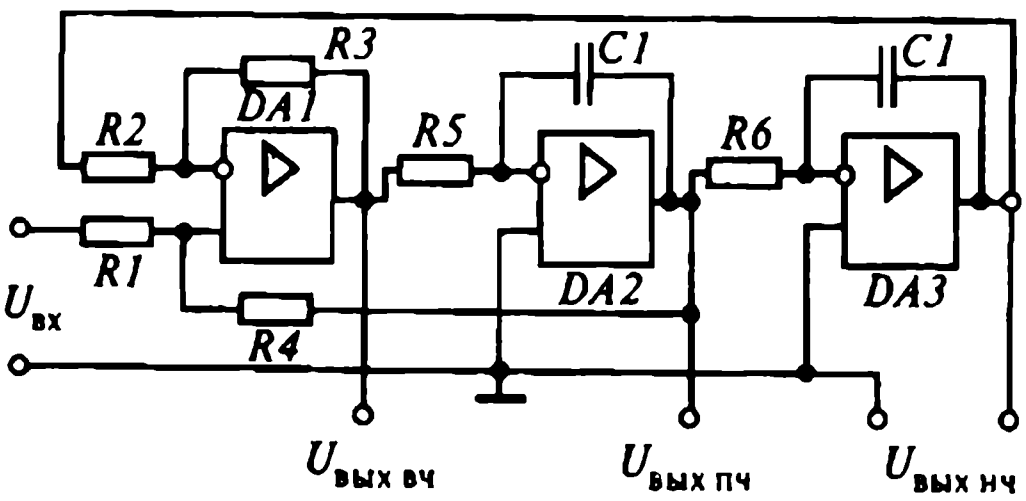
в)



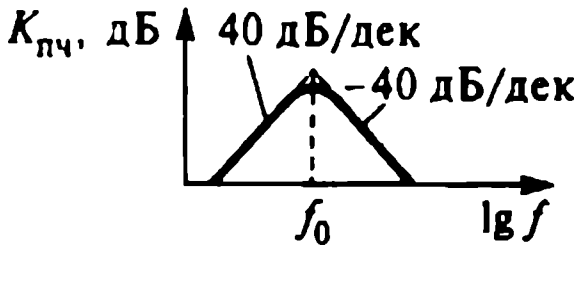
д)



е)



г)



ж)

Рис. 6.26. Полосовые фильтры:

а — с двойным Т-образным мостом; *б* — с мостом Вина; *в* — режекторный фильтр; *г* — схема сложного активного фильтра; *д* — его ЛАЧХ при снятии сигнала с ВЧ-выхода; *е* — ЛАЧХ при снятии сигнала с НЧ-выхода; *ж* — ЛАЧХ при снятии сигнала с ПЧ-выхода

чивости $3 > (R_2 + R_1)/R_1$, так как коэффициент передачи моста Вина на частоте ω_0 равен 1/3.

Для получения режекторного фильтра двойной Т-образный мост можно включить так, как показано на рис. 6.26, *в*, или мост Вина включить в цепь отрицательной ОС.

Если активный фильтр требуется перестраивать в широких пределах, то обычно используют мост Вина, у которого резисторы R_3 и R_4 выполняют в виде сдвоенного переменного резистора.

С удешевлением и выпуском нескольких ОУ в одном корпусе начали широко применять несколько активных фильтров низких порядков, объединенных между собой в единую замкнутую систему. Пример построения такого фильтра показан на рис. 6.26, *г*.

В его состав входят сумматор на ОУ *DA1* и два фильтра низких частот первого порядка на ОУ *DA2*, *DA3*. Сумматор и активные фильтры включены последовательно. Если $R_5C_1 = R_6C_2$, то частота сопряжения $f_0 = 1/(2\pi R_5C_1) = 1/(2\pi R_6C_2)$.

Асимптоты имеют наклон 40 дБ/дек (рис. 6.26, *д*, *е*, *ж*). В подобном сложном фильтре удается одновременно реализовать фильтры низких и высоких частот, а также полосовой фильтр, который имеет сравнительно низкую чувствительность к отклонениям параметров отдельных компонентов, что бывает важно при практической реализации избирательных устройств. Структура, близкая к разобранной, использована в микросхеме типа 284СС2.

В электронных цепях кроме рассмотренных используют *фазовые* фильтры. Они имеют не зависящий от частоты коэффициент передачи и пропорциональный ей фазовый сдвиг выходного сигнала. В качестве фазовых фильтров можно использовать фазосдвигающие устройства (рис. 6.14, *а*, *б*), работа которых рассмотрена ранее.

Наиболее важным его параметром является *групповое время задержки*, под ним понимают промежуток времени, на который сигнал задерживается фазовым фильтром: $t_{зад\ гр} = -d\varphi/d\omega$. Групповое время задержки в общем случае меняется при изменении частоты сигнала и зависит от порядка уравнения, характеризующего математическую модель фильтра.

§ 6.6. МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

С появлением дешевых малогабаритных интегральных усилителей электрических сигналов изменился подход к построению преобразователей, основанных на использовании различных физических явлений, в том числе и широко распространенных магнитных преобразователей. Оказалось целесообразнее, дешевле и проще требуемые характеристики магнитных преобразователей получать не за счет их конструктивного выполнения, а за счет введения электронного усилителя, охватывающего магнитный преобразователь цепью ОС или создающего эффекты введения в цепь отрицательных сопротивлений или проводимостей. Преобразователи сигналов, в состав которых входят магнитные и электронные компоненты, включенные так, что один или оба одновременно влияют на характеристики преобразования, называются *магнитоэлектронными*.

Применяя магнитоэлектронные преобразователи, можно создать высокодобротные индуктивности, высокоточные и высокостабильные преобразователи переменного тока и напряжения,

преобразователи постоянного тока и магнитных величин, а также различные датчики физических величин с индуктивными элементами. Они полезны при создании усилителей, у которых одна часть гальванически развязана от другой. Такие развязывающие усилители широко применяются в устройствах, малочувствительных к помехам типа «большое синфазное напряжение», и при обеспечении защиты от высоких разностей напряжений между входной и выходной цепями.

Основные приемы, используемые при построении магнитоэлектронных преобразователей, рассмотрим на конкретных примерах.

Схемы магнитоэлектронных катушек индуктивности приведены на рис. 6.27, *а—в*. Электронная часть в схемах рис. 6.27, *а*, *б* обеспечивает увеличение значения индуктивности L приблизительно в K раз, где K — коэффициент усиления усилителя. В схеме рис. 6.26, *в* с помощью усилителей с единичным коэффициентом усиления по напряжению компенсируется активное сопротивление провода катушки индуктивности L. Характерной особенностью магнитоэлектронной катушки индуктивности является то, что вместе с ней выполняется вторая обмотка *2*. С целью упрощения будем считать, что число ее витков равно числу витков катушки индуктивности L: $W_1 = W_2$. Для схем рис. 6.27, *в* это условие является

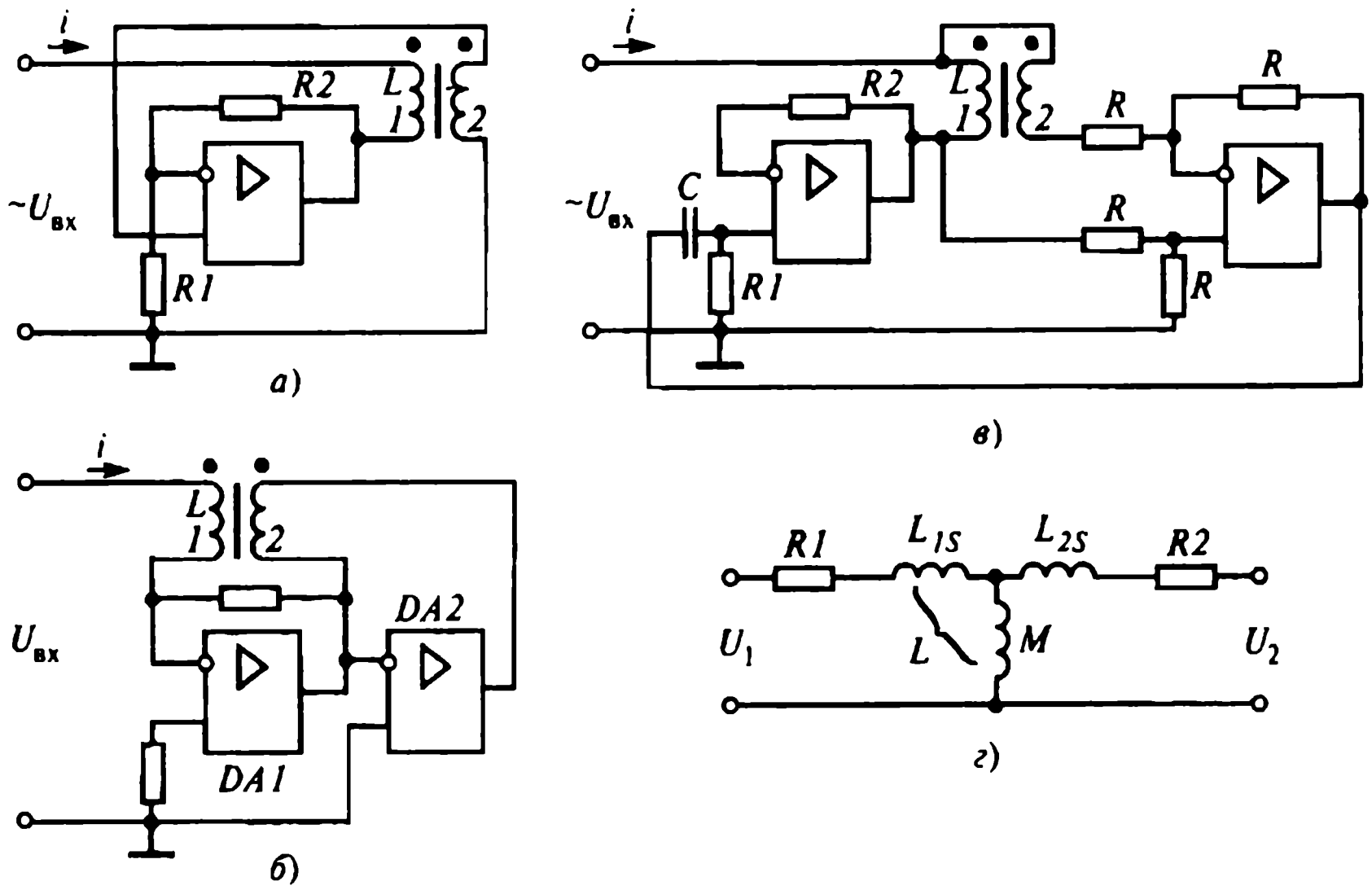


Рис. 6.27. Увеличение значения индуктивности за счет введения в цепь катушки напряжения (*а*); тока (*б*); компенсация активного сопротивления провода катушки (*в*); эквивалентная схема индуктивной части (*г*)

принципиально важным, для других (рис. 6.27, *а*, *б*) — может не выполняться.

Если обмотки *1* и *2* намотаны вместе и пронизываются одним магнитным потоком, то их индуктивности рассеивания L_{1S} и L_{2S} стремятся к нулю, а ЭДС обмотки *2* равна падению напряжения на индуктивности L ($L = M$). При $L_{1S} \neq 0$, $L_{2S} \neq 0$ ЭДС обмотки *2* равна падению напряжения на взаимоиндуктивности M. В схемах рис. 6.27—6.29 дополнительная обмотка *2* подключена к электронным узлам, имеющим настолько большое входное сопротивление, что можно пренебречь создаваемой ими нагрузкой и считать, что U_2 равно падению напряжения на взаимоиндуктивности M.

При учете этого для цепи рис. 6.27, *а* справедливо уравнение

$$\dot{U}_{вх} - K_u \dot{I}\, j\omega M = I[R_1 + j\omega(L_{1S} + M)], \qquad (6.126)$$

где K_u — коэффициент усиления усилителя; R_1 — сопротивление провода обмотки *1*. Отсюда

$$\dot{U}_{вх} / I = R_1 + j\omega[L_{1S} + (1 + K_u)M]. \qquad (6.127)$$

Из (6.127) видно, что электронный усилитель увеличивает в $(1 + K_u)$ раз взаимоиндуктивность M, которая в первом прибли-

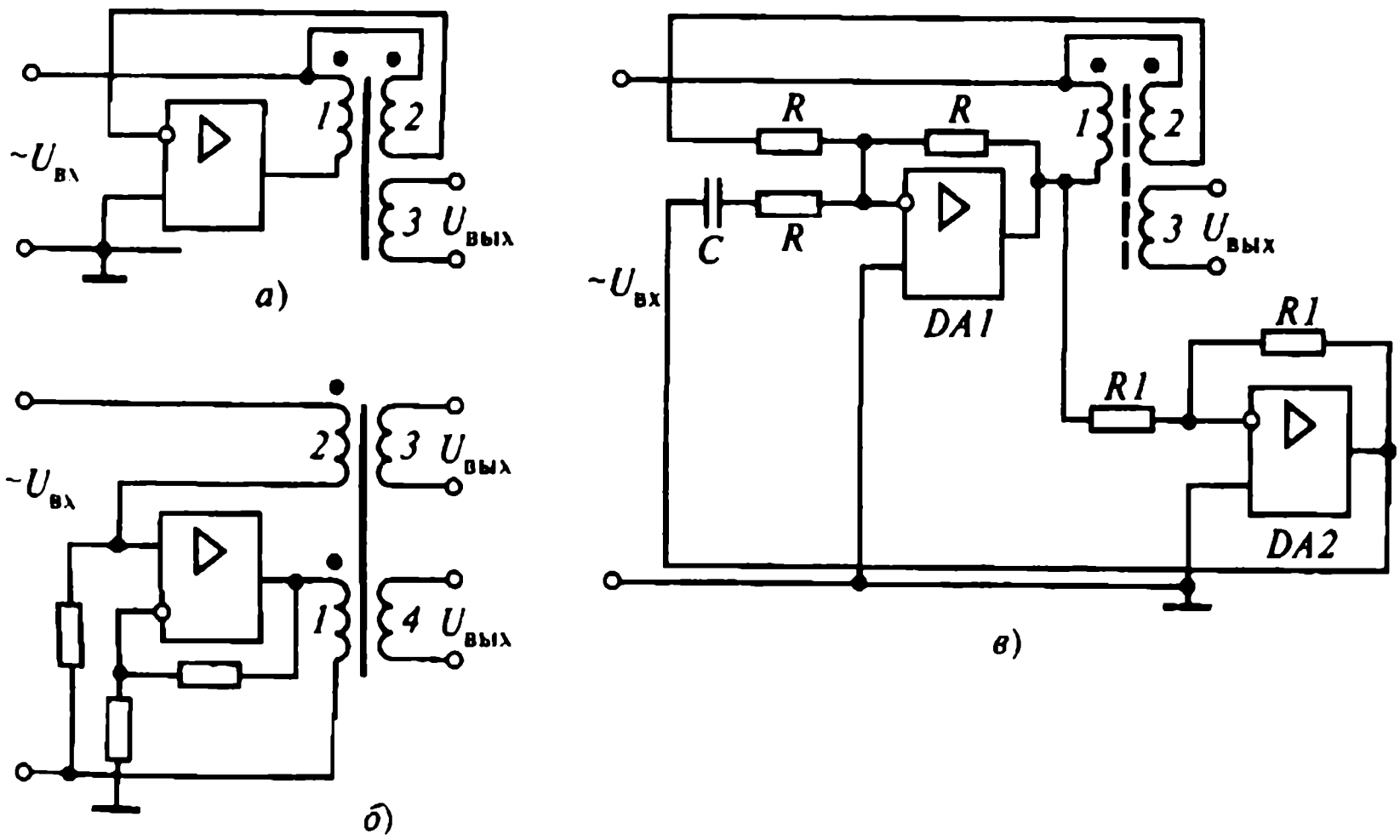


Рис. 6.28. Магнитоэлектронные трансформаторы напряжения:
а — с повышенной точностью передачи; *б* — с высоким входным сопротивлением; *в* — с условно-устойчивым усилителем

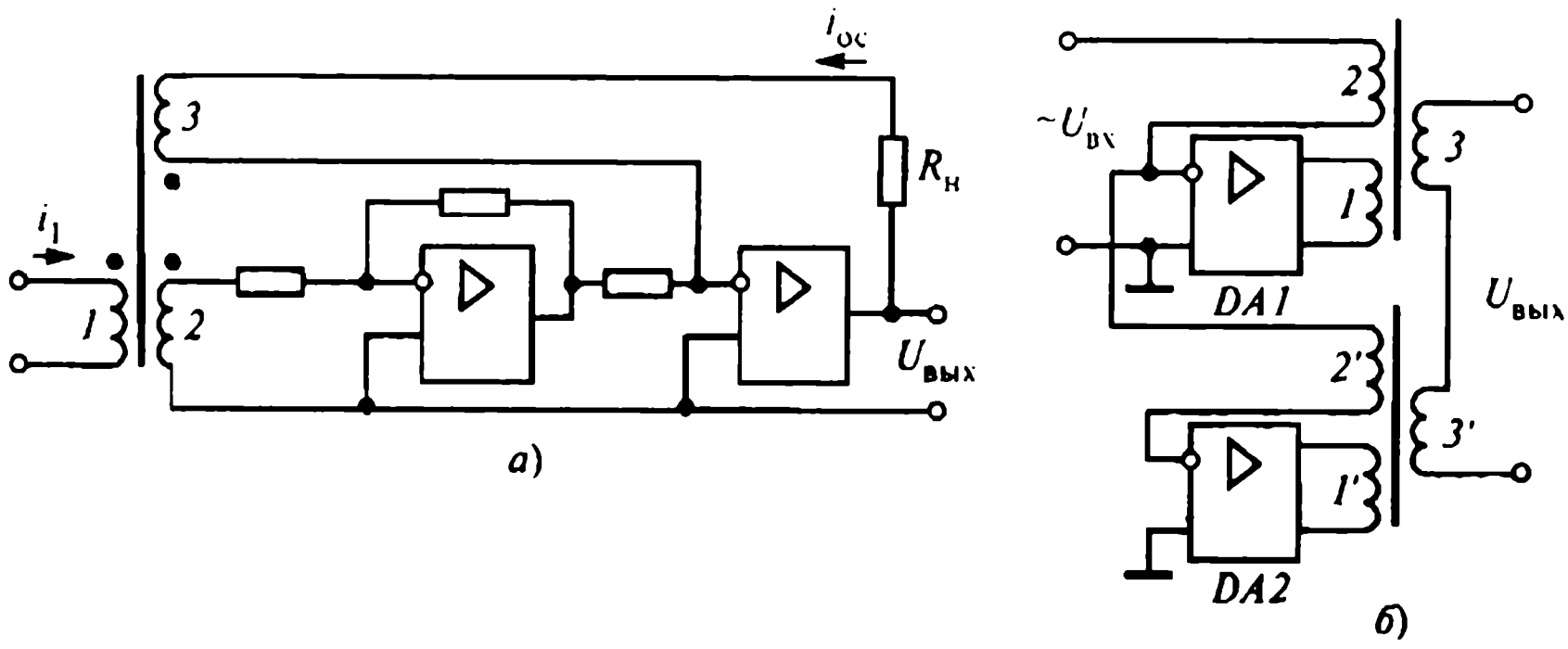


Рис. 6.29. Магнитоэлектронный преобразователь тока (*а*); трансформатор напряжения, имеющий повышенную точность (*б*)

жении равна индуктивности L. Это происходит потому, что напряжение усилителя, точно повторяющее падение напряжения на взаимоиндуктивности, вычитается из входного напряжения. Соответственно ток катушки индуктивности уменьшается, как было бы в случае, если бы вследствие увеличения ее числа витков индуктивность повысили в $(1 + K_u)$ раз. Максимальное значение K_u, при котором сохраняется устойчивость, зависит от частотной характеристики усилителя и внутреннего сопротивления цепи, к которой подключена катушка. Для большинства случаев K_u находится в пределах $50...10^3$.

Аналогично рассмотренному работает схема рис. 6.27, *б*. Ее отличие заключается в том, что дополнительный сигнал, меняющий параметры катушки индуктивности для источника сигнала $U_{вх}$, введен в обмотку *2* в виде тока, повторяющего по форме ток катушки L. Усилители *DA1* и *DA2*, включенные преобразователями ток—напряжение и напряжение—ток, можно рассматривать как усилитель тока с коэффициентом усиления по току K_i и входным сопротивлением $R_у$. С учетом того, что ток обмотки *2* создает на взаимоиндуктивности M дополнительное падение напряжения $K_i \dot{I}\, j\omega M$, для этой цепи можно записать уравнение

$$\dot{U}_{вх} = \dot{I}\{R_1 + R_у + j\omega[L_{1S} + (1 + K_i)M]\}, \qquad (6.128)$$

откуда

$$\dot{U}_{вх} / \dot{I} = (R_1 + R_у) + j\omega[L_{1S} + (1 + K_i)M]. \qquad (6.129)$$

Из (6.129) видно, что при $R_у \to 0$ и $|K_i| = |K_u|$ схемы рис. 6.27, *а*, *б*, полностью эквивалентны по параметрам.

В них благодаря введению электронной части в K раз увеличились значения индуктивности и добротности и появилась возможность плавно регулировать значение индуктивности с помощью изменения коэффициента усиления усилителей.

В схеме рис. 6.27, *в* усилители *DA1*, *DA2* выполняют роль конвертора отрицательного сопротивления (КОС), так как в цепь выхода *DA1* вводится дополнительное напряжение, равное падению напряжения на активном сопротивлении провода R_1 и индуктивности рассеивания L_{1S} и имеющее противоположный знак. Результирующее падение напряжения на этих элементах равно нулю с точки зрения входного сигнала. Поэтому если выходное сопротивление ОУ *DA1* стремится к нулю, то у катушки индуктивности можно получить большую добротность. Усилитель *DA2* с $K_{u2} = 1$ и дифференциальным высокоомным входом выделяет падение напряжения на сопротивлении $\underline{Z} = (R_1 + j\omega L_{1S})$. Для этого его входы соединены с включенными встречно обмотками *1* и *2*. ОУ *DA1* имеет единичный коэффициент усиления K_{u1} и малое выходное сопротивление $R_{вых}$. Его выходное напряжение включено последовательно с входным:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{I}(R_1 + R_{вых} + j\omega L) - K_{u1}K_{u2}(R_1 + j\omega L_{1S}), \qquad (6.130)$$

где $L = L_{1S} + M$.

При $K_{u1}K_{u2} = 1$

$$\dot{U}_{вх} / \dot{I} = R_{вых} + j\omega M; \qquad (6.131)$$

$$Q = \omega M / R_{вых}. \qquad (6.132)$$

Используя усилители с выходным сопротивлением в сотые — тысячные доли ом, можно получить катушки индуктивности, имеющие значения добротности, которых нельзя достигнуть технологическим путем. Важными преимуществами схемы рис. 6.27, *в* являются абсолютная устойчивость и хорошие частотные характеристики у усилителей с единичным усилением. Этот прием компенсации активного сопротивления провода обмотки можно использовать для любых индуктивных компонентов и их любых обмоток. Следует отметить, что потери в ферромагнитных магнитопроводах с помощью рассмотренных схем не устраняются.

Магнитоэлектронные трансформаторы напряжения приведены на рис. 6.28, *а—в*. В них использовано то свойство трансформатора, что ЭДС его вторичных обмоток относятся между собой как числа их витков. Поэтому если ЭДС обмотки *2*, имеющей то

же число витков, что и обмотка *1*, равна входному напряжению, то ЭДС всех остальных обмоток будут пропорциональны входному сигналу. Причем коэффициент пропорциональности равен отношению чисел витков и не меняется при изменении параметров магнитопровода и активных сопротивлений обмоток. Если падение напряжения на взаимоиндуктивности M (рис. 6.27, *г*) равно $U_{вх}$, то ЭДС всех вторичных обмоток строго пропорциональна входному сигналу. Так как числа витков обмоток *1* и *2* равны, то эквивалентная схема рис. 6.27, *г* справедлива для этого случая. Причем учет других вторичных обмоток можно выполнить подключая к взаимоиндуктивности M их приведенные активные сопротивления и индуктивности рассеивания.

В схеме рис. 6.28, *а* из входного напряжения $U_{вх}$ вычитается падение напряжения на взаимоиндуктивности M, равное ЭДС обмотки *2*. Оно подается на вход усилителя и равно

$$U_{вх\,у} = U_{вх} - U_M = U_{вх}\left(1 - \frac{j\omega M}{R_1 + j\omega L}\right). \qquad (6.133)$$

После усиления в K_u раз это напряжение прикладывается к обмотке *1*, увеличивая приложенное напряжение до значения $(U_{вх} + K_u U_{вх\,у})$.

Следовательно, падение напряжения на взаимоиндуктивности M

$$U_M = (U_{вх} + K_u U_{вх\,у})\frac{j\omega M}{R_1 + j\omega L} = \qquad (6.134)$$

$$= U_{вх}\frac{j\omega M}{j\omega M + (R_1 + j\omega L_{1S})/(1 + K_u)}.$$

Из (6.134) видно, что при $K_u \to \infty$ и $U_M = U_{вх}$ погрешности преобразования напряжения практически отсутствуют. На практике устойчивая работа цепи обеспечивается при $K_u < 100...200$ и соответственно влияние активного сопротивления обмотки и сопротивления индуктивности рассеивания уменьшается только в 100...200 раз. Поэтому при необходимости повысить точность следует применять комбинацию схем рис. 6.27, *в* и 6.28, *а*.

Входное сопротивление такого магнитоэлектронного преобразователя равно его индуктивному сопротивлению: $\underline{Z}_{вх} = j\omega L$. Поэтому данную цепь можно также использовать как катушку индуктивности.

При необходимости обеспечить точное преобразование напряжения с высоким входным сопротивлением можно использовать схему рис. 6.28, *б*. В ней входное сопротивление магнитоэлектронного преобразователя благодаря последовательной ОС больше входного сопротивления усилителя в $1 + K_u$ раз. Это происходит вследствие того, что почти все входное напряжение уравновешивается ЭДС обмотки *2*.

Недостатком обеих рассмотренных схем являются трудности с обеспечением устойчивости при больших коэффициентах усиления. Их можно существенно уменьшить, применяя условно устойчивые электронные усилители (рис. 6.28, *в*). В этой схеме усилители с единичными коэффициентами усиления охвачены 100%-ной положительной ОС и сохраняют устойчивость только в составе всей цепи. Если отключить обмотку *2*, устойчивость будет потеряна и усилители возбудятся. Поэтому их называют условно устойчивыми. При выполнении условия

$$\frac{\omega M}{R_1 + R_{\text{вых у}}} > RC \qquad (6.135)$$

($R_{\text{вых у}}$ — выходное сопротивление усилителя) цепь будет абсолютно устойчива, несмотря на то что эквивалентный K_u усилителя со 100%-ной положительной ОС имеет большое значение. Это обусловлено тем, что глубина отрицательной ОС, вводимой с обмотки *2*, больше глубины положительной ОС. Хорошие частотные характеристики усилителей с единичным коэффициентом усиления позволяют при использовании данной схемы создавать высококачественные устройства без тщательного подбора и коррекции характеристик активных компонентов.

На рис. 6.29, *а* приведена схема магнитоэлектронного трансформатора тока, который может работать как преобразователь ток—напряжение. Принцип его работы тот же, что и у трансформатора тока. Преобразуемый ток i_1 создает намагничивающую силу $i_1 W_1$, которая индуцирует ЭДС в обмотке *2*. Эта ЭДС после усиления электронным усилителем создает встречно направленную намагничивающую силу $i_3 W_3$. В итоге в магнитной системе в любой момент времени действует намагничивающая сила

$$i_0 W_1 = i_1 W_1 - i_3 W_3, \qquad (6.136)$$

которая индуцирует в обмотке *2* ЭДС

$$e_2 = A i_0 W_2, \qquad (6.137)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

Ток на выходе усилителя с высоким выходным сопротивлением

$$i_3 = K_u\, e_2/R_{\text{вых}} = K_u\, A i_0 W_2/R_{\text{вых}}. \qquad (6.138)$$

Так как $i_1 W_1$ порождает намагничивающую силу $i_3 W_3$, то в любом случае $i_1 W_1 \geq i_3 W_3$. Следовательно,

$$i_3 \leq i_1 W_1/W_3. \qquad (6.139)$$

При увеличении коэффициента усиления усилителя K_u ток i_3 увеличивается, но значение его не может быть выше $i_1 W_1/W_3$. Это говорит о том, что увеличение K_u приводит к уменьшению i_0 и при $K_u \to \infty$ намагничивающий ток i_0 стремится к нулю. При $i_0 \to 0$ выражение для намагничивающих сил преобразуется к виду

$$i_1/i_3 = W_3/W_1. \qquad (6.140)$$

Таким образом, коэффициент преобразования тока в магнитоэлектронном преобразователе не зависит от параметров магнитной системы и сопротивлений обмоток, а определяется только отношением чисел соответствующих витков. Если последовательно с обмоткой *3* включить активное сопротивление $R_н$ и измерять на нем падение напряжения $U_R = U_{\text{вых}} = i_3 R_н$, то получим преобразователь ток—напряжение.

Если требуется получить параметры, которые единичный магнитоэлектронный преобразователь обеспечить не в состоянии, то следует применять структурные методы повышения точности, рассмотренные в § 6.1. В этом случае обычно не требуется вводить специальные обратные преобразователи, так как их роль может выполнить дополнительная обмотка с соответствующим числом витков. Не представляет труда и точное суммирование напряжений.

На рис. 6.29, *б* приведена схема точного магнитоэлектронного трансформатора напряжения, выполненного по структурной схеме рис. 6.7, *а*. В нем роль обмотки ОС и обратного преобразователя выполняет обмотка *2*. На входе усилителя *DA1* имеется сигнал погрешности преобразования, который усиливается вторым каналом, идентичным первому. Суммирование сигнала погрешности с обмотки *3* с основным сигналом, снимаемым с обмотки *3*, осуществляется последовательным соединением этих обмоток. Подобный сумматор предельно прост и не имеет погрешностей, присущих электронным устройствам. Увеличивая количество каналов, можно создать прецизионные трансформаторы. Аналогично рассмотренному выполняются прецизионные трансформаторы тока.

Рассмотренные схемы имеют общий принцип: с помощью соответствующего включения дополнительной обмотки, аналогичной основной и работающей на холостом ходу, выделяется сигнал погрешности преобразования. Он преобразуется электронной частью и вводится в цепь индуктивного компонента в виде или дополнительного напряжения, или тока, уменьшающих значение погрешности интересующего параметра. При этом используются или обратная связь, или КОС, или конверторы отрицательной проводимости (не рассмотрены).

При создании конкретных устройств используются как отдельные из рассмотренных приемов, так и их комбинации. В низкочастотных преобразователях широко применяют ОУ вместе с мощными выходными бестрансформаторными каскадами. При этом стремятся не применять разделительные конденсаторы, особенно во входной и выходной цепях. В схемах с условно устойчивыми усилителями необходимо иметь один разделительный конденсатор. Предпочтение следует отдавать тем схемам с ОС, где дополнительный сигнал вводится в форме тока в связи с их лучшей устойчивостью. При создании широкополосных преобразователей лучшие результаты дает применение КОС или комбинированное сочетание КОС и ОС.

В качестве индуктивных компонентов магнитоэлектронных устройств могут быть использованы катушки индуктивности и трансформаторы из микропровода, а также индуктивные элементы, выполненные по интегральной технологии. Это открывает возможность их микроминиатюризации и автоматизации производства.

§ 6.7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

К нелинейным преобразователям электрических сигналов обычно относят усилители с нелинейной амплитудной характеристикой (логарифмирующие, антилогарифмирующие, с квадратичной амплитудной характеристикой, ограничители); аналоговые умножители и делители сигналов; аналоговые устройства, выполняющие математические операции (возведение в степень, извлечение корней, вычисление тригонометрических функций, длин векторов и пр.); детекторы.

Усилители с *нелинейной амплитудной характеристикой* получают или за счет использования естественной нелинейности вольт-амперных характеристик отдельных компонентов, например p-n-переходов, включенных в прямом направлении, или за счет аппроксимации интересующей характеристики ломаными линиями. Последняя обычно выполняется с помощью группы диодов,

каждый из которых заперт своим напряжением и отпирается только после его превышения входным сигналом. Такую аппроксимацию иногда относят к числу кусочно-линейных, хотя в действительности она кусочно-нелинейная.

Нелинейные компоненты устанавливают в цепях преобразования сигнала или в обратной связи.

Логарифмирующие усилители приведены на рис. 6.30, *а*, *б*. В них функции нелинейного элемента выполняет транзистор, у которого режим работы выбран так, что вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода близка к логарифмической. Связь между напряжением $U_{ЭБ}$ и током эмиттера имеет вид (см. (2.42))

$$U_{ЭБ} = \varphi_T \ln N\, I_Э / I_{ЭБО}, \tag{6.141}$$

где $I_Э = -U_{вх}/R$ — ток эмиттерного перехода; $I_{ЭБО}$ — обратный ток эмиттерного перехода; N — коэффициент пропорциональности. Напряжение $U_{ЭБ}$, которое является выходным, в схеме, представленной на рис. 6.30, *а*, определяют из выражения

$$\begin{aligned} U_{вых} &= -\varphi_T \ln[N\, U_{вх}/(RI_{ЭБО})] = \\ &= -\varphi_T \ln[N\, U_{вх}/R] + \varphi_T \ln I_{ЭБО}. \end{aligned} \tag{6.142}$$

Если членом $\varphi_T \ln I_{ЭБО}$ можно пренебречь, то выходное напряжение будет логарифмом входного. Качество такого преобразования зависит от характеристики нелинейного элемента. В пределах 4...6 декад характеристика p-n-перехода хорошо соответствует логарифмической функции, особенно если используют транзистор, имеющий переход с барьером Шоттки. Аналогичные уравнения справедливы и для схемы, показанной на рис. 6.30, *б*.

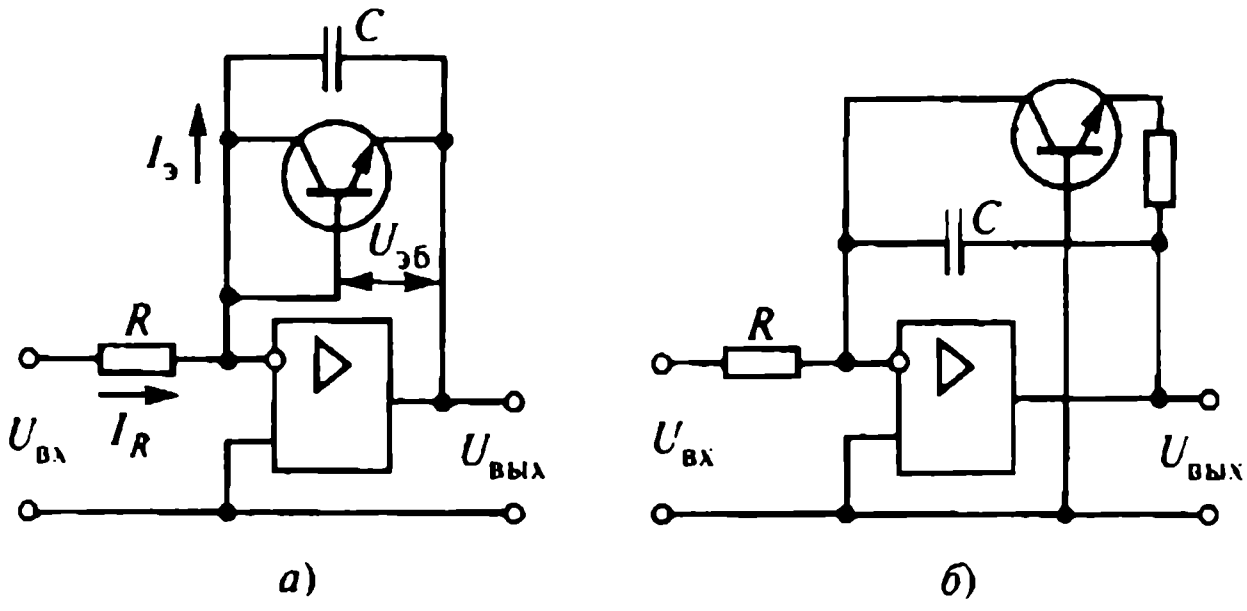


Рис. 6.30. Схемы логарифмирующих усилителей на ОУ

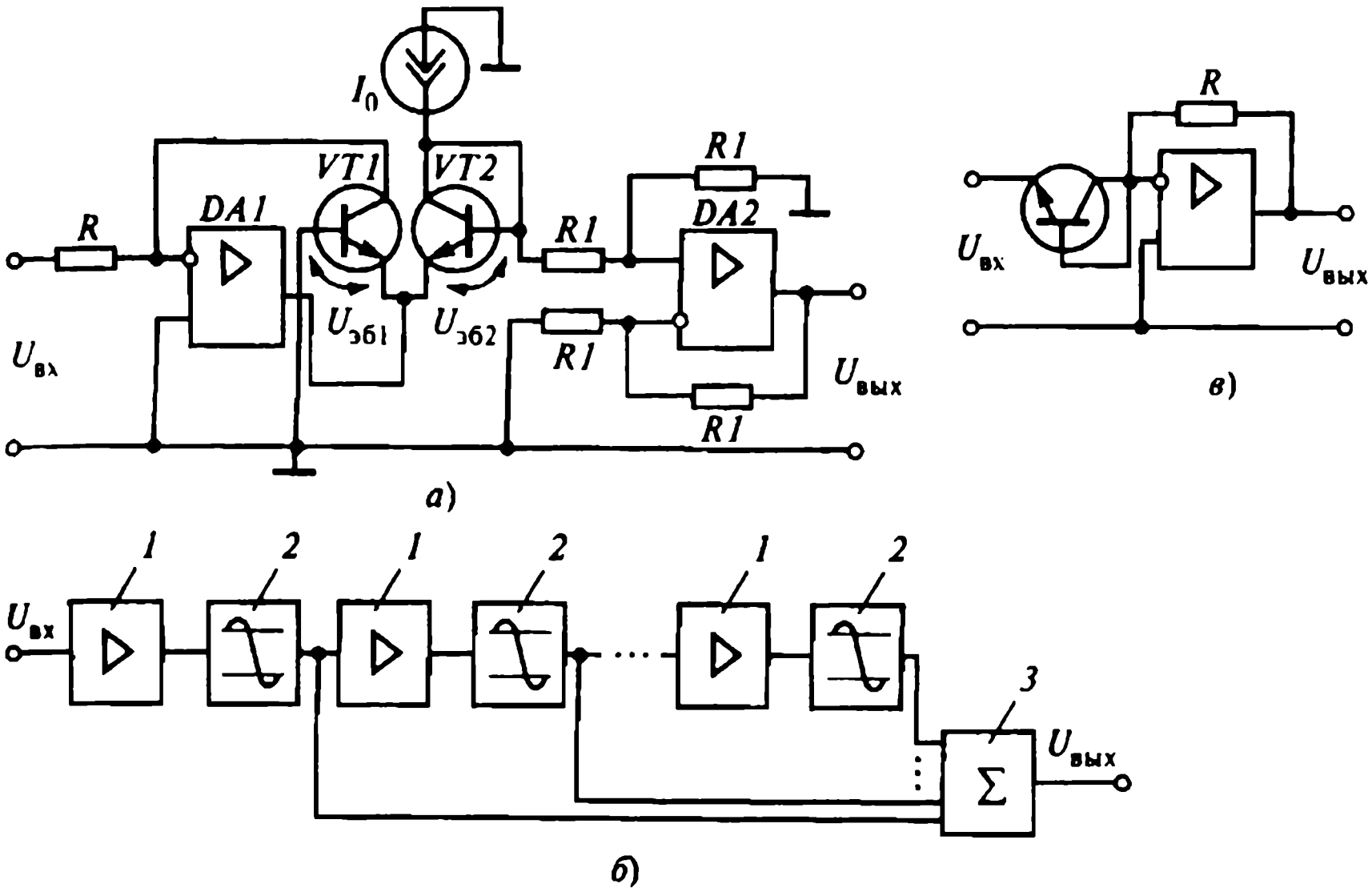


Рис. 6.31. Усилители:
а — логарифмирующий с повышенной точностью; *б* — логарифмирующий с многоканальным суммированием; *в* — антилогарифмирующий усилитель

Конденсатор *C* устанавливается для уменьшения наводок при работе схемы с медленно изменяющимися сигналами. Усилители хорошо работают при токах $I_Э \approx 10^{-9}...10^{-4}$ А и имеют погрешность 3...25% (при неизменной температуре окружающей среды). Температурная погрешность порядка нескольких процентов на градус.

Для ее уменьшения рекомендуется использовать два идентичных транзистора с одинаковыми токами $I_{ЭБО}$, включенных так, что выходным сигналом служит разность их напряжений $U_{ЭБ}$. Через один транзистор протекает заданный постоянный ток, а ток другого зависит от входного сигнала. Эта идея реализована в схеме рис. 6.31. В ней ток транзистора *VT1* зависит от $U_{вх}$, а напряжение $U_{ЭБ1}$ определяют из (6.142). Напряжение $U_{ЭБ2}$ транзистора *VT2* находят из (6.141):

$$U_{ЭБ2} = -\varphi_T \ln N I_0 + \varphi_T \ln I_{ЭБО}. \qquad (6.143)$$

ОУ *DA2*, включенный с дифференциальным входом, усиливает разность напряжений $U_{ЭБ2}$ и $U_{ЭБ1}$, которая равна

$$U_{вых} = U_{эб2} - U_{эб1} = \varphi_T \ln \frac{U_{вх}}{R I_0}. \qquad (6.144)$$

Как видно из (6.144), при хорошем подборе транзисторов *VT1* и *VT2* погрешность логарифмирующего усилителя зависит от стабильности тока I_0 и мало меняется при температурных изменениях параметров транзисторов.

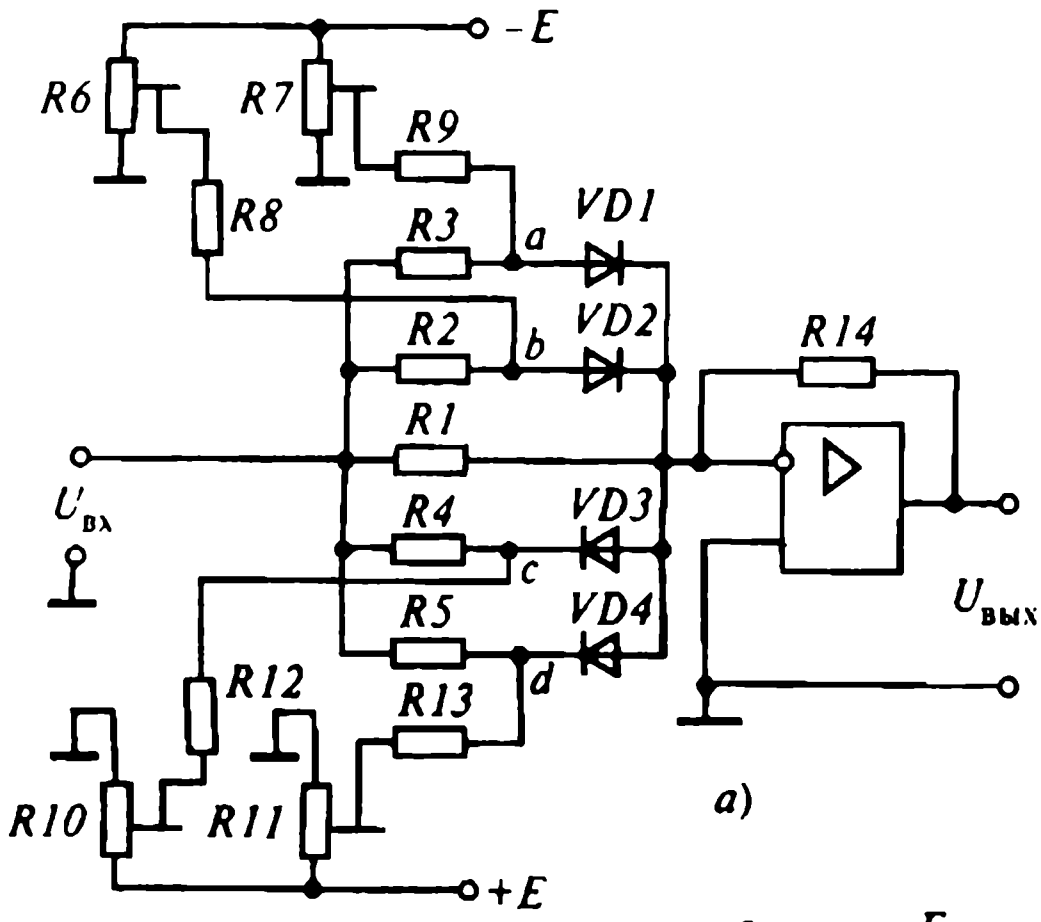
При использовании подобранной по параметрам пары интегральных транзисторов температурная погрешность обычно не превышает долей процента на градус (>0,3%/град).

Рассмотренные логарифмирующие усилители удовлетворительно работают при малой частоте входного напряжения. В диапазоне повышенных частот их параметры существенно ухудшаются из-за того, что частотная и фазовая характеристики ОУ меняются при изменениях глубины ОС. Поэтому в диапазоне высоких частот предпочтение отдают структурам с многоканальным суммированием (рис. 6.31, *б*). В них используется *n* усилителей *1* с коэффициентом усиления *K* и двусторонними ограничителями *2*. Сигналы выходов отдельных усилителей суммируются в сумматоре *3*. При увеличении входного напряжения сигналы, подаваемые на сумматор с выходов отдельных усилителей, перестают меняться по достижении уровней их ограничения. В дальнейшем в формировании выходного напряжения участвуют только те усилители, выходное напряжение которых не достигло уровня ограничения. В подобных структурах обеспечивается получение высокой стабильности амплитудно- и фазо-частотных характеристик и удается получить расширенный динамический диапазон.

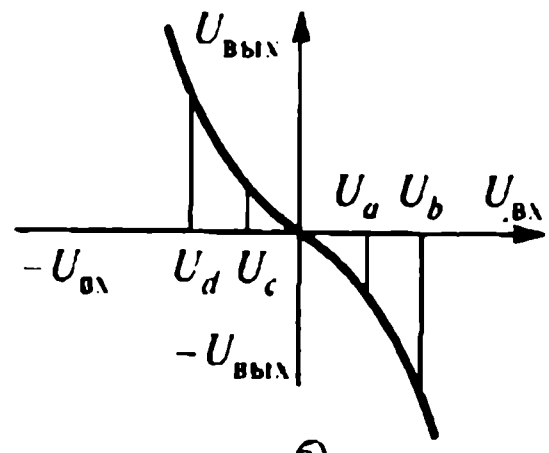
Логарифмирующие усилители используют при большом диапазоне изменения входных сигналов и построении устройств, выполняющих математические операции.

Антилогарифмирующие усилители получают путем изменения положения нелинейного элемента и включения его вместо резистора *R* (рис. 6.31, *в*). В этом вид амплитудной характеристики полностью определяется параметрами нелинейного элемента.

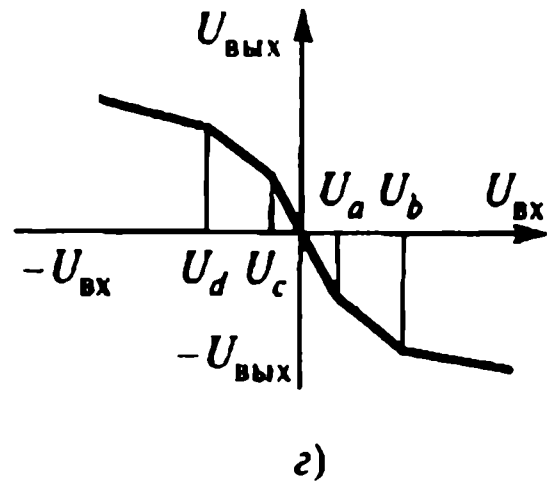
Функциональные усилители выполняют с использованием кусочно-линейной аппроксимации, точность которой зависит от количества аппроксимирующих отрезков. Для ее реализации обычно используются диоды, которые отпираются по мере того, как входной сигнал становится больше поданных запирающих напряжений. При этом меняются коэффициент усиления усилителя и его амплитудная характеристика. Вид ее зависит от места включения диодов. Если они включены на входе усилителя (рис. 6.32, *а*), то можно получить характеристики вида рис. 6.32, *б*. При введении их в состав сопротивления ОС (рис. 6.32, *в*) характеристика имеет вид рис. 6.32, *г*. Принцип работы обеих схем одинаков. При малом входном напряжении все диоды заперты и коэффициенты усиления усилителей рис. 6.32, *а*, *в* соответствен-



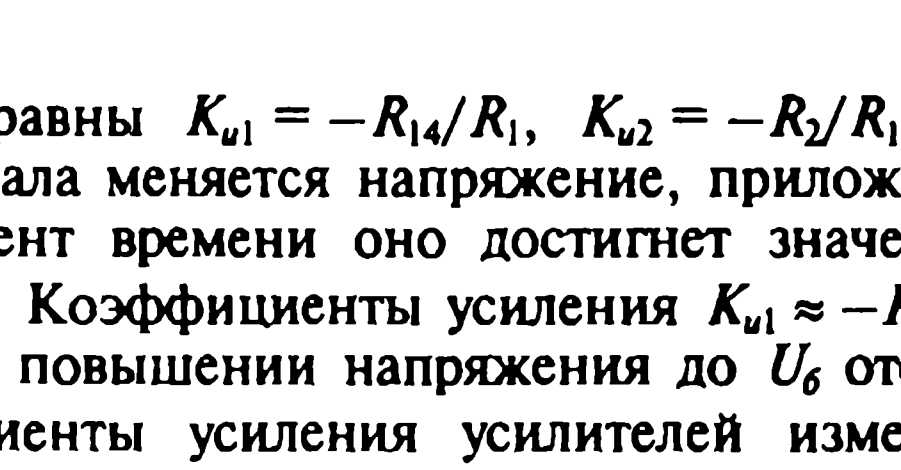
а)



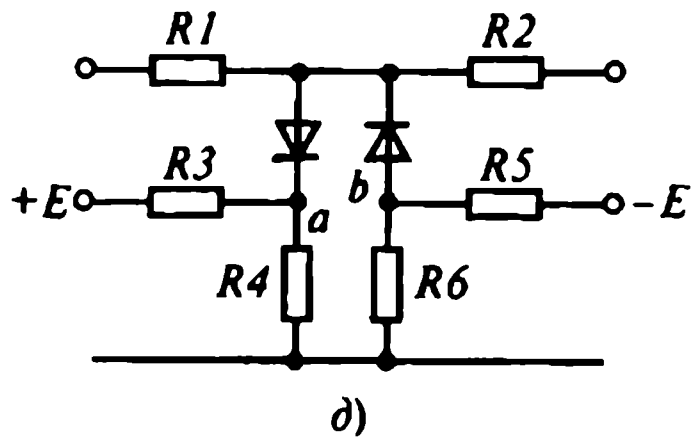
б)



г)



в)



д)

Рис. 6.32. Функциональные усилители с кусочно-линейной аппроксимацией (*а*, *в*) и их амплитудные характеристики (*б*, *г*); параллельное включение диодов, изменяющих коэффициент усиления усилителя (*д*)

но равны $K_{u1} = -R_{14}/R_1$, $K_{u2} = -R_2/R_1$. При изменении входного сигнала меняется напряжение, приложенное к диодам. В какой-то момент времени оно достигнет значения U_a и отопрутся диоды *VD1*. Коэффициенты усиления $K_{u1} \approx -R_{14}/(R_1 \| R_3)$, $K_{u2} \approx -(R_2 \| R_4)/R_1$. При повышении напряжения до $U_б$ отопрутся диоды *VD2* и коэффициенты усиления усилителей изменятся: $K_{u1} \approx -R_{14}/(R_1 \| R_2 \| R_3)$,

$K_{u2} \approx -(R_2 || R_3 || R_4)/R_1$. Аналогичное происходит при другой полярности входного сигнала, когда открываются диоды *VD3*, *VD4*. Точность аппроксимации и вид характеристики зависят от количества диодных цепочек, характеризующих число линейных участков, и от точности установки запирающих напряжений на диодах. Так, при создании наиболее распространенных функциональных усилителей с квадратичной характеристикой $U_{вых} = KU_{вх}^2$ приведенную погрешность аппроксимации можно получить менее 0,1% при наличии на характеристике десяти точек излома.

Иногда применяют схемы, в которых диоды, изменяющие значение сопротивлений, включены параллельно (рис. 6.32, *д*). Это эквивалентное решение, которое не меняет принципа работы схем.

При создании прецизионных функциональных усилителей необходимо принимать меры для компенсации температурных изменений параметров диодов. Для этого в простейших случаях меняют запирающее напряжение, приложенное к диодам в соответствии с изменением их контактной разности потенциалов. Чаще всего используют параметрическую компенсацию, при которой запирающее напряжение подключают через дополнительные диоды, включенные в прямом направлении. В связи с одинаковыми изменениями их параметров при колебаниях температуры окружающей среды при таком включении удается существенно уменьшить смещения точек излома характеристик.

В некоторых случаях погрешности диодов устраняют с помощью ОУ, применяя прецизионные ограничители. Однако использование вместо диода самостоятельного электронного блока существенно усложняет и удорожает все устройство.

Функциональные преобразователи применяют: при линеаризации характеристик нелинейных устройств и особенно датчиков (линеаризаторы); в приборах, измеряющих действующие значения напряжений или токов (квадратичные детекторы); при выполнении математических операций возведения в квадрат, извлечения корня, умножения двух напряжений и пр.

Амплитудными ограничителями или просто ограничителями называются функциональные преобразователи, у которых выходное напряжение по форме совпадает с входным до определенного значения, называемого уровнем ограничения, а по достижении его остается неизменным. Различают ограничение по максимуму («сверху»), по минимуму («снизу») и двустороннее (рис. 6.33, *а—в*).

Основными требованиями, предъявляемыми к ограничителям, являются стабильность положения точки излома передаточной характеристики, стабильность уровней ограничения и малые частотные искажения.

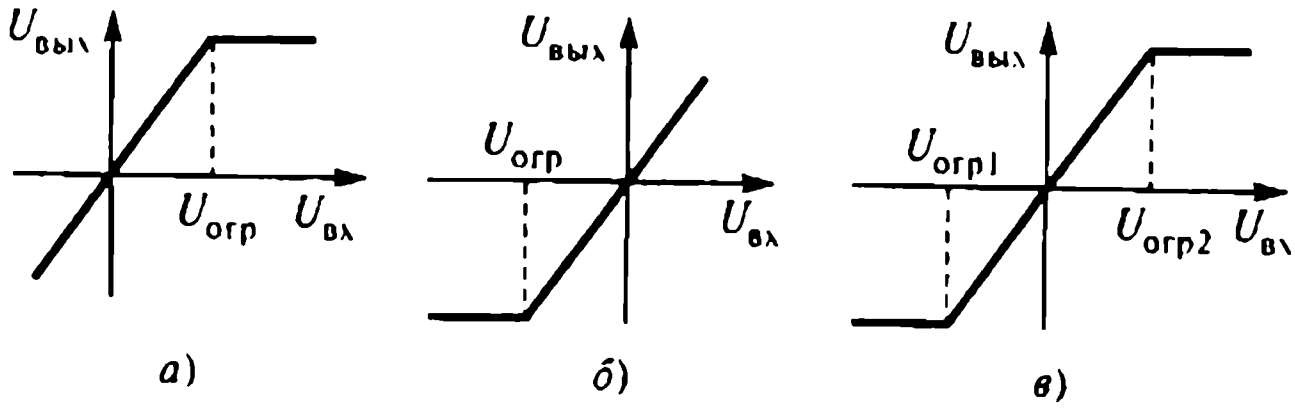


Рис. 6.33. Вольт-амперные характеристики ограничителей:
а — ограничение по максимуму; *б* — ограничение по минимуму; *в* — двустороннее ограничение

Различают ограничители на пассивных компонентах и усилители-ограничители.

Ограничители на пассивных компонентах выполняют с использованием диодов и стабилитронов. В зависимости от способа включения их подразделяют на схемы с последовательным и параллельным включением нелинейного элемента.

Ограничители с *последовательным* включением диода могут производить как ограничения снизу, сверху, так и двустороннее. Схемы ограничителей и временные диаграммы показаны на рис. 6.34. Работа цепей, ограничивающих сигналы, основана на нелинейности вольт-амперной характеристик диода. В открытом

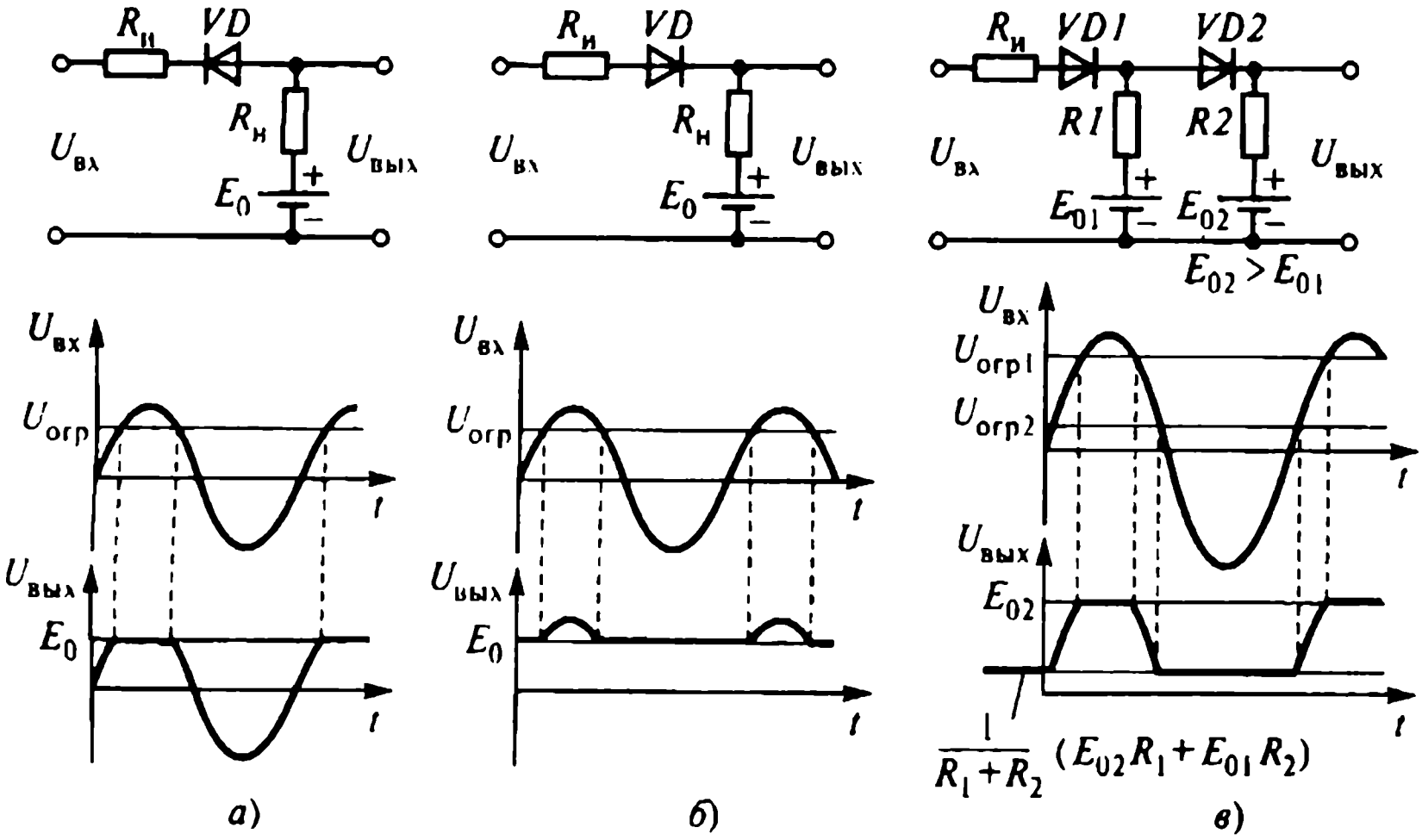


Рис. 6.34. Принципиальные схемы и диаграммы напряжений ограничителей с последовательным включением диода:
а — ограничение сверху; *б* — ограничение снизу; *в* — двустороннее ограничение

состоянии диод подключает нагрузку к источнику сигнала, а в закрытом — отключает ее. При открытом состоянии диода выходное напряжение определяется коэффициентом передачи. Для схем одностороннего ограничения

$$K_{пр} = R_н/(R_н + R_{отк} + R_и), \qquad (6.145)$$

где $R_и$ и $R_{отк}$ — внутреннее и прямое сопротивление источника сигнала и диода.

При $R_{отк} + R_и << R_н$ $K_{пр} \approx 1$. В закрытом состоянии коэффициент передачи при $E_0 = 0$

$$K_{огр} = R_н/(R_н + R_и + R_{зак}), \qquad (6.146)$$

где $R_{зак}$ — обратное сопротивление диода в закрытом состоянии.

Так, при $R_{зак} >> R_н$, что обычно имеет место, $K_{огр} \approx 0$.

Из выражений (6.145) и (6.146) видно, что для повышения коэффициента передачи необходимо, чтобы $R_н >> R_и + R_{отк}$. Для получения меньшего напряжения в закрытом состоянии требуется выполнить условие $R_н << R_и + R_{зак}$.

Изменяя значения напряжений смещения E_0, можно менять уровень ограничения.

В ограничителях с *параллельным* включением диода (рис. 6.35) ограничение происходит в моменты времени, когда диод открыт. Все приращения входного напряжения, вызывающие изменения тока в цепи, падают на резисторе $R_{огр}$, который иногда называют балластным. Наличие $R_{огр}$ обязательно для схем с включением нелинейного элемента параллельно с нагрузкой.

Если $R_{огр} >> R_{отк}$, то при открытом диоде практически все приложенное напряжение падает на сопротивление $R_{огр}$. Коэффициент передачи в области ограничения (при открытом диоде и $E_0 = 0$) определяют из уравнения

$$K_{огр} = R_{н\,пр}/(R_и + R_{огр} + R_{н\,пр}), \qquad (6.147)$$

где $R_{н\,пр} = R_н || R_{отк}$; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

При закрытом диоде коэффициент передачи ограничителя равен

$$K_{пр} = R_{н\,обр}/(R_и + R_{н\,обр} + R_{огр}), \qquad (6.148)$$

где $R_{н\,обр} = R_н || R_{зак}$.

Часто с достаточной точностью можно считать, что $R_н \approx R_{н\,обр}$.

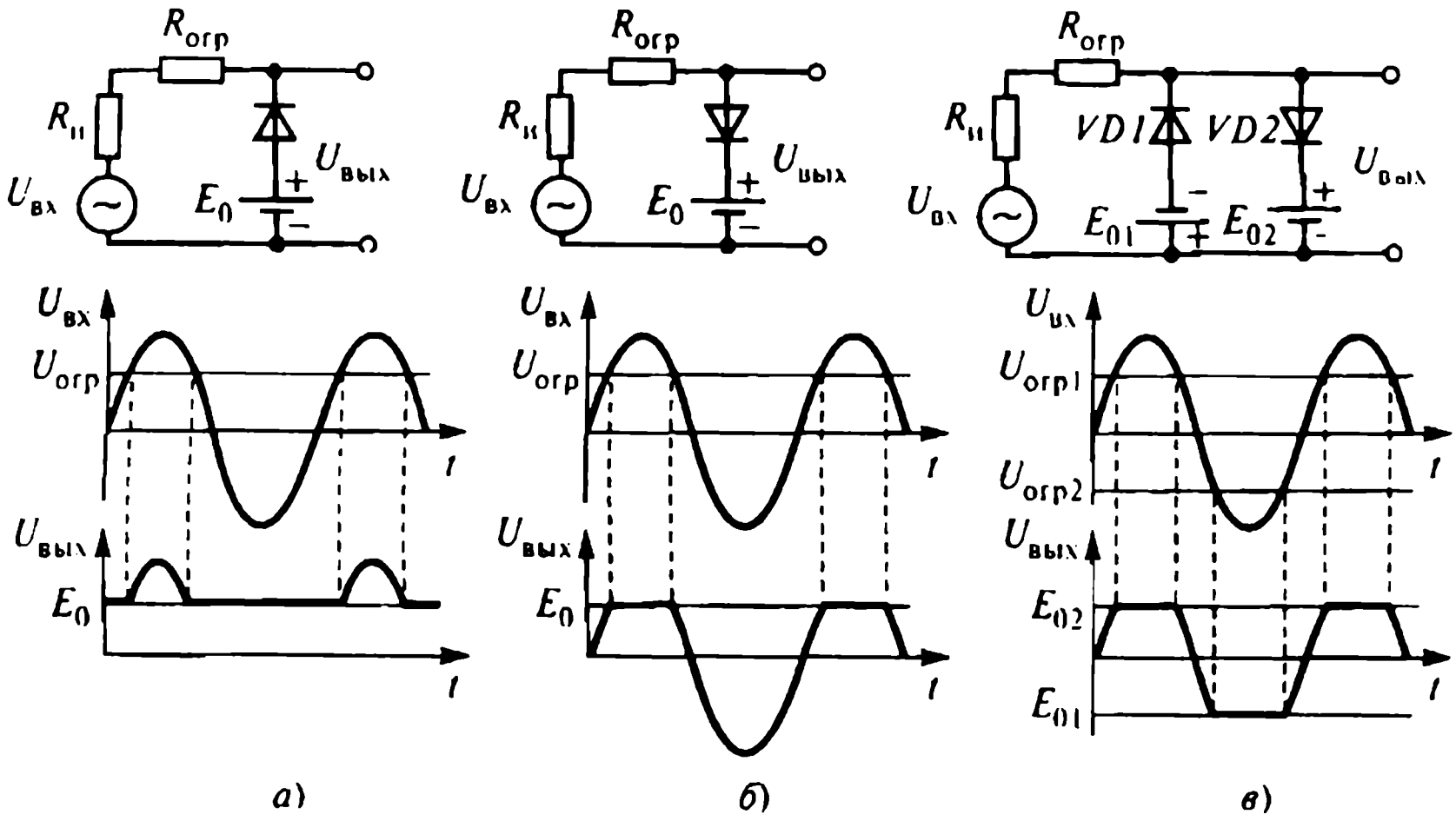


Рис. 6.35. Принципиальные схемы и диаграммы напряжений ограничителей с параллельным включением диода:

а — ограничение снизу; *б* — ограничение сверху; *в* — двустороннее ограничение

Чтобы приблизить коэффициент передачи в режиме ограничения к нулю, а в режиме пропускания — к единице, параметры элементов ограничителя необходимо выбирать из условий $R_н >> R_{отк}$; $R_н >> R_и + R_{огр}$.

Уровень ограничения изменяется в зависимости от значения и полярности опорного напряжения E_0.

Схемы ограничителей напряжения со стабилитронами приведены на рис. 6.36, *а* и 6.37, *а—в*. В них без введения дополнительных источников опорного напряжения E_0 можно обеспечить ограничение на уровне напряжения стабилизации стабилитрона $U_{ст}$. Для получения одностороннего ограничения последовательно со стабилитроном включают диод. Для той полуволны, которая ограничивается, диод включен в прямом направлении, а стабилитрон — в

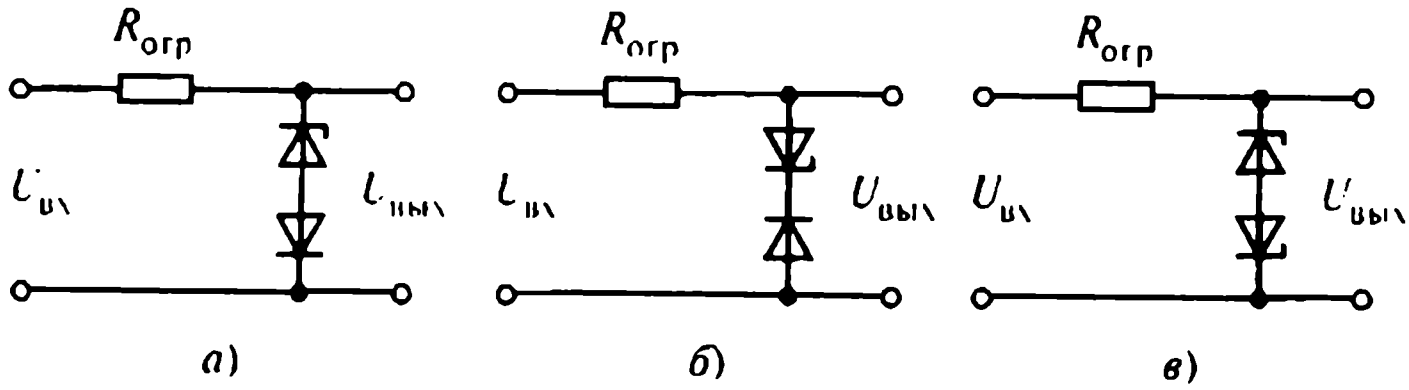


Рис. 6.36. Ограничители на стабилитронах:

а — ограничение по максимуму; *б* — ограничение по минимуму; *в* — двустороннее ограничение

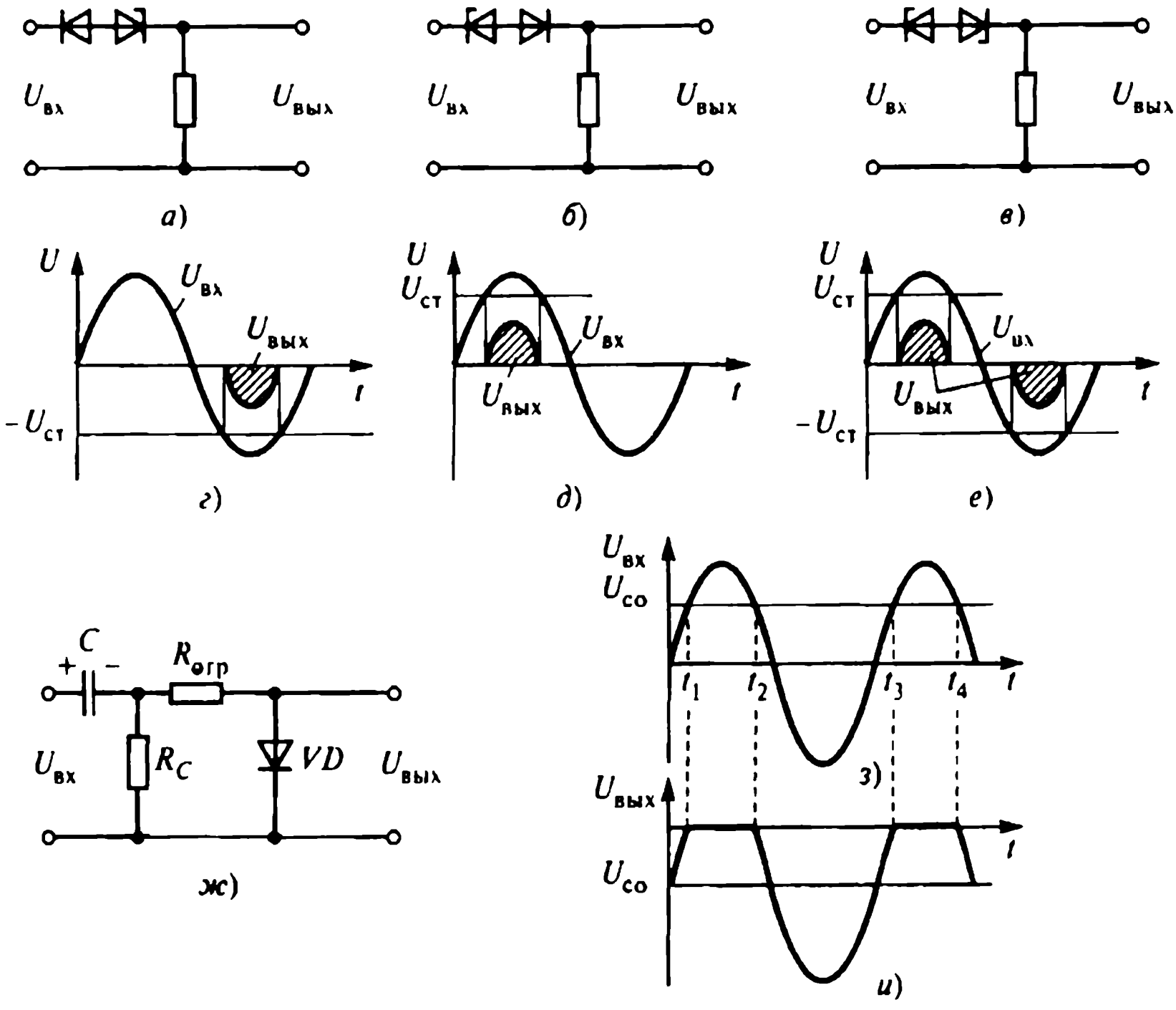


Рис. 6.37. Ограничители с последовательно включенными стабилитронами (*а*, *б*, *в*), диаграммы их входных и выходных напряжений (*г*, *д*, *е*); схемы одностороннего ограничителя (*ж*); диаграммы, иллюстрирующие появление на конденсаторе постоянной составляющей напряжения (*з*) и результирующего выходного напряжения (*и*)

обратном. Режим пробоя стабилитрона возникает при достижении входным сигналом значения $U_{ст}$. Для другой полуволны диод включен в обратном направлении. Он не пропускает входной сигнал, и ограничитель не влияет на напряжение выходной цепи. Соответствующим включением стабилитрона и диода можно получить ограничение по максимуму (рис. 6.36 *а*), по минимуму (рис. 6.36, *б*) и двустороннее (рис. 6.36, *в*). Так как в режиме стабилизации (пробоя) дифференциальное сопротивление стабилитрона невелико (от долей до нескольких ом), то приведенные схемы обеспечивают стабильный уровень ограничения напряжения. Он мало меняется при существенных изменениях температуры окружающей среды. В области повышенных частот на форму выходного сигнала оказывает влияние барьерная емкость стабилитрона, из-за которой излом характеристики оказывается не таким рез-

ким, как это следует из его вольт-амперной характеристики для постоянного тока. Поэтому при создании ограничителей коротких сигналов следует применять стабилитроны со сниженной барьерной емкостью, например 2С175Е, КС182Е, 2С211Е. Для двустороннего ограничения целесообразно использовать двуханодные стабилитроны, например 2С170А, 2С182А, для которых нормирована асимметрия напряжений стабилизации.

При последовательном включении стабилитронов их пробой наступает только при напряжении $U_{ст}$. С момента пробоя выходной сигнал практически повторяет входной ввиду малого сопротивления пробитого стабилитрона и диода, включенного в прямом направлении. Данные схемы целесообразно применять тогда, когда требуется пропустить сигналы уровня меньше (рис. 6.37, *а*, *г*) и больше $U_{ст}$ (рис. 6.37, *б*, *д*), меньше и больше $U_{ст}$ (рис. 6.37, *в*, *е*). Как у ограничителей с диодами, уровни ограничения можно изменять с помощью дополнительных постоянных напряжений.

При работе на высоких частотах или при воздействии коротких импульсов характеристики ограничителей отличаются от тех, которые они имеют в статическом режиме. Это происходит из-за влияния барьерных емкостей и переходных процессов в диодах, что необходимо учитывать при создании быстродействующих устройств.

В ряде случаев импульс входного сигнала подают на ограничитель через разделительный конденсатор, наличие которого может вызвать изменение уровня ограничения. Это обусловлено тем, что во время действия сигнала в конденсаторе накапливается электрический заряд, а во время паузы заряд уменьшается. Введение в схему диода с ярко выраженными нелинейными свойствами приводит к тому, что за время паузы рассеивается только часть накопленной энергии. В результате на конденсаторе появляется постоянное напряжение, которое часто называют *динамическим смещением.*

Для иллюстрации сказанного рассмотрим работу ограничителя, приведенного на рис. 6.37, *ж*, при подаче на его вход синусоидального напряжения.

Если бы диода не было, постоянная составляющая напряжения на конденсаторе была бы равна нулю, так как энергия, накопленная за время одного полупериода, рассеивалась бы за время другого.

Введение диода приводит к тому, что скорости разрядки и зарядки конденсатора будут разными. Зарядка конденсатора происходит в ту часть периода входного сигнала, когда диод открыт. Постоянная времени зарядки

$$\tau_з = \frac{R_{огр} R_с}{R_{огр} + R_с} C. \qquad (6.149)$$

Во время разрядки диод закрыт и постоянная времени цепи разрядки

$$\tau_р = R_с C. \qquad (6.150)$$

Таким образом, $\tau_р > \tau_з$ и, следовательно, при симметричной форме входного сигнала на конденсаторе C появится постоянная составляющая напряжения $U_{с0}$ (рис. 6.37, *з*, *и*). Значение этой составляющей таково, что увеличение заряда на обкладках конденсатора за время зарядки равно уменьшению заряда за время разрядки. Смещение рабочей точки ограничителя вследствие зарядки конденсатора до значения $U_{с0}$ применяют для поддержания уровня выходного напряжения, равного заданному постоянному значению. Цепи подобного назначения носят название *фиксаторов уровня*.

Когда резистор $R_{огр}$ замкнут накоротко, получается цепь фиксации на нулевом уровне. Если на вход такой цепи поступают двухполярные импульсы сложной формы, конденсатор C заряжается до уровня $U_{с0} = U_{m1}$. В результате выходное напряжение смещено относительно входного приблизительно на U_{m1}. При правильном подборе элементов выходной сигнал будет однополярным.

При необходимости зафиксировать напряжение на другом уровне последовательно с диодом включают источник E_0, значение напряжения и полярность которого определяют уровень фиксации выходного напряжения.

Фиксаторы уровня широко применяются в устройствах, где требуется восстановление постоянной составляющей входного сигнала, потерянной вследствие его прохождения через *RC*-цепи.

Рассмотренные простейшие ограничители на диодах имеют ряд существенных недостатков, которые ограничивают область их применения в точных устройствах измерительной техники и автоматики. К ним относятся: 1) температурная нестабильность уровня ограничения из-за изменения контактной разности потенциалов у *p-n*-перехода диода; 2) трудности ограничения уровней малых или соизмеримых с контактной разностью потенциалов диода сигналов; 3) разные уровни ограничения у ограничителей на диодах одного и того же типа; 4) колебания уровня ограничения в зависимости от входного сигнала из-за конечного значения прямого сопротивления диода, которое к тому же определяется током, протекающим через него.

Применение усилителей, в частности ОУ, позволяет существенно улучшить основные характеристики ограничительных устройств.

Используется значительное количество различных схем включения ОУ. Однако все они основаны на едином принципе — введе-

нии нелинейных элементов (диодов, транзисторов или стабилитронов) в цепь обратной связи. Рассмотрим несколько вариантов схем построения ограничителей на ОУ.

На рис. 6.38, *а* показан ограничитель с резистивным делителем в цепи обратной связи, в котором нелинейный элемент (диод) включен в цепь параллельной обратной связи. Этот диод открывается в тот момент времени, когда напряжение на нем превысит контактную разность потенциалов $U_к$. Пока диод закрыт, коэффициент передачи ограничителя определяют из уравнения

$$K_1 = U_{вых}/U_{вх} = -R_2/R_1. \qquad (6.151)$$

После отпирания диода коэффициент передачи становится равным

$$K_2 = -\frac{R_2 R_3}{(R_2 + R_3)R_1}, \qquad (6.152)$$

причем $K_2 < K_1$.

Найдем выходное напряжение $U_{вых1}$, при котором диод откроется. Если считать контактную разность потенциалов диода постоянной и равной $U_к$, а коэффициент усиления ОУ — достаточно высоким, так что разность потенциалов между его входами

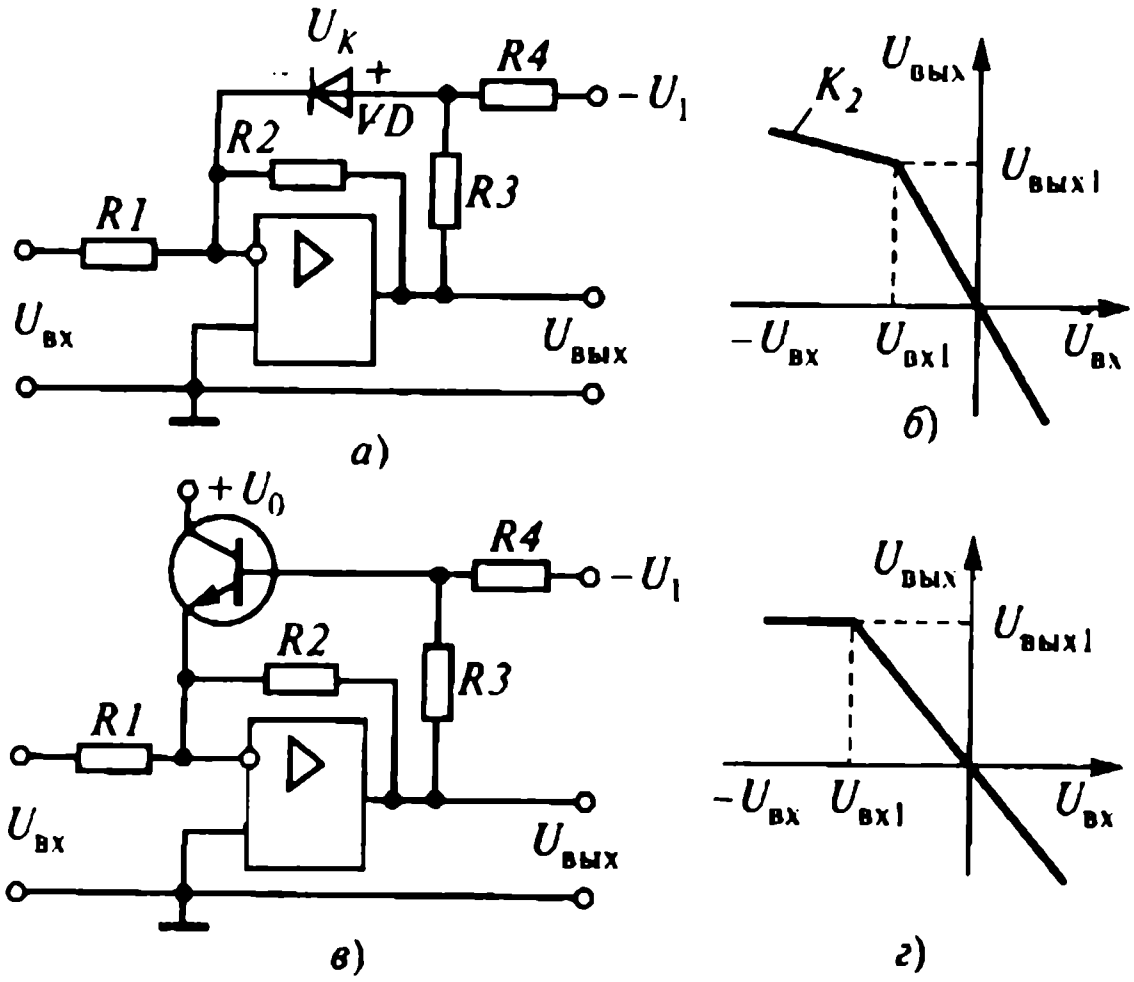


Рис. 6.38. Схема диодного ограничителя на ОУ (*а*) и его характеристика передачи (*б*); схема транзисторного ограничителя (*в*) и его характеристика передачи (*г*)

близка к нулю, то выходное напряжение, при котором диод откроется, находится из уравнения

$$U_к \approx U_{вых1} - \frac{(U_{вых1} + U_1)R_3}{R_3 + R_4}, \qquad (6.153)$$

где $U_{вых1} = -U_{вх1}R_2/R_1$.

Отсюда

$$U_{вых1} \approx U_1 \frac{R_3}{R_4} + U_к\left(\frac{R_3}{R_4} + 1\right). \qquad (6.154)$$

Изменяя значение постоянного напряжения U_1 задают уровень ограничения.

Характеристика данного ограничителя показана на рис. 6.38, *б*. Из нее видно, что выходное напряжение продолжает изменяться при увеличении входного, только скорость этого изменения существенно уменьшается. Для улучшения характеристики ограничителя следует обеспечить выполнение условия $R_3 << R_2$. В этом случае коэффициент передачи, характеризуемый углом наклона характеристики ограничителя, по достижении выходным напряжением значения $U_{вых}$, стремится к нулю, и характеристика на этом участке идет горизонтально.

Таким образом, условие удовлетворительной работы ограничителя можно записать в виде

$$R_2 >> R_{отк} + R_3, \qquad (6.155)$$

где $R_{отк}$ — сопротивление диода в открытом состоянии.

Включая вместо диода биполярный транзистор, существенно улучшают характеристику ограничителя и обеспечивают неизменный уровень выходного напряжения при больших изменениях входного сигнала (рис. 6.38, *в*, *г*). Преимущество такой замены заключается в том, что при этом происходит уменьшение (приблизительно в $h_{21э}$ раз) тока, протекающего через резистор R_3, и соответственно уменьшение изменения выходного напряжения, которое обеспечивает этот ток. Действительно, в схеме рис. 6.38, *а* приращение входного напряжения $\Delta U_{вх}$ вызывает приращение тока, протекающего через резистор R_1,

$$\Delta i_1 \approx \Delta U_{вх}/R_1. \qquad (6.156)$$

Этот ток вызовет приращение выходного напряжения:

$$\Delta U_{вых} = -\Delta i_1 [R_2 || (R_{отк} + R_3)]. \qquad (6.157)$$

При включении в цепь ОС биполярного транзистора, у которого переход база — эмиттер полностью идентичен диоду, приращение тока эмиттера $\Delta i_э = \Delta i_{э1}$, а соответственно ток эмиттера $\Delta i_э = (1 + h^{\bullet}_{21э})\Delta i_б$. Отсюда следует, что ток резистора R_3 уменьшился в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз, и при одинаковых приращениях входного сигнала выходное напряжение изменяется в $(1 + h^{\bullet}_{21э})$ раз меньше, чем в ограничителе на рис. 6.38, *а*.

При создании прецизионных ограничителей применяют схемы рис. 6.39, *а*, *в*, *д*. В схеме рис. 6.39, *а* обеспечивается симметрич-

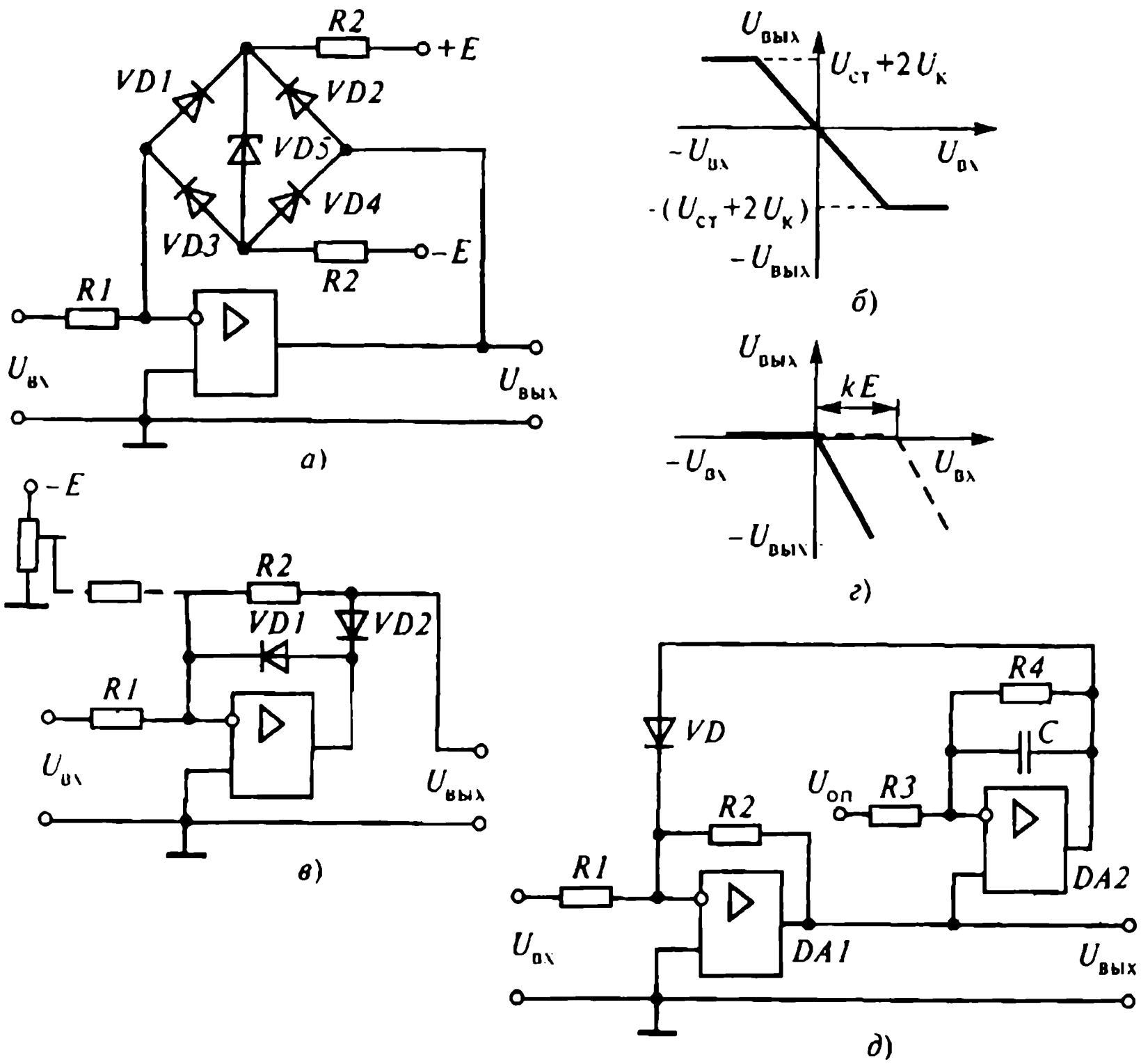


Рис. 6.39. Симметричный ограничитель (*а*) и его характеристика (*б*); ограничитель с повышенной точностью (*в*) и его характеристика (*г*); ограничитель с улучшенными характеристиками (*д*)

ное ограничение напряжения с малым значением его несимметрии. Это обеспечивается благодаря использованию для обеих полуволн одного стабилитрона *VD5*. Для уменьшения влияния емкости стабилитрона и увеличения температурной стабильности уровня ограничения стабилитрон непрерывно открыт напряжениями E_0, $-E_0$ и представляет собой источник постоянного, стабильного напряжения $U_{ст}$. Диоды *VD1*, *VD4* или *VD2*, *VD3* открываются в том случае, когда выходное напряжение достигает значения $U_{ст} + 2U_к$. Вследствие малого сопротивления открытых диодов и стабилитрона выходное напряжение фиксируется на уровне ограничения. При малом температурном коэффициенте стабилизации напряжения стабилитрона температурный дрейф уровня ограничения около −5 мВ/град. Кроме того, постоянное напряжение на стабилитроне обеспечивает выигрыш в быстродействии, так как не затрачивается время на перезарядку емкостей стабилитрона. Соответственно существенно расширяется рабочая полоса частот (при погрешности 1% она достигает 300 кГц).

Прецизионный ограничитель рис. 6.39, *в* имеет амплитудную характеристику, показанную на рис. 6.39, *г*. У него при отрицательной полярности входного напряжения открыт диод *VD1*. Выходное напряжение ОУ $U_{вых\ оу} = -U_{вх}R_{отк}/R_1$. Входное напряжение ОУ, которое является выходным для ограничителя, меньше $U_{вых}$ в $K_{у\ и}$ раз $[U_{вых} = U_{вх}R_{отк}/(K_{у\ и}R_1)]$ и стремится к нулю. При закрытом *VD1* и открытом *VD2* диодах выходное напряжение $U_{вых} = -U_{вх}R_2/R_1$.

Уровень ограничения можно смещать подавая на инвертирующий вход дополнительное напряжение от источника питания (пунктир).

С целью увеличения точности уровня ограничения можно использовать схему рис. 6.39, *д*. В ней $R_4 >> R_3$ и усилитель *DA2* работает практически как пороговое устройство. Если входное напряжение ОУ *DA2* меньше значения порога, определяемого напряжением $U_{оп}$, то усилитель находится в ограничении по отрицательной полярности. При этом диод *VD* заперт и ограничения сигнала не происходит. Как только $U_{вых}$ приблизится к пороговому значению, ОУ *DA2* выйдет из области насыщения. При положительном значении его выходного напряжения диод *VD* отопрется и зафиксируется уровень выходного напряжения. В этом случае стабильность уровня ограничения чрезвычайно высокая и зависит в основном от стабильности $U_{оп}$ и коэффициента усиления ОУ *DA2*, который работает в режиме компаратора напряжения. Конденсатор *C* приходится вводить для предотвращения самовозбуждения, которое может возникнуть вследствие большого петлевого усиления.

Ограничители широко применяются для защиты электронных цепей и при преобразованиях измерительных сигналов.

§ 6.8. ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ СИГНАЛОВ И УСТРОЙСТВА, ВЫПОЛНЯЮЩИЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ОПЕРАЦИИ

Перемножителями называются устройства, с помощью которых осуществляется математическая операция умножения двух сигналов. У них выходное значение пропорционально произведению двух входных независимых величин.

Если перемножители позволяют умножать сигналы любых полярностей, то их называют *четырехквадрантными*, а если один из сигналов может быть только одной полярности, то *двухквадрантными*. Перемножители, умножающие однополярные сигналы, называются *одноквадрантными*. Различают перемножители прямого и косвенного умножений. При *прямом* умножении выходной сигнал непосредственно пропорционален произведению входных величин. *Косвенное* умножение характеризуется тем, что выходное значение, определяемое произведением входных сигналов, имеет вид сумм величин или функций этих сумм. К косвенным относят перемножители, выполненные на основе компонентов с логарифмическими или квадратичными (параболическими) амплитудными характеристиками, устройства с амплитудно-широтной импульсной модуляцией и др.

Прямое умножение осуществляется с помощью компонентов и электронных узлов, имеющих двойное управление, например выполненных на основе каскодных усилительных каскадов.

Если перемножаемые сигналы имеют существенно различные частоты (один представляет собой высокочастотную несущую с частотой ω, а другой — низкочастотное колебание, имеющее частоту Ω), то в результате умножения появится амплитудно-модулированный сигнал $U_{вых} = U_c(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_c t$, где m — коэффициент модуляции $m = U_{\Omega m}/U_{\omega_c m}$. Устройство, выполняющее эту операцию, называют *амплитудным модулятором* или просто *модулятором*. Форма и спектр амплитудно-модулированного сигнала показаны на рис. 6.40, *а*, *б*.

Если в спектре выходного сигнала отсутствуют или достаточно малы составляющие с частотой Ω и ω_c (рис. 6.40, *в*), то перемножитель, осуществляющий такое умножение, называют *балансным модулятором*. Балансные модуляторы представляют собой высококачественные четырехквадратичные перемножители, у которых нормируются коэффициенты ослабления сигнала опорной частоты ω_c ($K_{ос\,оп} = U_{\omega_c \pm \Omega}/U_{\omega_c}$) и модулирующей (управляющей) Ω ($K_{ос\,у} = U_{\omega_c \pm \Omega}/U_{\Omega}$) частот, где U_{ω_c}, U_{Ω} — выходные сигналы с частотой ω_c и Ω.

К балансным модуляторам относятся и преобразователи частоты или *смесители*. Они в основном отличаются назначением.

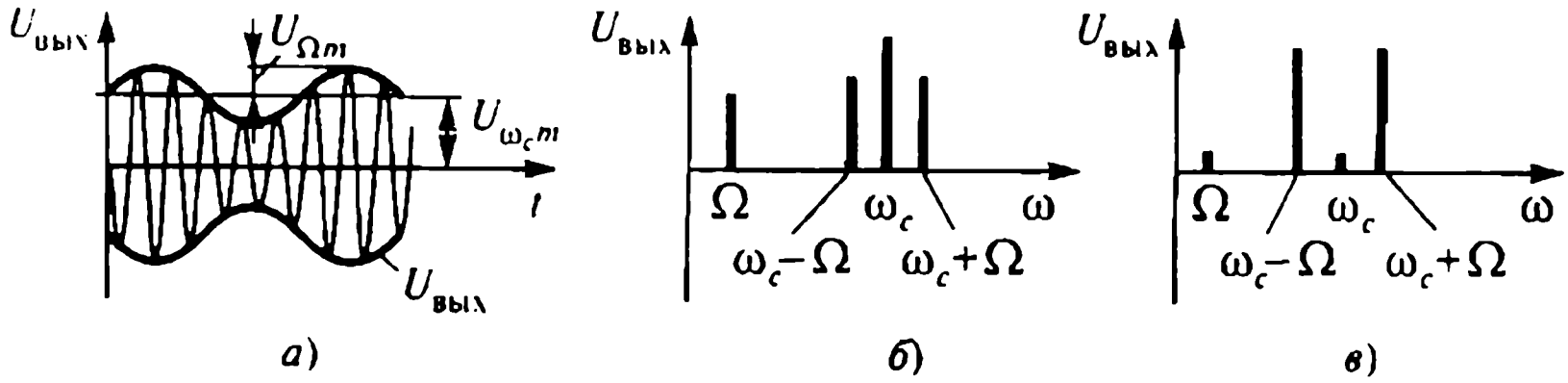


Рис. 6.40. Модулированное по амплитуде напряжение (*а*); его спектр (*б*); спектр при использовании балансного модулятора (*в*)

Преобразователи частоты — это перемножители напряжений, которые используются тогда, когда одну частоту надо преобразовать в другую (высокую в низкую или наоборот). При этом вторая составляющая гармоники спектра ($U_{\omega_c+\Omega}$ или $U_{\omega_c-\Omega}$) обычно подавляется с помощью фильтра. Сигнал на выходе идеализированного преобразователя частоты (смесителя)

$$U_{вых} = \frac{U_c U_\Omega}{2}\cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{U_c U_\Omega}{2}\cos(\omega_c - \Omega)t.$$

Перемножители на основе дифференциальных делителей тока управляются напряжением или током.

Управляемый напряжением дифференциальный делитель тока в простейшем случае представляет собой дифференциальный усилительный каскад, свойства которого при двойном управлении рассмотрены в § 4.8. У него сумма токов плеч каскада равна току коллектора транзистора, включенного в эмиттерные цепи, который зависит от одного из входных сигналов. Распределение тока между плечами осуществляется вторым напряжением, подключенным к дифференциальному входу. Недостатками такого перемножителя являются малые уровни умножаемых напряжений и температурные изменения характеристик преобразования (температурный потенциал φ_T зависит от температуры). Кроме того, он работает только в двух квадрантах, так как ток в эмиттерной цепи дифференциального каскада не может изменить свое направление.

Для обеспечения работы в четырех квадрантах используются три дифференциальных усилителя, включенных в схему рис. 6.41, *а*. Это так называемое *множительное ядро*, входящее в том или ином виде в схемы различных серийных перемножителей. В нем токи каждого из соединенных параллельно дифференциальных каскадов на транзисторах *VT1*, *VT2* и *VT3*, *VT4* задаются дифференциальным каскадом на транзисторах *VT5*, *VT6*. Так как в цепь его эмит-

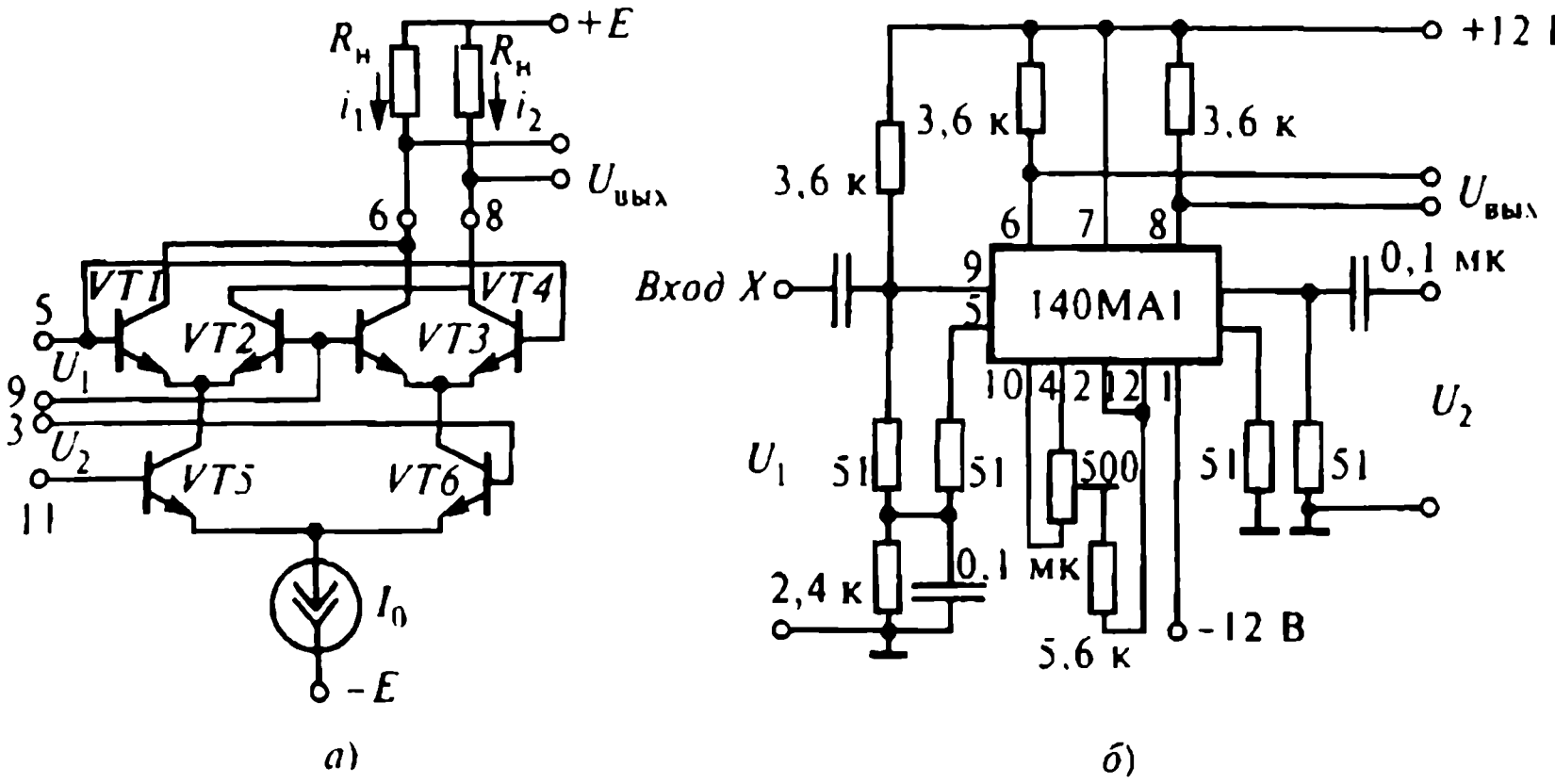


Рис. 6.41. Множительное ядро перемножителя (*а*); включение микросхемы 140МА1 (*б*)

тера включен генератор тока I_0, то напряжение U_2 только перераспределяет ток между транзисторами, а общее значение его остается постоянным и равным I_0. Так как в зависимости от полярности напряжения U_2 увеличиваются или уменьшаются рабочие токи разных дифференциальных каскадов *VT1—VT4*, то смена полярности этого напряжения приводит к изменению знака выходного сигнала. Благодаря этому обеспечивается работа во всех четырех квадрантах.

Выходной сигнал множительного ядра

$$U_{вых} = -R_н(I_1 - I_2). \qquad (6.158)$$

В § 4.8 было показано, что для одиночного дифференциального каскада значение $U_{вых}$ находят из уравнения (4.190).

Так как каскады, перераспределяющие токи в зависимости от напряжений U_1 и U_2, в принципе одинаковы, то одинаково их влияние на выходной сигнал и можно записать

$$U_{вых} = -R_н I_0 \operatorname{th}\frac{U_1}{2\varphi_T} \operatorname{th}\frac{U_2}{2\varphi_T}. \qquad (6.159)$$

При малых значениях входных сигналов $|U_1| << 2\varphi_T$, $|U_2| << 2\varphi_T$, уравнение (6.158) существенно упрощается:

$$U_{вых} = -R_н I_0 U_1 U_2/(2\varphi_T)^2. \qquad (6.160)$$

Из (6.160) видно, что при малых входных напряжениях выходной сигнал каскада пропорционален их произведению и зависит от тока I_0, сопротивлений в коллекторных цепях $R_н$ и температурного потенциала φ_T.

На основе данной схемы разработан и выпускается интегральный перемножитель 140МА1, включение которого показано на рис. 6.41, *б*. В нем «опорное» напряжение U_1 имеет высокую, а управляющее напряжение U_2 — низкую частоты. Недостатки его следующие: малые входные сигналы, температурная зависимость характеристик преобразования.

Большие коэффициенты ослабления опорного и управляющих сигналов (46 дБ) позволяют использовать данный перемножитель в качестве балансного модулятора. Резисторы по 51 Ом вводятся в цепи входов для предотвращения возбуждения. Ток I_0 можно менять, если между выводами 2, 12 установить переменный резистор с номиналом в несколько килоом, движок которого через резистор 2 кОм соединен с общей шиной.

Аналогично выполнены и более современные высокочастотные перемножители типа 526ПС1, 526ПС2. У них имеются внутренние делители напряжений и цепи температурной стабилизации, что позволяет уменьшить количество навесных компонентов и подавать сигналы на входы через конденсаторы (рис. 6.42, *а*) не включая резисторы в цепи входов. Рабочий диапазон частот у них значительно шире, чем у микросхем 140МА1, и составляет десятки мегагерц.

При входных напряжениях, больших нескольких φ_T, к входам перемножителя приходится подключать логарифмирующие устройства, улучшающие линейность функции перемножения. Их обычно выполняют на транзисторах, включенных диодами *VT1*, *VT2* (рис. 6.42, *б*). Для нормальной работы логарифмирующих устройств входные напряжения необходимо преобразовать в токи, для чего в схему вводят дополнительные преобразователи напряжение — ток (ПНТ). В схеме рис. 6.42, *б* ПНТ выполнен на транзисторах *VT3*, *VT4*, причем крутизна его преобразования определяется резистором R_x. При наличии этих цепей дифференциальные делители тока управляются входными токами I_1, I_2, которые пропорциональны входным напряжениям. Такое решение позволяет улучшить характеристики перемножителя и увеличить значения входных сигналов. Его применяют в микросхемах типа 525ПС1, 525ПС2, 525ПС3. Включение микросхем 525ПС1 показано на рис. 6.42, *в*. Вследствие расширения диапазона входных сигналов в этих микросхемах появилась возможность ввести балансировку дифференциальных каскадов перемножителя путем подачи постоянных напряжений на один из входов дифференциального каскада. Для этого установлены переменные резисторы

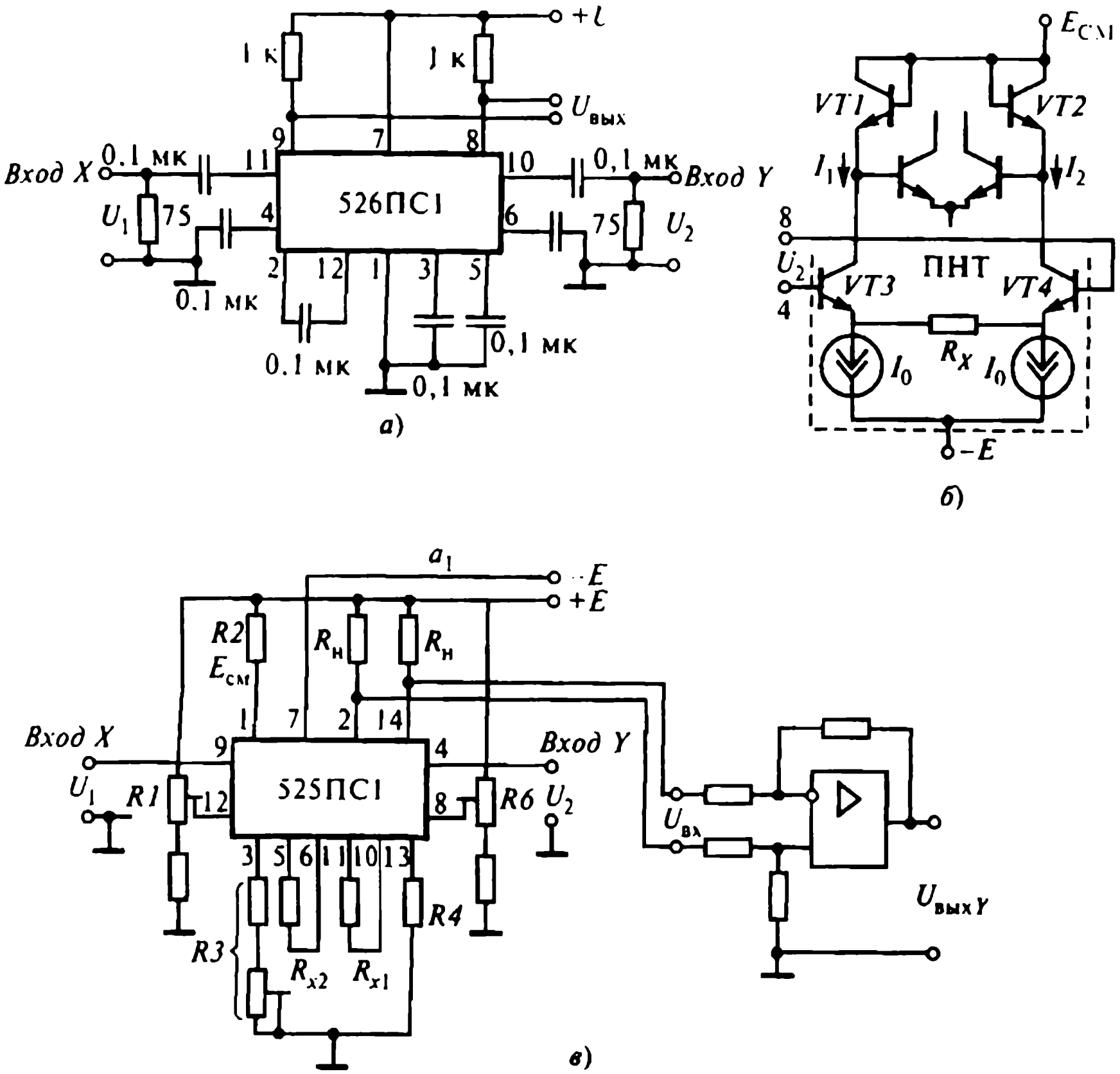


Рис. 6.42. Включение перемножителя 526ПС1 (*а*); управление токами, пропорциональными входному напряжению дифференциального делителя тока (*б*); включение микросхемы 525ПС1 (*в*)

R_1 (смещение по X) и R_6 (смещение по Y). Токи генераторов тока I_0 задаются резисторами R_3, R_4. Равенство их обеспечивается подбором резисторов. Крутизна преобразования ПНТ напряжений U_1 и U_2 задается резисторами R_{x1} и R_{x2}. Требуемое напряжение смещения $E_{см}$ логарифмирующих устройств обеспечивается резистором R_2. Выходное напряжение такого перемножителя

$$U_{вых} = K \frac{R_н}{R_{x1} R_{x2}} U_1 U_2, \qquad (6.161)$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Ток I_0 регулируется резистором R_3.

При необходимости получить выходной сигнал, несимметричный относительно общей шины, к выходу перемножителя подключают ОУ, выполняющий функцию вычитающего устройства. При этом приходится также подстраивать напряжение смещения ОУ (смещение по *Z*) с помощью резистора балансировки нуля.

В перемножителе 525ПС2 операционный усилитель введен в состав самой микросхемы, что резко уменьшает количество дополнительных навесных компонентов. Кроме того, в ней улучшены цепи температурной компенсации и снижена температурная погрешность. Поэтому при включении данной микросхемы рис. 6.43, *а* приходится предусматривать только регулировку напряжений смещений по *X*, *Y*, *Z*. Высокоточная лазерная подгонка параметров компонентов позволяет создать прецизионные перемножители сигналов, например 525ПС3А, Б, В.

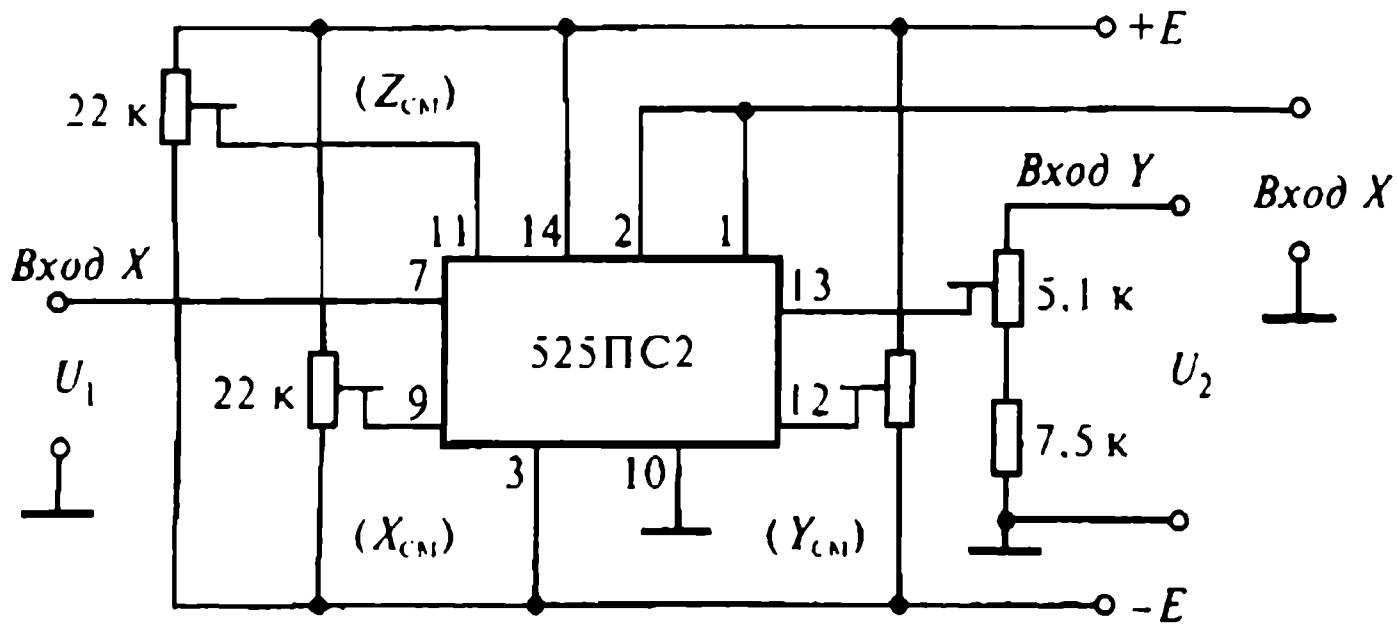
У перемножителей 525ПС1 и 525ПС2 соответственно погрешности перемножения не более 2 и 1%, входные напряжения до 12 и 10 В, температурный дрейф погрешности перемножения 0,08 и 0,02%/град, нелинейность преобразования по входу *X* не более 2 и 0,5%, по входу *Y* — 2 и 0,2%, входные напряжения до ±12 и ±10 В.

Логарифмические перемножители основаны на использовании логарифмических и антилогарифмических усилителей. Если входные напряжения прологарифмировать с помощью логарифмирующих усилителей (ОУ *DA1*, *DA2* на рис. 6.43, *б*), просуммировать логарифмы (ОУ *DA3*), а затем найти антилогарифм суммы, то выходной сигнал будет равен произведению входных значений: $U_{вых} = KU_1U_2$.

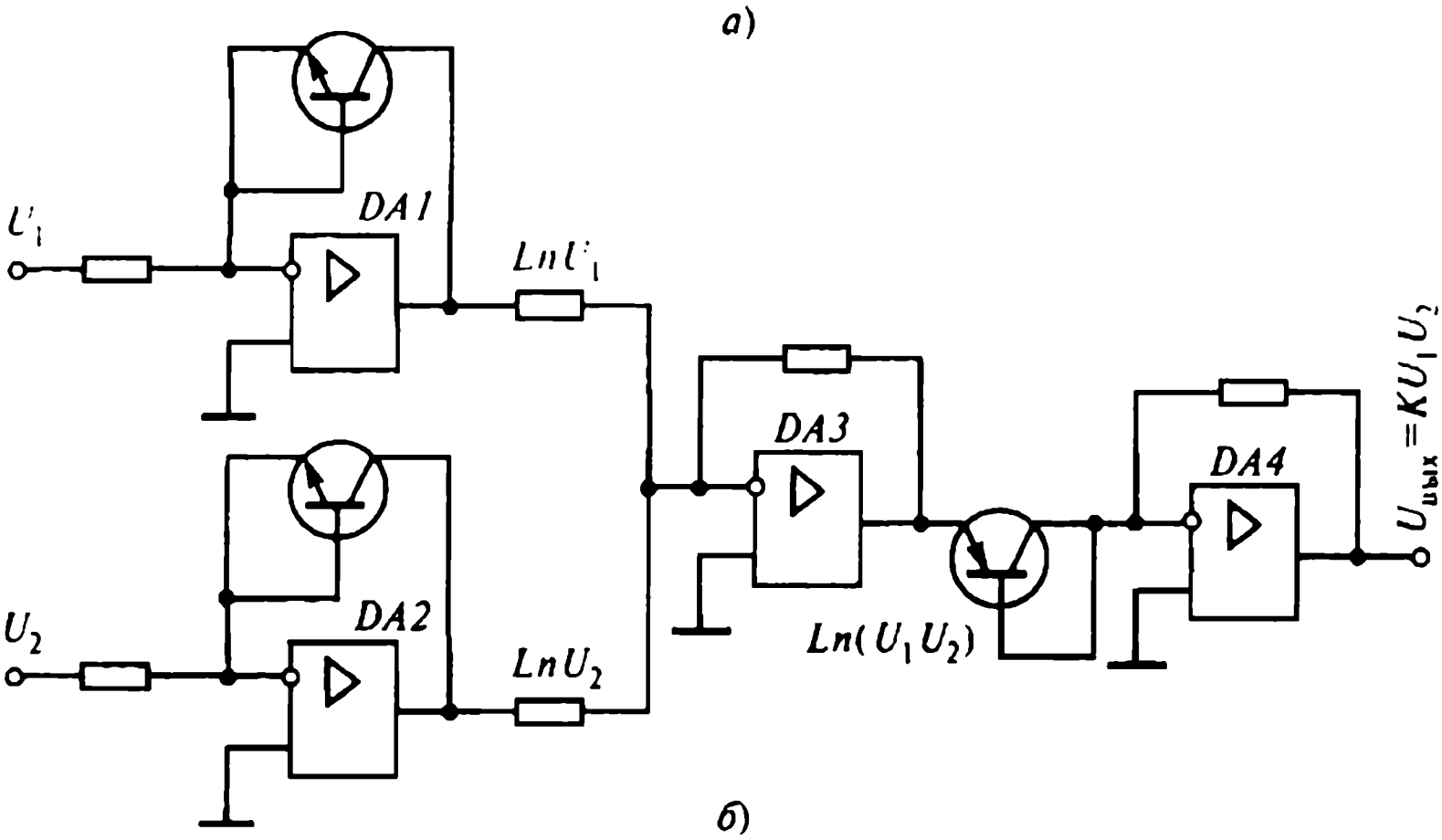
Погрешности подобных нелинейных цепей преобразования электрических сигналов зависят от характеристик *p-n*-переходов и при соответствующем подборе транзисторов или диодов не превышают 0,2...1%. Температурный дрейф погрешности перемножения может быть получен менее 0,01%/град. При перемножении медленно меняющихся сигналов параллельно с нелинейным элементом в цепи ОС обычно включают конденсаторы, снижающие коэффициент усиления по переменному току и тем самым повышающие помехоустойчивость системы.

Перемножители этого типа относятся к числу одноквадратных, так как перемножают напряжения U_1, U_2 только одной полярности.

Недостатком логарифмических перемножителей является то, что полоса пропускания пропорциональна величине сигналов. Так, например, при $U_{вх} = 10$ В она около 100 кГц, а при $U_{вх} = 0{,}1$ В — около 1 кГц. Это связано с уменьшением глубины ОС при малых уровнях входного сигнала.



а)



б)

Рис. 6.43. Включение микросхемы 525ПС2 (*а*); одноквадратный логарифмический перемножитель сигналов (*б*)

Если после одного из преобразователей, выполняющих операцию логарифмирования, включить усилитель с единичным коэффициентом усиления, который инвертирует входной сигнал, то система будет осуществлять деление одной величины на другую, так как логарифмы соответствующих напряжений вычитаются.

На основе логарифмирующих цепей можно выполнять преобразователи, с помощью которых извлекаются алгебраические корни. Так, если входной сигнал прологарифмировать, уменьшить в два раза, а потом подать на вход антилогарифмирующего преобразователя, то получится устройство, позволяющее выполнять операцию $U_{вых} = K\sqrt{U_{вх}}$. Аналогично выполняют устройства для извлечения корней более высоких степеней или возведения в любую степень, причем у данных перемножителей нет ограничений (кроме точностных) на количество входных сигналов.

Перемножители на компонентах с параболическими (квадратичными) характеристиками основаны на использовании математической зависимости

$$XY = \frac{1}{4}[(X+Y)^2 - (X-Y)^2]. \qquad (6.162)$$

Они могут быть выполнены по структурной схеме рис. 6.44. Сумматоры *1* и *2* осуществляют суммирование и вычитание перемножаемых напряжений. Квадраторы *3* и *4* представляют собой функциональные усилители, имеющие квадратичную амплитудную характеристику вида $U_{вых} = KU_{вх}^2$. Усилитель *DA1* обеспечивает суммирование напряжений квадраторов, имеющих разные значения с соответствующими весовыми коэффициентами $K = \frac{1}{4} K_1 R_3/R_1$; $K = \frac{1}{4} K_2 R_3/R_2$.

Преимущество таких перемножителей — в широкой полосе рабочих частот и небольших частотных погрешностях. Недостатками их являются: сложность и большая стоимость; колебательный характер относительной погрешности, что обусловлено кусочно-линейной аппроксимацией амплитудной характеристики; влияние на погрешность перемножителя температурных дрейфов нуля его функциональных узлов.

Перемножители, в которых использована амплитудно-широтная импульсная модуляция (АШИМ), обеспечивают получение наибольшей точности перемножения (погрешность менее 0,1%, погрешность от нелинейности преобразования 0,02%). Но из-за ограниченной скорости работы электронных ключей их используют преимущественно на низких частотах. В этих перемножителях

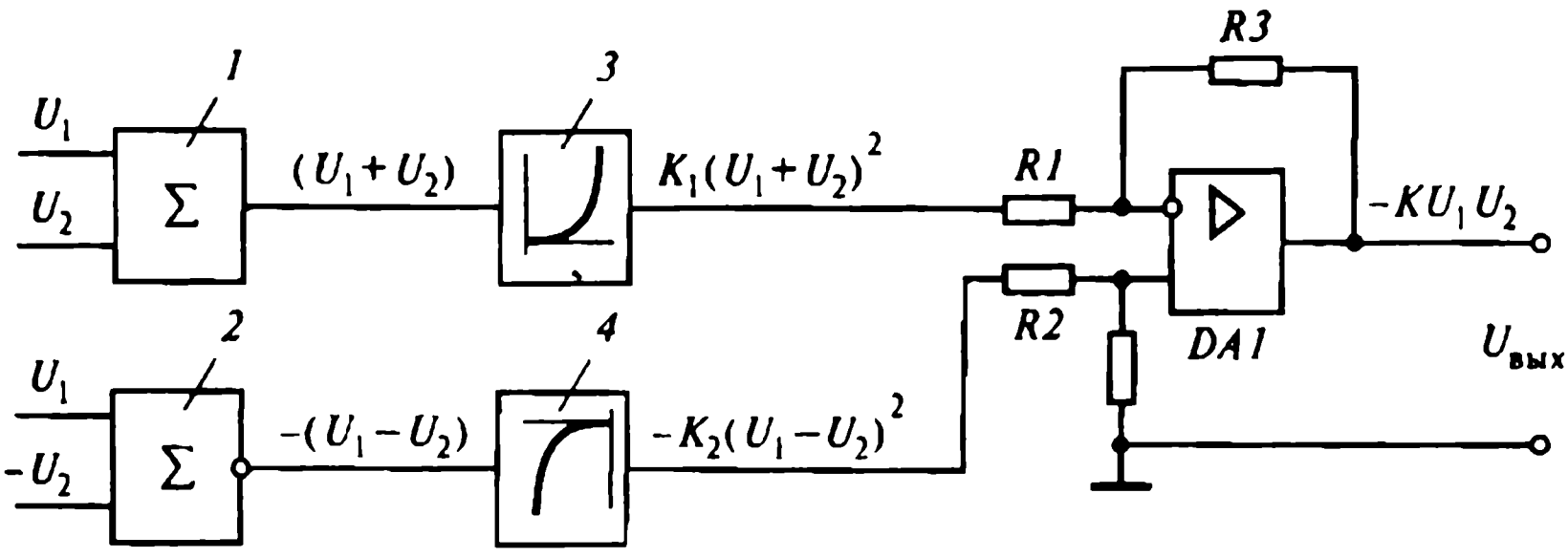


Рис. 6.44. Перемножитель сигналов на квадраторах

входные сигналы преобразуются в прямоугольные импульсы, длительность и высота которых пропорциональны перемножаемым величинам, а их среднее значение — произведению этих величин. Идею работы перемножителя с АШИМ поясняет рис. 6.45, *а*. В его состав входят генератор напряжения треугольной формы *1*, компаратор напряжений *2*, управляемый компаратором электронный ключ *3*, сумматор на ОУ *4* и фильтр низких частот *5*. В компараторе сравниваются напряжение генератора *1* и напряжение U_2. Если U_2 равно нулю, то на выходе компаратора *2* будут иметься разнополярные импульсы одинаковой длительности. В этом случае ключ *3* будет открыт и закрыт одинаковые промежутки времени. Когда ключ закрыт, на выходе ОУ будет напряжение $U_4 = U_1 R_1/R$, при его открывании $U_4 = U_1 R_1/R - U_1 2R_1/R = -U_1 R_1/R$. Среднее значение этих импульсов, выделяемое фильтром, равно нулю.

При $U_2 \neq 0$ длительности разнополярных импульсов на выходе компаратора станут равными (рис. 6.45, *б*)

$$t_1 = \frac{T}{2U_г}(U_г - U_2); \qquad (6.163)$$

$$t_2 = \frac{T}{2U_г}(U_г + U_2), \qquad (6.164)$$

где $U_г$ — напряжение генератора *1*; T — длительность периода $U_г$.

Рис. 6.45. Перемножитель с амплитудно-широтной импульсной модуляцией (*а*) и диаграммы его напряжений (*б*)

Так как ключ будет открыт в течение промежутка времени t_1, то выходное напряжение ОУ

$$U_{вых} = \frac{K}{T}(U_1 t_1 - U_1 t_2) = K_1 \frac{U_1 U_2}{U_г}. \qquad (6.165)$$

Таким образом, входное напряжение U_1 определяет амплитуду, а U_2 — длительность импульсов, поступающих на вход сумматора, из которых с помощью фильтра низких частот выделяется постоянная составляющая. Для того чтобы напряжение U_1 не менялось за время одного «периода» перемножения, частоту генератора треугольного напряжения берут в 10—100 раз большей наивысшей частоты умножаемых сигналов.

Погрешности подобного перемножителя зависят от значения напряжения $U_г$, его линейности, симметричности, стабильности уровня срабатывания компаратора и параметров электронного ключа.

При использовании АШИМ и погрешности 0,2% удается получить полосу пропускания около 10 кГц.

Перемножители, условное обозначение которых показано на рис. 6.46, *а*, широко используют для выполнения математических операций и создания функциональных узлов различного назначения. На их основе изготовляют устройства для возведения входно-

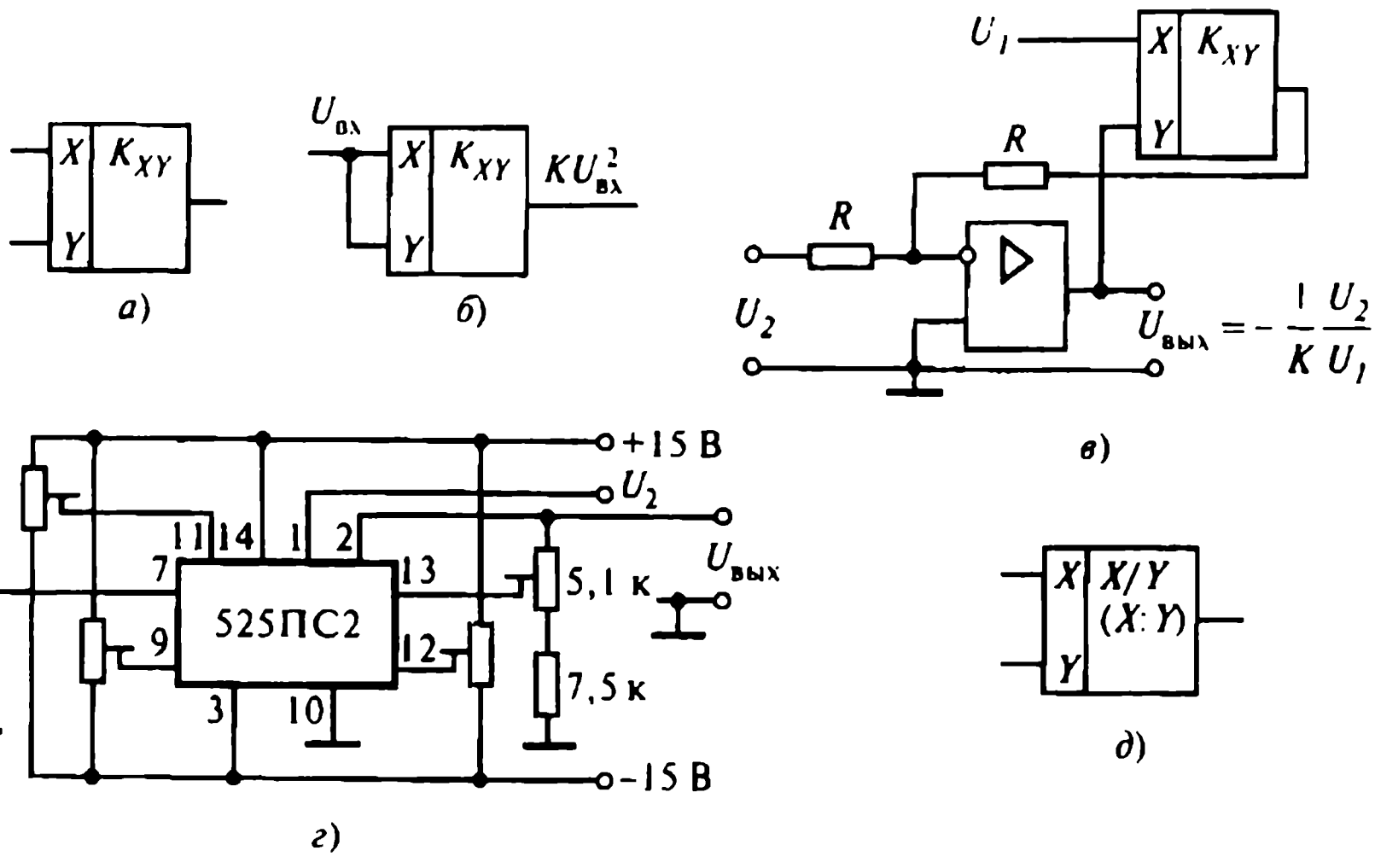


Рис. 6.46. Условное обозначение перемножителя (*а*); квадратор на основе перемножителя (*б*); делитель двух напряжений на перемножителе и ОУ (*в*) и микросхеме 525ПС2 (*г*); условное обозначение делителя (*д*)

го сигнала в квадрат (рис. 6.46, *б*). Для этого входы *X* и *Y* соединяют между собой и подключают к источнику входного сигнала.

Любой из рассмотренных перемножителей можно использовать для деления напряжений. Для этого их следует включить в цепь ОС операционного усилителя (рис. 6.46, *в*). В этом случае справедливо равенство

$$\frac{U_2}{R} + \frac{KU_1U_{вых}}{R} = 0, \qquad (6.166)$$

откуда

$$U_{вых} = -\frac{U_2}{KU_1}. \qquad (6.167)$$

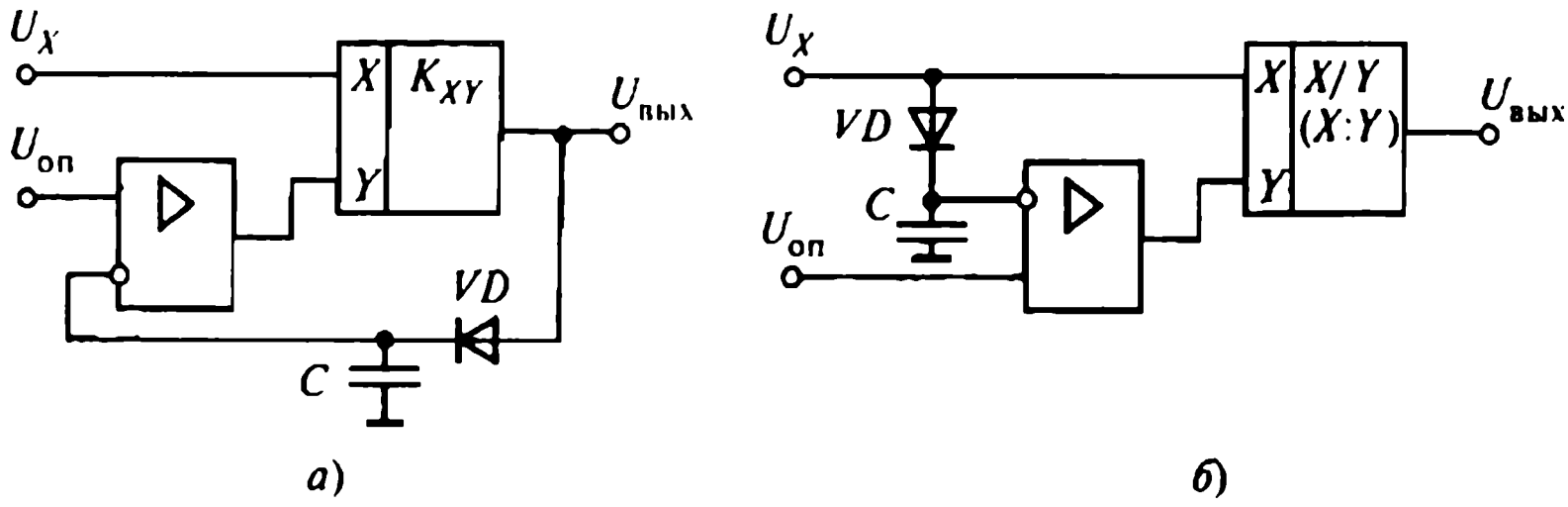
Данный делитель относится к числу двухквадрантных и работает при любой полярности напряжения U_2 и одной полярности напряжения U_1 ($U_1 > 0$). При $U_1 < 0$ отрицательная ОС становится положительной, что приводит к потере устойчивости.

Если $U_1 < 0$, то сигнал перемножителя надо инвертировать. В аналоговом перемножителе 525ПС2, имеющем встроенный ОУ, режим деления может быть получен путем коммутации внешних выводов микросхемы так, как показано на рис. 6.46, *г*.

Погрешность делителей напряжения существенно увеличивается при уменьшении напряжения U_1. Поэтому при работе с малыми напряжениями U_1 необходимо использовать высококачественные перемножители. Условные обозначения делителя показаны на рис. 6.46, *д*. Можно также создать устройства, выполняющие операцию извлечения квадратного корня. Для этого в схеме рис. 6.46, *в* вход *X* соединяют с выходом ОУ. Тогда в соответствии с (6.166) выходное напряжение

$$U_{вых} = -\sqrt{U_2 / K}.$$

С помощью перемножителей также можно получить функции sin, cos, tg, arctg при аппроксимации их рядом, реализовать фильтры и автогенераторы, управляемые электрическим напряжением, находить модули векторов, создавать устройства с автоматической регулировкой усиления (АРУ), проводить динамическое сжатие сигналов (с помощью компрессоров) или динамическое их расширение (с помощью эспандеров). В компрессорах реализуется малое изменение выходного сигнала при больших измене-



а) *б*)

Рис. 6.47. Схема компрессора (*а*) и эспандера (*б*)

ниях входного за счет использования инерционной схемы АРУ. В эспандерах — наоборот. Принцип работы компрессоров и эспандеров понятен из рис. 6.47, *а*, *б*. В них диод и конденсатор *С* выполняют функцию пикового детектора. Постоянное напряжение на конденсаторе пропорционально амплитуде сигнала ($U_{вых}$ — на рис. 6.47, *а*, U_x — на рис. 6.47, *б*). Усилитель обеспечивает поддержание амплитуды $U_{вых}$ на уровне $U_{оп}$ при значительных изменениях входного сигнала U_x на рис. 6.47, *а*. В эспандере рис. 6.47, *б* усилитель усиливает разность напряжений U_x и $U_{оп}$. При U_x, близких к $U_{оп}$, небольшие изменения входного напряжения вызывают большие изменения знаменателя и результирующего коэффициента передачи сигнала.

§ 6.9. ДЕТЕКТОРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Детекторами называются устройства, с помощью которых из электрических сигналов выделяется информационная составляющая.

В зависимости от преобразуемого параметра, который несет информацию, их подразделяют на *амплитудные*, *фазовые*, *частотные*. Отдельную группу составляют *синхронные детекторы*, часто выполняющие функции избирательных устройств. Среди амплитудных, которые часто называют выпрямителями, амплитудными дискриминаторами или преобразователями тех или иных значений, принято различать детекторы средневыпрямленного, пикового и действующего (эффективного) значений.

Название детектора характеризует параметр преобразуемого сигнала, которому пропорционально выходное напряжение (ток).

Детекторы средневыпрямленного значения выполняются по схемам обычных выпрямительных устройств с учетом того, что выходной сигнал должен быть точно пропорционален соответствующему параметру входного. Применяют как однополупериодное

выпрямление входного сигнала (рис. 6.48, *а*), при котором выходной сигнал (рис. 6.48, *б*)

$$U_{\text{ср в}} = K\frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_1+T/2} U_{\text{вх}}(t)\,\mathrm{d}t, \tag{6.168}$$

так и двухполупериодное (рис. 6.48, *в*), характеризуемое уравнением

$$U_{\text{ср в}} = K\frac{1}{T}\left[\int_{t_1}^{t_1+T/2} U_{\text{вх}}(t)\,\mathrm{d}t + \int_{t_1+T/2}^{t_1+T} U_{\text{вх}}(t)\,\mathrm{d}t\right], \tag{6.169}$$

где K — коэффициент пропорциональности.

При невысокой точности преобразования и больших уровнях входного сигнала $|U_{\text{вх}\,m}| >> U_{\text{к}}$ применяют пассивные преобразователи (рис. 6.49, *а*, *б*). У детектора (рис. 6.49, *а*) для улучшения линейности последовательно с основным выпрямительным диодом *VD2* включен резистор R_3. Сопротивление его значительно больше прямого сопротивления диода. Тем самым режим работы открытого диода *VD2* приближается к режиму заданного тока, в котором нелинейность прямой ветви его вольт-амперной характе-

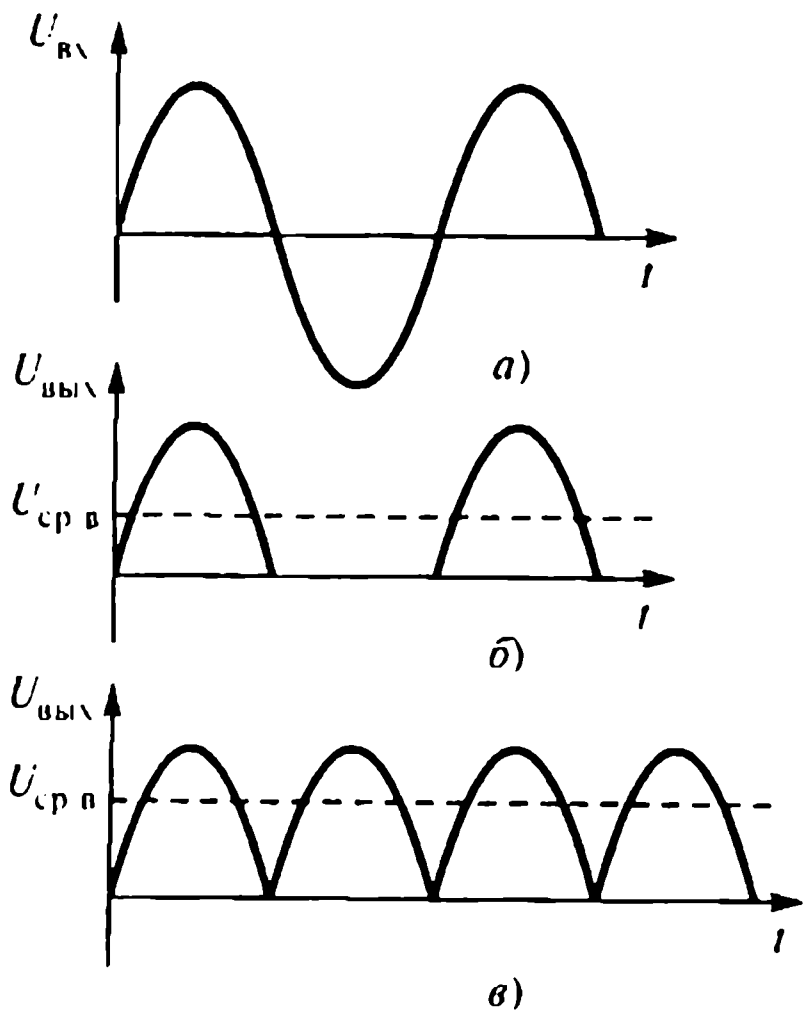


Рис. 6.48. Диаграммы входного (*а*) и выходного сигналов при однополупериодном (*б*) и двухполупериодном (*в*) выпрямлении

ристики мало влияет на выходной сигнал. Диод *VD1* и резистор R_2 включены для того, чтобы в оба полупериода нагрузка резистора R_1 была одинаковой: $R_2 = R_3$. Это предохраняет от появления дополнительной постоянной составляющей на разделительном конденсаторе, который часто устанавливается на выходе источника напряжения $U_{вх}$. Недостатки такого детектора: значительная нелинейность при малых входных сигналах, низкая точность и стабильность, изменение характеристик преобразования при смене диодов.

Эти же недостатки присущи двухполупериодному выпрямителю (рис. 6.49, *б*). В нем для линеаризации и улучшения температурных характеристик дополнительно введены диоды *VD5*, *VD6*, включенные в прямом направлении. При малых входных сигналах прямое сопротивление диодов *VD1—VD4* имеет повышенное значение, что приводит к уменьшению выходного сигнала. Однако при этом увеличивается и сопротивление диодов *VD5*, *VD6*, включенных параллельно с $R_н$. Это ведет к перераспределению тока выпрямителя. Относительно большая составляющая начнет протекать через сопротивление нагрузки $R_н$, и нелинейность характеристики преобразования существенно уменьшится. Аналогично рассмотренному осуществляется компенсация температурной погрешности. При повышении температуры прямое напряжение диодов выпрямителя уменьшается на 2,2 мВ/град, что должно привести к увеличению выходного сигнала. Одинаковые с этим уменьшения прямого напряжения на диодах *VD5*, *VD6* снижают уровень выходного сигнала. В итоге результирующее изменение характеристик преобразования оказывается значительно меньше, чем это было бы при отсутствии компонентов параметрической компенсации. Ее эффективность зависит от правильности выбора резисторов R_3, R_4, на значение которых влияет сопротивление нагрузки.

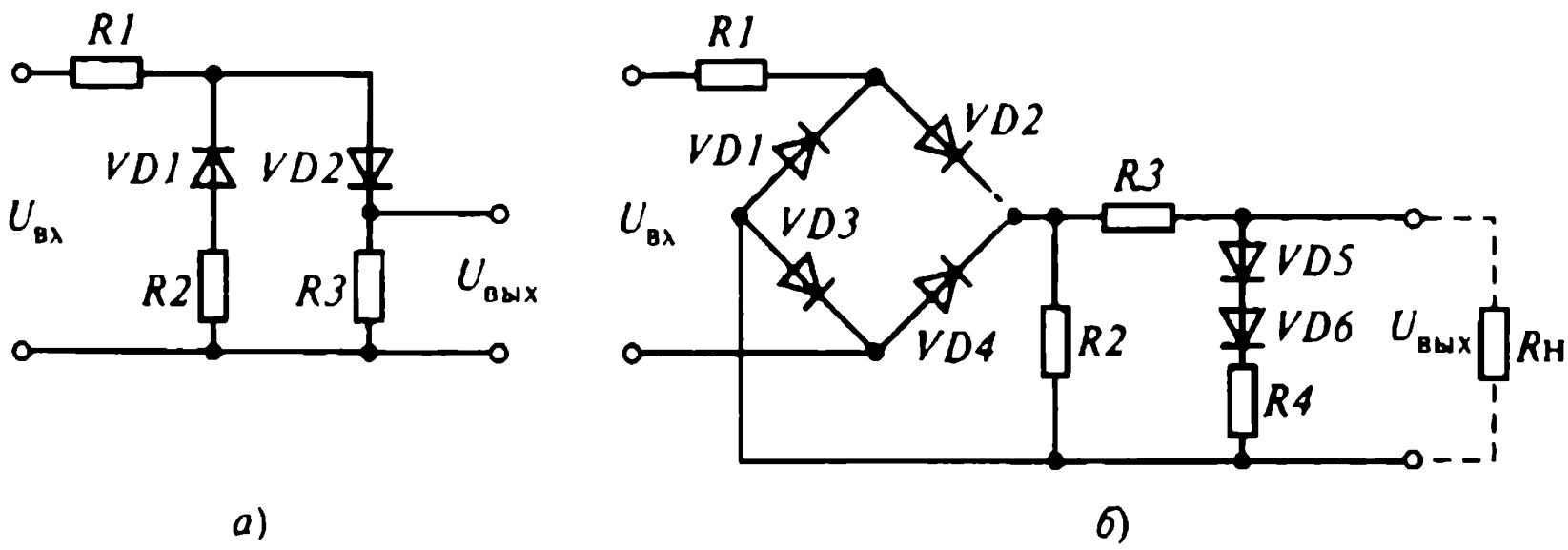


Рис. 6.49. Детекторы средневыпрямленного значения:
а — однополупериодные; *б* — двухполупериодные

Значительно лучшие характеристики преобразования можно получить при использовании детекторов средневыпрямительного значения с активными компонентами. В них выпрямительные узлы обычно включаются в цепь отрицательной ОС, что позволяет приблизительно в $K_u\beta$ раз уменьшить входное напряжение, при котором диоды открываются. Соответственно уменьшаются влияния нестабильности порогового напряжения и разброса прямых сопротивлений диодов.

В качестве прецизионных однополупериодных детекторов средневыпрямленного значения обычно используют ограничители (рис. 6.39, *в*), имеющие хорошие характеристики преобразования в диапазоне частот до 10 кГц.

На основе этой схемы создают и двухполупериодные выпрямители (рис. 6.50, *а*). В таком детекторе средневыпрямленного значения напряжения ОУ *DA1* и *DA2* выпрямляют разные полуволны входного сигнала, которые суммируются с противоположными знаками в ОУ *DA3*. Коэффициент усиления каждой полуволны

$$K \approx R_2/R_1, \tag{6.170}$$

причем предъявляются жесткие требования к равенству сопротивлений резисторов R_1, R_2, R_3. Преимущества данной схемы — в идентичности узлов, выпрямляющих разные полуволны.

Благодаря этому разница в коэффициентах преобразования напряжения каждого из полупериодов имеет минимальное значение. Однако параметры преобразования зависят от большого числа сопротивлений, что требует их тщательного отбора. Кроме того, погрешности вносят напряжение смещения нуля ОУ *DA3* и его дрейф.

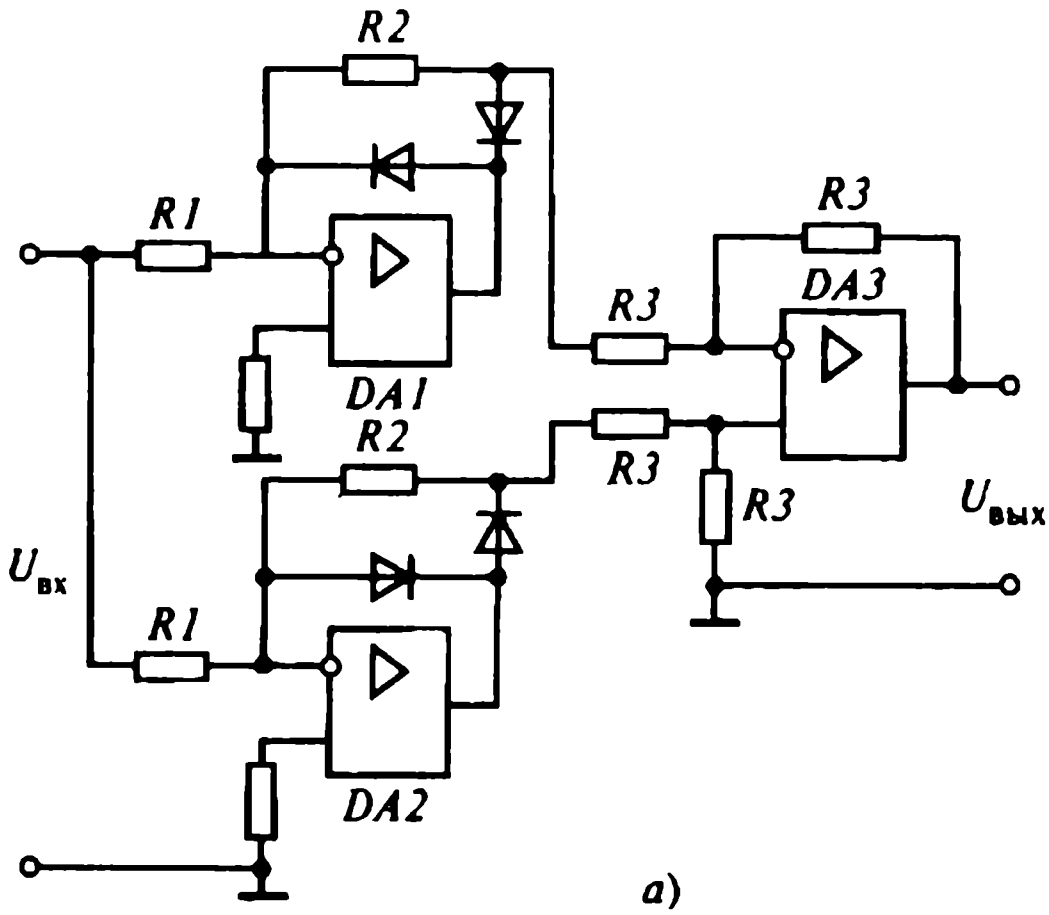
В двухполупериодном детекторе (рис. 6.50, *б*) применен один выпрямляющий узел на ОУ *DA1*, который инвертирует входной сигнал. Выходное напряжение ОУ *DA2* равно:

$$\text{при } U_{вх} < 0 \quad U_{вых} = -U_{вх}\frac{R_5}{R_4}, \tag{6.171}$$

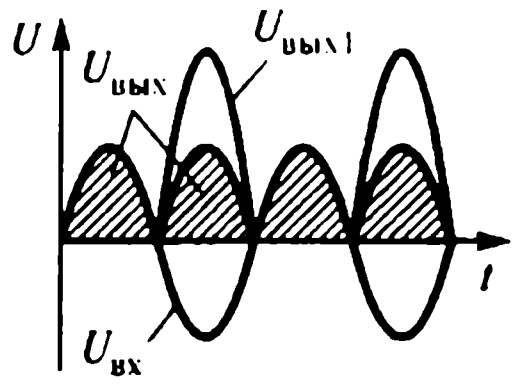
$$\text{при } U_{вх} > 0 \quad U_{вых} = U_{вх}\frac{R_2}{R_1}\frac{R_5}{R_3} - U_{вх}\frac{R_5}{R_4}. \tag{6.172}$$

Если выполняется условие

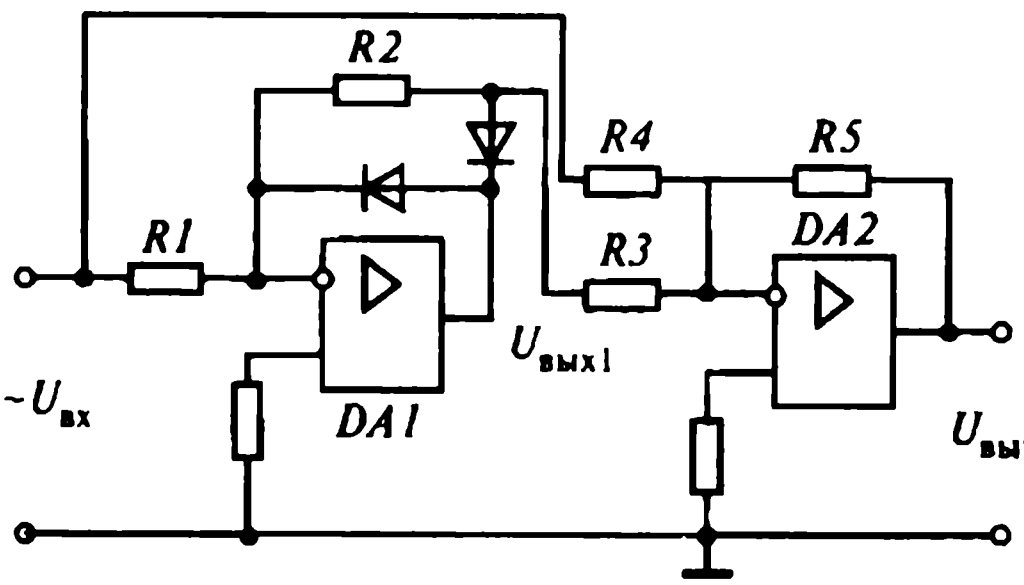
$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{1}{2}\frac{R_2}{R_1}\frac{R_5}{R_3}, \tag{6.173}$$



а)



в)



б)

Рис. 6.50. Двухполупериодные детекторы средневыпрямленных напряжений с двумя (*а*) и одним (*б*) выпрямляющими узлами; диаграмма напряжений (*в*)

то коэффициенты преобразований полуволн напряжений равны и имеют разные знаки. В результате сигнал на выходе будет однополярным и пропорциональным средневыпрямленному значению напряжения (рис. 6.50, *в*).

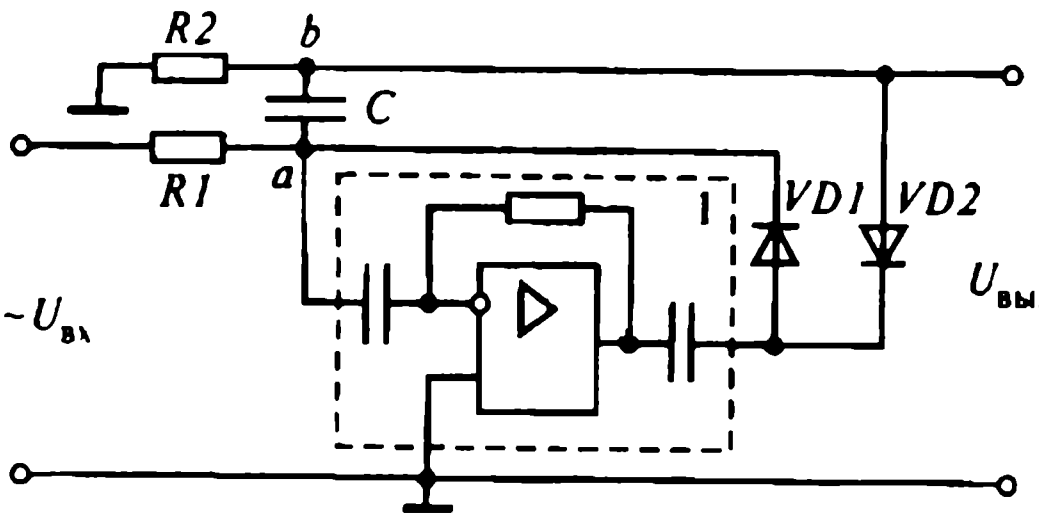
Погрешности преобразования зависят от точности выполнения условия (6.173) и смещения нуля ОУ *DA2*.

Для сглаживания пульсации выходного напряжения к выходу детекторов средневыпрямленного значения подключены фильтры низких частот, выполненные на пассивных или активных компонентах, причем смещения нуля активных компонентов дополнительно увеличивают погрешность преобразования. Несмотря на эти недостатки, на основе рассмотренных схем можно создать детекторы, погрешности которых не превышают десятые — сотые доли процента.

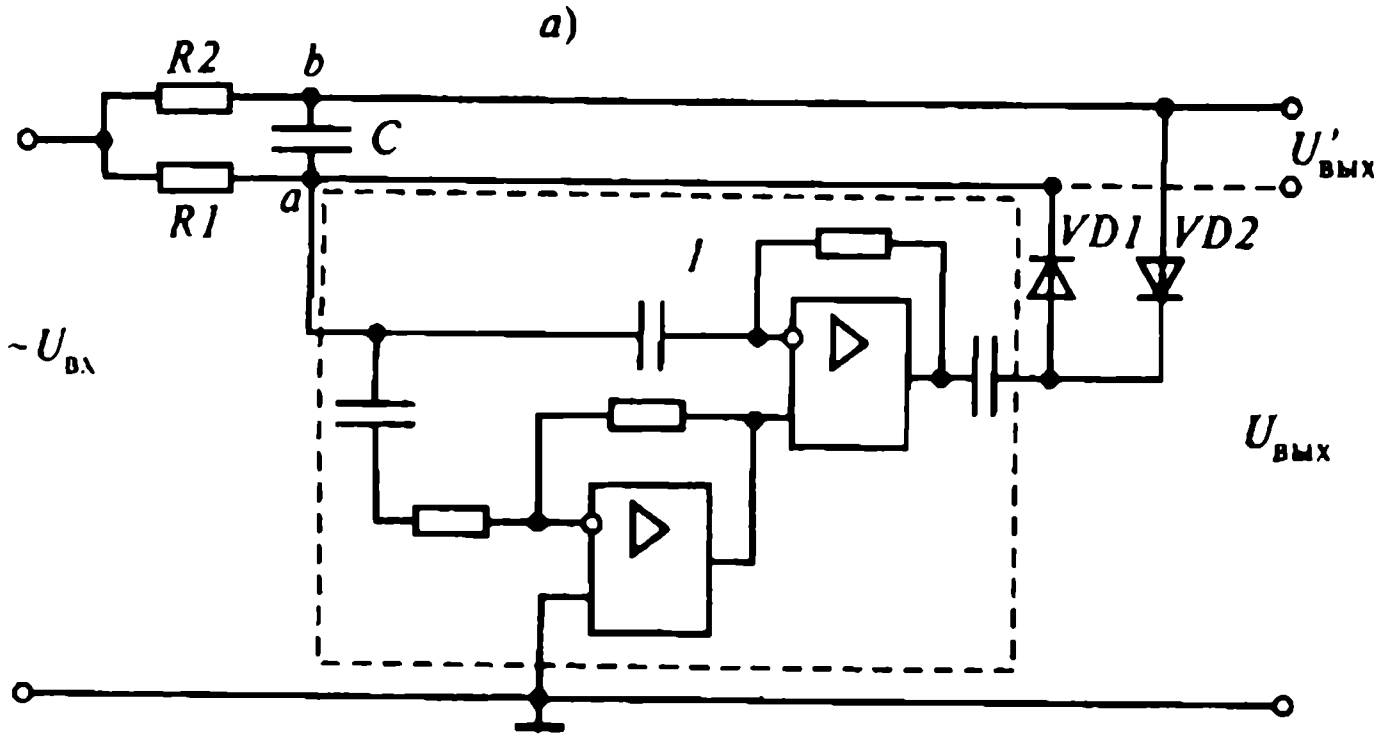
Значительно лучшие характеристики при существенном упрощении схемы удается получить в детекторах с коммутируемыми конденсаторами (рис. 6.51, *а*, *б*).

Рассмотрим работу однополупериодного детектора (рис. 6.51, *а*), считая идеальным усилитель переменного напряжения *1*. Пусть напряжение на конденсаторе *С* равно нулю и на вход поступает отрицательная полуволна напряжения. В этом случае диод *VD1* открыт, а потенциал точки *а* равен потенциалу общей шины. Напряжение на конденсаторе *С* имеет нулевое значение. При смене полярности входного напряжения открывается диод *VD2*, но в точке *а* потенциал остается нулевым. Конденсатор *С* начинает заряжаться током *i*, который равен $i = u_{вх}/R_1$. За время этой полуволны на нем накопится заряд

$$Q = \int_{t_1}^{t_1+T/2} i(t)\,dt = \frac{1}{R_1}\int_{t_1}^{t_1+T/2} u_{вх}(t)\,dt. \qquad (6.174)$$



а)



б)

Рис. 6.51. Однополупериодный (*а*) и двухполупериодный (*б*) детекторы с коммутируемыми конденсаторами:
1 — усилитель переменного напряжения

При отрицательном сигнале второго периода напряжение в точке *a* равно нулю, диод *VD1* открыт, а *VD2* закрыт. Конденсатор *C* разряжается через резистор R_2. Его заряд уменьшается по экспоненциальному закону

$$Q(t) = Q(0)\, e^{-t/(R_2 C)}. \qquad (6.175)$$

При положительной полуволне процесс зарядки конденсатора *C* повторяется и напряжение на нем повышается, причем ток зарядки практически не зависит от напряжения на конденсаторе вследствие того, что он включен в цепь ОС усилителя. Ток разрядки при каждой полуволне увеличивается из-за повышения напряжения на конденсаторе *C*. При равенстве изменений токов зарядки и разрядки наступает динамическое равновесие. Среднее напряжение на конденсаторе перестает меняться, что свидетельствует об окончании переходного процесса.

Постоянная составляющая выходного напряжения пропорциональна средневыпрямленному значению входного при однополупериодном выпрямлении.

Действительно, исходя из равенства приращений заряда на конденсаторе при его зарядке и разрядке можно записать

$$\Delta Q_р = \Delta Q_з \frac{1}{R_1} \int_0^{T/2} u_{вх}(t)\,dt = \frac{1}{R_2} \int_{T/2}^{T} u_c(t)\,dt. \qquad (6.176)$$

Если учесть, что постоянную времени $\tau = R_2 C$ берут большой, так, чтобы за период входного сигнала напряжение на конденсаторе существенно не изменилось, то можно считать, что его постоянная составляющая

$$U_{c=} = \frac{2}{T} \int_{T/2}^{T} u_c(t)\,dt = \frac{2}{T}\frac{R_2}{R_1} \int_0^{T/2} u_{вх}(t)\,dt. \qquad (6.177)$$

Так как напряжение U_c есть напряжение на выходных зажимах, то для $U_{вых}$ можно записать

$$U_{вых} = U_{c=} = \frac{2}{T}\frac{R_2}{R_1} \int_0^{T/2} u_{вх}(t)\,dt. \qquad (6.178)$$

Амплитуда пульсации выходного напряжения зависит от частоты сигнала и значений емкости конденсатора *C* и резисторов R_1 и

R_2. Этими же параметрами определяется длительность переходного процесса. Поэтому имеется однозначная связь между быстродействием и уровнем пульсации ΔU_c выходного напряжения. Так, при $U_{вх} = 1$ В и пульсациях 3 мВ время установления около 10 с.

Аналогично рассмотренному работает двухполупериодный детектор (рис. 6.51, *б*). В отличие от рассмотренного во время второй полуволны конденсатор C заряжается через резистор R_2.

Погрешности преобразования у таких детекторов в диапазоне средних частот могут быть менее 0,001%. В диапазоне низких частот погрешность увеличивается из-за уменьшения коэффициента усиления усилителей переменного напряжения. Для его существенного увеличения в схеме рис. 6.51, *б* включены два ОУ. В диапазоне низких частот вместо усилителя переменного напряжения можно применять бездрейфовые ОУ типа МДМ. Рассматриваемые детекторы хорошо работают на высоких частотах, обеспечивая на частоте 1 МГц погрешности менее 0,01...0,2% при использовании достаточно высокочастотного усилителя.

Преобразователи электрических сигналов, выходное напряжение которых равно максимальному значению модуля входного сигнала, называются *пиковыми*, или *амплитудными*, *детекторами*.

Различают пиковые детекторы с открытым и закрытым входами. В детекторах с *открытым* входом выходной сигнал пропорционален сумме постоянной и максимального значения переменной составляющих входного напряжения. В детекторах с *закрытым* входом имеется разделительный конденсатор и выходной сигнал пропорционален только переменной составляющей входного.

Схемы пиковых детекторов, выполненных на пассивных компонентах, приведены на рис. 6.52, *а*, *б*; 6.53, *а*, *б*. Общими условиями их нормальной работы являются большое сопротивление нагрузки, так, чтобы $\tau_р >> T$, и малое значение постоянной времени зарядки конденсаторов $\tau_з << \tau_р$, где $\tau_р = R_н C$ (T — длительность периода входного сигнала). При их выполнении конденсаторы за

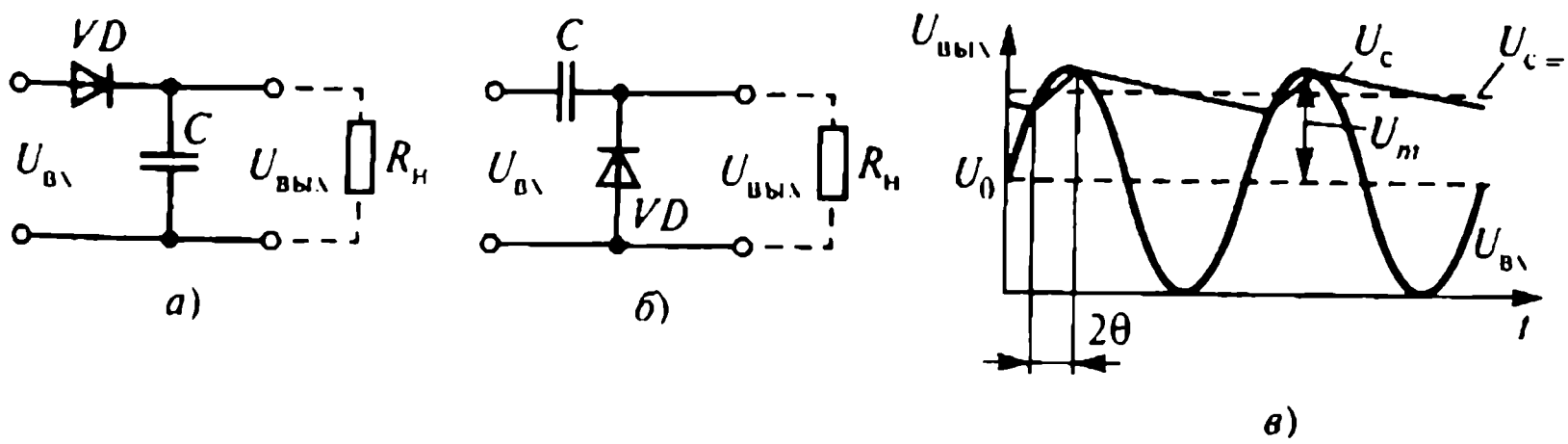


Рис. 6.52. Пиковые детекторы с открытым (*а*) и закрытым (*б*) входами; диаграмма напряжений (*в*)

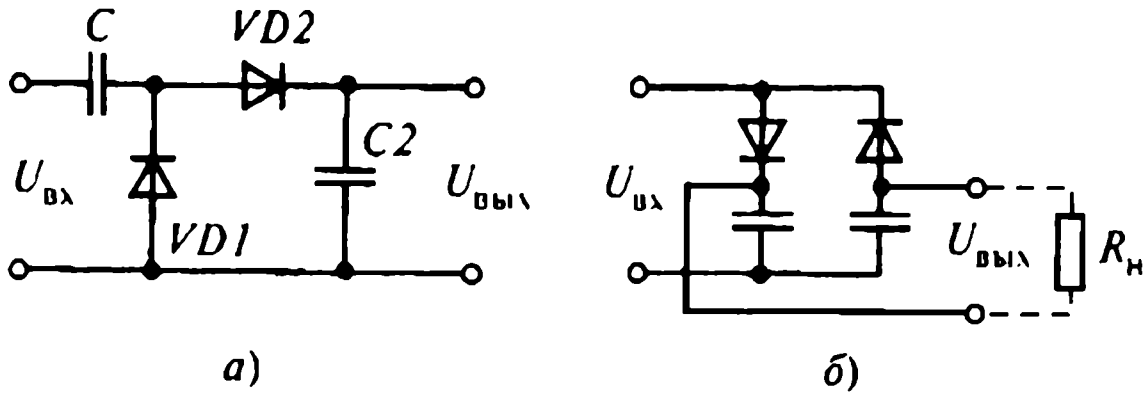


Рис. 6.53. Детекторы с открытыми (*а*) и закрытыми (*б*) входами и удвоением напряжения

время одной полуволны (нескольких полуволн) заряжаются до максимального значения входного сигнала. В промежутках между процессами зарядки напряжение на них изменяется незначительно из-за большой постоянной времени цепи разрядки. К тому же эти уменьшения напряжения компенсируются соответствующей подзарядкой, происходящей в каждый период воздействия входного сигнала.

Пусть на вход пикового детектора с открытым входом (рис. 6.52, *а*) подано входное напряжение $U_{вх}$ (рис. 6.52, *в*), имеющее постоянную составляющую U_0. При первой положительной полуволне диод *VD* открывается и конденсатор *C* заряжается до напряжения $U_c \approx U_m + U_0$. Как только напряжение, приложенное к диоду, становится меньше порогового (контактной разности потенциалов), диод запирается и начинается разрядка конденсатора через сопротивление нагрузки $R_н$. При большой постоянной времени цепи разрядки $\tau_р$ напряжение на конденсаторе изменится незначительно за промежуток времени, в течение которого напряжение на диоде снова превысит пороговое значение. При этом диод снова откроется и увеличит заряд на конденсаторе *C* и напряжение на нем. Промежуток времени, в течение которого диод открыт, характеризуется углом отсечки 2θ. Угол отсечки зависит от постоянных времени цепей зарядки и разрядки конденсатора *C*, а также от формы входного сигнала. Значение его можно найти исходя из условия равенства приращений тока зарядки $\Delta Q_з$ и разрядки $\Delta Q_р$: $\Delta Q_р = \Delta Q_з$. При малых значениях угла θ, что характерно для пиковых детекторов, можно считать справедливым приближенное уравнение

$$\frac{\tau_р}{\tau_з} = \frac{R_н}{R_з} \approx 1 + \frac{\pi}{\mathrm{tg}\theta - \theta} \approx 1 + \frac{3\pi}{\theta^3}, \qquad (6.179)$$

где $R_з$ — сопротивление цепи зарядки конденсатора, равное сумме сопротивлений источника входного сигнала и прямого сопротивления диода.

Из (6.179) видно, что чем больше постоянная времени разрядки $\tau_р$ и меньше постоянная времени зарядки $\tau_з$, тем меньше угол θ. Постоянная составляющая выходного напряжения детектора

$$U_с \approx U_{вых} \approx U_0 + U_m \cos\theta \approx U_0 + U_m. \qquad (6.180)$$

Уравнения (6.179), (6.180) справедливы при синусоидальной форме входного сигнала. Но они могут быть использованы и для прикидочных расчетов и в случае несинусоидальных напряжений.

Таким образом, выходное напряжение детектора с открытым входом равно пиковому значению входного сигнала данной полярности относительно нулевого уровня.

В случае пикового детектора с закрытым входом конденсатор C заряжается до напряжения $U_с$ (рис. 6.52, *в*) аналогично рассмотренному. Так как постоянное напряжение $U_с$ вычитается из входного сигнала, то на сопротивлении нагрузки оказывается пульсирующее падение напряжения. Его постоянная составляющая $U_m \cos\theta \approx U_m$. Для ее выделения к выходу детектора необходимо подключать фильтр низких частот, имеющий высокое входное сопротивление. В ряде случаев вместо фильтра низких частот подключают детектор с открытым входом рис. 6.53, *а*, аналогичный показанному на рис. 6.52, *а*. В этом случае выходной сигнал

$$U_{вых} \approx (U_m + U_m \cos\theta_1)\cos\theta_2 \approx 2U_m,$$

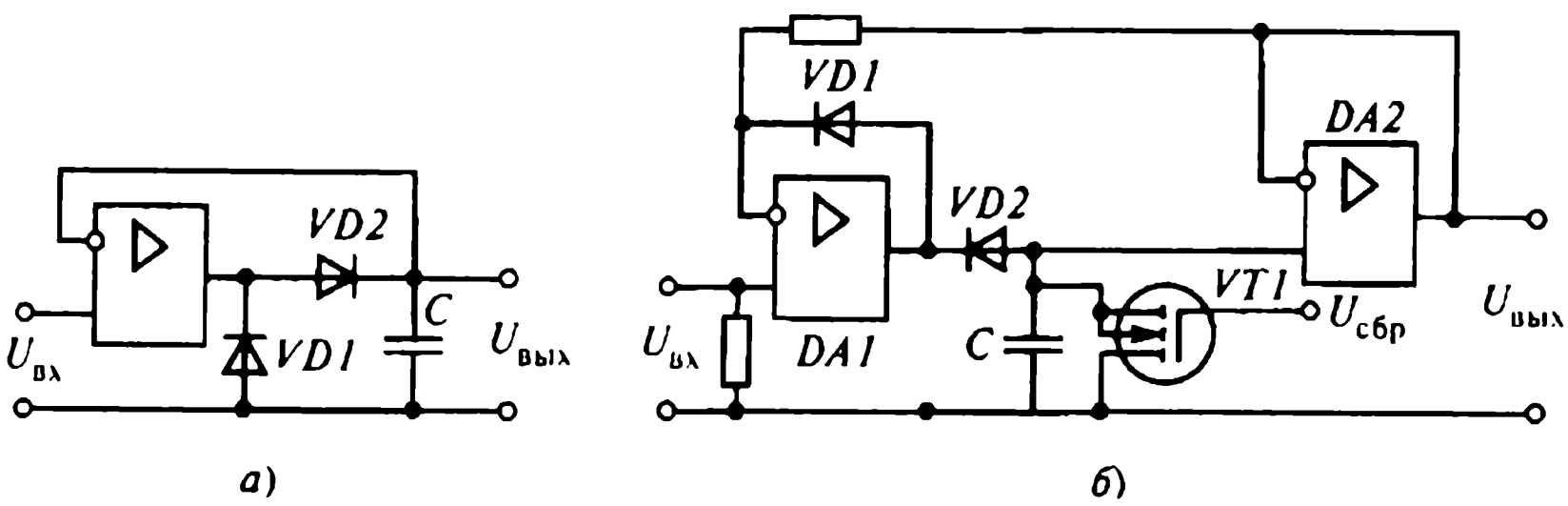
где θ_1 и θ_2 — углы отсечки пиковых детекторов на диодах *VD1* и *VD2*.

Для получения выходного напряжения, равного размаху входного, применяют детекторы (рис. 6.53, *б*). Выходное напряжение данной схемы определяется разностью максимального и минимального входных напряжений при наличии в их составе постоянной составляющей. Пиковые детекторы, у которых выходной сигнал больше входного, являются основой для построения устройств, обеспечивающих увеличение выходного напряжения без использования дополнительных источников электрической энергии. Цепи данного целевого назначения называют *умножителями напряжений*.

Пиковые детекторы с пассивными компонентами хорошо работают до частот в сотни мегагерц. Однако их эффективная работа возможна только в случае больших входных сигналов, когда $U_{вх} > U_{пор}$, где $U_{пор}$ — пороговое напряжение, при котором открывается диод. При малых напряжениях наблюдается существенная нелинейность характеристики преобразования.

Для уменьшения погрешностей пиковых детекторов в диапазоне частот до 100 кГц и более широко применяют активные компоненты. Так, если запоминающий конденсатор *C* подключить к инвентирующему входу ОУ (рис. 6.54, *а*), то влияние на выходной сигнал порогового напряжения диода *VD2* уменьшится в $(1 + K_{у\,и})$ раз. При положительной полуволне входного сигнала диод *VD2* смещается в прямом направлении и конденсатор *C* заряжается до напряжения $U_{вых} = U_{вх\,m}(1 - 1/K_{у\,и})$. При напряжении, меньшем $U_{вх\,m}$, диод *VD2* запирается. Запомненное значение хранится на конденсаторе *C*, уменьшаясь с течением времени вследствие наличия у диода *VD2* обратного тока и входного тока у ОУ. На значение выходного сигнала также влияют сопротивление утечки конденсатора и дифференциальное входное сопротивление ОУ. Диод *VD1* введен для ограничения уровня выходного напряжения отрицательной полярности. Это повышает быстродействие вследствие меньшего заряда на барьерной емкости диода *VD2*, но может быть применено только тогда, когда ОУ имеет цепь защиты от короткого замыкания. В противном случае диод *VD1* следует убрать. Для уменьшения влияния на выходной сигнал входного сопротивления ОУ, подключенного к конденсатору *C*, которое в ряде микросхем имеет небольшое значение при большом дифференциальном сигнале, целесообразно применять микросхемы с МОП-транзисторами в цепях входов. Постоянная времени цепи зарядки конденсатора в этом случае равна $\tau_з = R_{вых}C/(1 + K_{у\,и})$, где $R_{вых}$ — выходное сопротивление ОУ. Постоянная времени разрядки зависит от нагрузки и сопротивлений и токов утечек. ОУ попадает в ограничение по отрицательной полярности при входных напряжениях, меньших $U_{вх\,m}$. Это снижает быстродействие детектора.

Лучшие характеристики преобразования удается получить с помощью схемы рис. 6.54, *б*. В этом случае к конденсатору *C*



а) *б*)

Рис. 6.54. Пиковые детекторы с ОУ:
а — простейший; *б* — с улучшенными характеристиками

подключен повторитель напряжения *DA2*. Он имеет большое входное сопротивление, что повышает стабильность сохранения заряда на конденсаторе *C*. Кроме того, введение ОУ *DA2* позволяет ввести отрицательную ОС по положительной полярности через диод *VD1*. Вследствие этого ОУ не попадает в ограничение, что повышает его быстродействие. В схеме также предусмотрена цепь, позволяющая разрядить конденсатор *C* и тем самым «стереть» запомненную информацию. Это ключ на МОП-транзисторе *VT1*. При подаче на его затвор управляющего напряжения $U_{сбр}$ транзистор открывается. Конденсатор *C* быстро разряжается до нуля через малое сопротивление канала.

С использованием этих принципов выполняются пиковые детекторы импульсных вольтметров и узлы электронных схем, в которых используется информация о максимальных значениях сигнала.

Детекторы действующего, или эффективного, значения преобразуют входной сигнал в выходное напряжение, определяемое уравнением

$$U_{вых} = K\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)\,dt}, \qquad (6.181)$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Особенностью этих детекторов является то, что *их выходное напряжение не зависит от формы и частоты входного сигнала при постоянстве у него действующего значения напряжения.*

В соответствии с (6.181) такие детекторы аналоговых сигналов могут быть реализованы двумя путями: с использованием логарифмирующих и антилогарифмирующих устройств, с помощью нелинейных преобразователей, имеющих квадратичную характеристику, и устройства, позволяющего извлечь квадратный корень.

При использовании логарифмирующих и антилогарифмирующих устройств последовательно включаются преобразователи и усилители, выполняющие математические операции в соответствии с уравнением (6.181). Обычно это сложное устройство, имеющее небольшую точность преобразования.

Преобразователи с *квадратичными* характеристиками используются значительно чаще. В качестве их обычно применяют нелинейные усилители, амплитудная характеристика которых аппроксимируется параболой. Способ построения таких детекторов поясняет структурная схема рис. 6.55. Входное напряжение выпрямляется однополупериодными выпрямителями *1* и подается

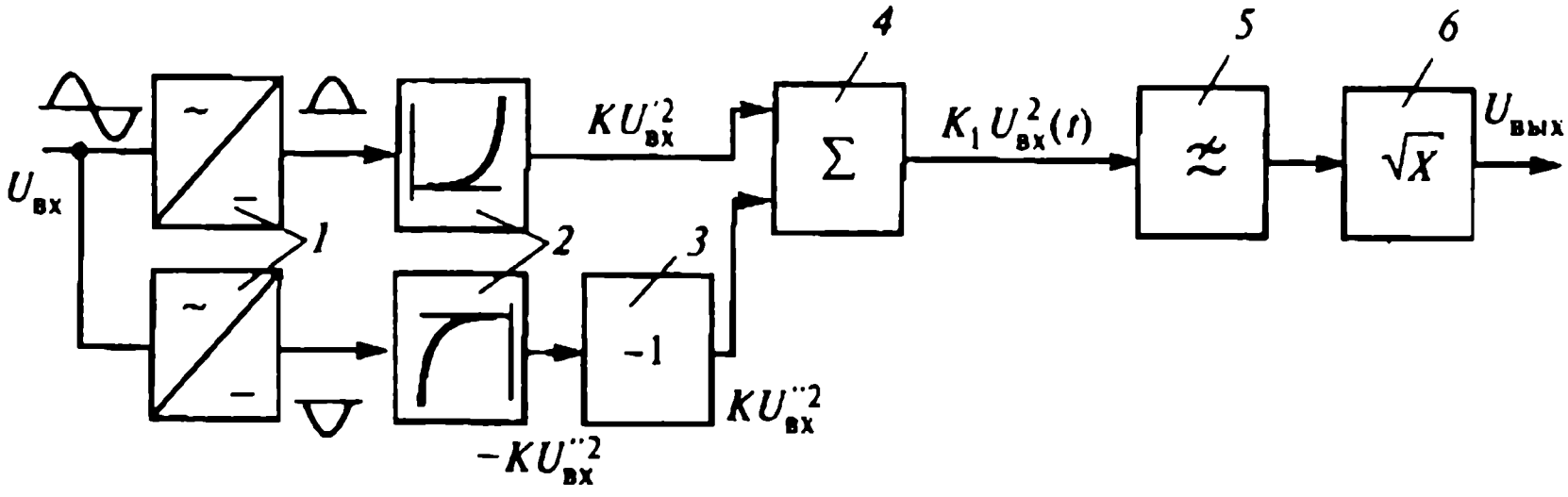


Рис. 6.55. Структурная схема детектора действующего значения

на усилители *2*, имеющие квадратичные вольт-амперные характеристики. На их выходе сигналы пропорциональны квадрату положительной и отрицательной полуволн входного напряжения $KU'_{вх}$ и $KU''_{вх}$. Знак одного из напряжения меняется усилителем *3*, имеющим единичный коэффициент усиления по напряжению. После суммирования в сумматоре *4* сигнал равен $K_1U^2_{вх}(t)$. Он усредняется с помощью фильтра низких частот *5*. В устройстве *6* из сигнала извлекается квадратный корень. В результате этих операций выходное напряжение определяется уравнением (6.181). Схемотехническое выполнение всех функциональных узлов рассмотрено ранее и не требует специальных пояснений. Из-за большого их количества трудно получить высокую точность детектирования. Поэтому погрешность квадратичных детекторов обычно равна десятым долям — нескольким процентам.

Фазовые детекторы обеспечивают получение выходного напряжения, пропорциональное фазовому сдвигу между двумя сигналами, имеющими одну частоту. Их часто называют *фазочувствительными выпрямителями* или *синхронными детекторами*. Под синхронным детектированием понимают преобразовательные цепи, в которых коммутация элемента, меняющего коэффициент передачи устройства, осуществляется синхронно с одним из входных сигналов, частота которого может отличаться от частоты второго входного сигнала. Поэтому *фазовые детекторы* представляют собой частный случай *синхронных детекторов*.

Применяются линейные и ключевые фазовые детекторы. Линейные фазовые детекторы выполняются на основе перемножителей аналоговых сигналов. В них на один из входов, например вход *X*, подается напряжение $U_x = U_{оп}\cos\omega t$, а на другой (*Y*) — напряжение $U_y = U_c\cos(\omega t + \varphi)$. В результате перемножения выходной сигнал равен

$$U_{вых} = KU_{оп}\cos\omega t\, U_c\cos(\omega t + \varphi) = \\ = KU_{оп}\, U_c[K_1\cos(2\omega t + \varphi) + K_2\cos\varphi], \quad (6.182)$$

где K, K_1, K_2 — масштабные коэффициенты.

Если к выходу перемножителя подключить фильтр низких частот, который не пропускает высокочастотную составляющую, имеющую частоту 2ω, то выходное напряжение фильтра будет равно

$$U_{вых\,ф} = K_3 U_{оп} U_c\cos\varphi, \quad (6.183)$$

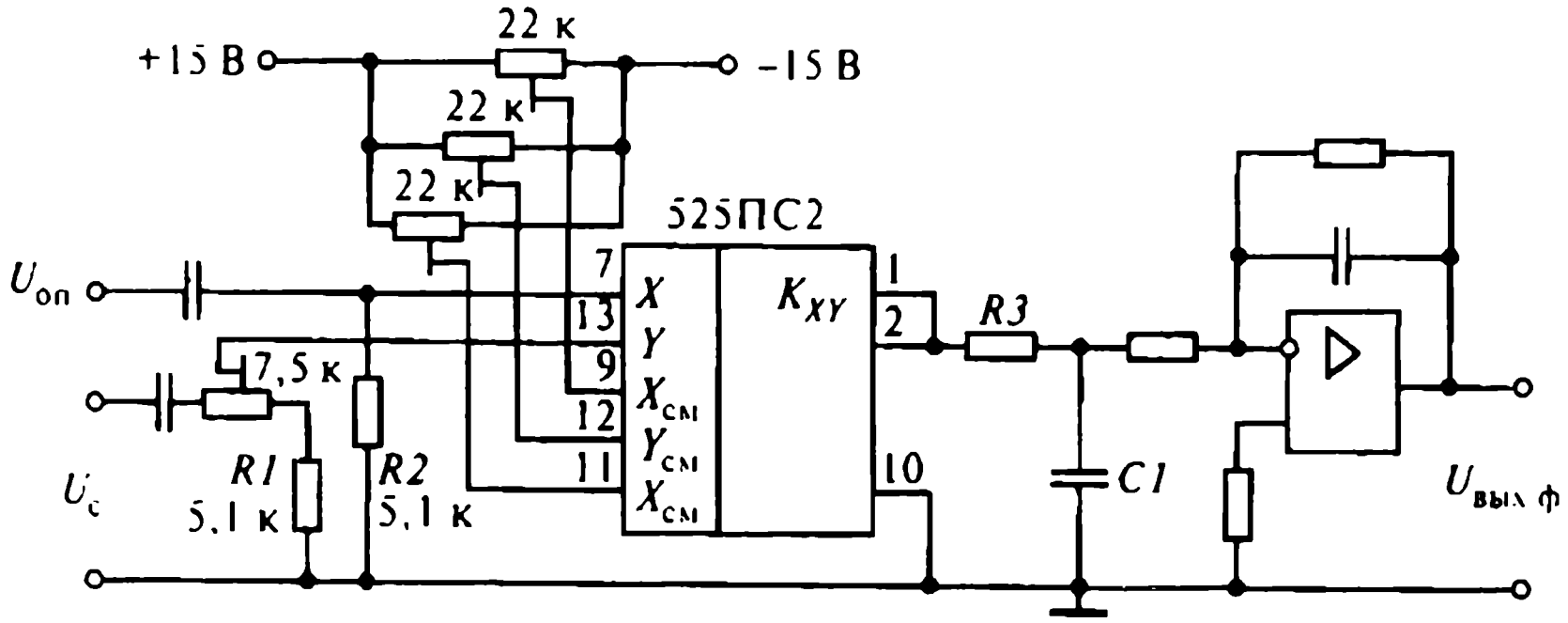
где K_3 — масштабный коэффициент.

Таким образом, перемножитель сигналов, к входу которого подключен фильтр низких частот, не пропускающий переменной составляющей, обеспечивает получение постоянного напряжения, пропорционального фазовому сдвигу между напряжениями $U_{оп}$ и U_c.

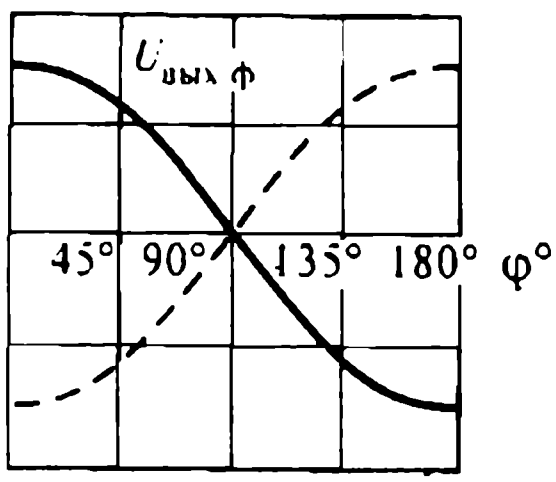
При создании фазовых детекторов могут быть использованы микросхемы 140МА1, 525ПС1, 525ПС2 и др., причем тип микросхемы выбирается исходя из частотного диапазона ее работы.

С целью уменьшения количества дополнительных навесных компонентов целесообразно применять перемножители новых разработок, имеющие встроенный ОУ и малые смещения нулевых сигналов, например типа 525ПС2 (рис. 6.56, *а*). В этом перемножителе приходится устанавливать только навесные резисторы, компенсирующие смещение нуля выходного напряжения, и постоянные резисторы R_1, R_2, обеспечивающие получение нужных входных токов у дифференциального каскада (см. § 6.8). Перемножаемые напряжения $U_{оп}$ и U_c подключаются через конденсаторы, устраняющие влияние постоянных составляющих входного сигнала. Фильтр низких частот второго порядка выполнен на резисторе R_3 и конденсаторе C_1, а также на ОУ *DA1*. Характеристика преобразования при постоянных амплитудах входных напряжений показана на рис. 6.56, *б*. Дрейфы нуля перемножителя и фильтра низких частот приводят к появлению соответствующих погрешностей преобразования. Поэтому их следует стремиться свести к минимуму.

Для уменьшения погрешностей сигналы $U_{оп}$ и U_c можно преобразовать в прямоугольные импульсы за счет их усиления и ограничения. Их значения берут такими, чтобы перемножитель под их воздействием насыщался. Это легко сделать при использовании микросхем типа 140МА1. Тогда на выходе перемножителя будут прямоугольные импульсы положительной и отрицатель-



а)



б)

Рис. 6.56. Фазовый детектор на микросхеме 525ПС2 (*а*) и его характеристика при $U_{оп}$ = const и U_c = const (*б*)

ной полярности. Их величина не зависит от напряжений $U_{оп}$ и U_c, а полярность и длительность определяются этими сигналами. Постоянная составляющая, выделяемая фильтром низких частот, пропорциональна сдвигу фаз φ.

Ключевые фазочувствительные детекторы представляют собой электронные ключи, управляемые одним из входных сигналов. Принцип их работы поясняется рис. 6.57. Так, если имеется ключ (рис. 6.57, *а*), управляемый напряжением $U_{оп}$, то среднее напряжение на выходе зависит от значения сигнала U_c и его фазового сдвига относительно напряжения $U_{оп}$. Так, если напряжение изменяется по синусоидальному закону (рис. 6.57, *б*), фазовый сдвиг между U_c и $U_{оп}$ равен нулю ($\varphi = 0$) и ключ включается при положительной полярности напряжения $U_{оп}$, то выходной сигнал имеет вид рис. 6.57, *в*.

Его среднее значение $U_{вых} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_c \sin \omega t \, dt$. При 90-градусном сдвиге фаз напряжений U_c и $U_{оп}$ выходной сигнал имеет форму, показанную на рис. 6.57, *г*. Его среднее значение $U_{вых} = \frac{1}{T}\int_{T/4}^{3T/4} U_c \sin \omega t \, dt = 0$.

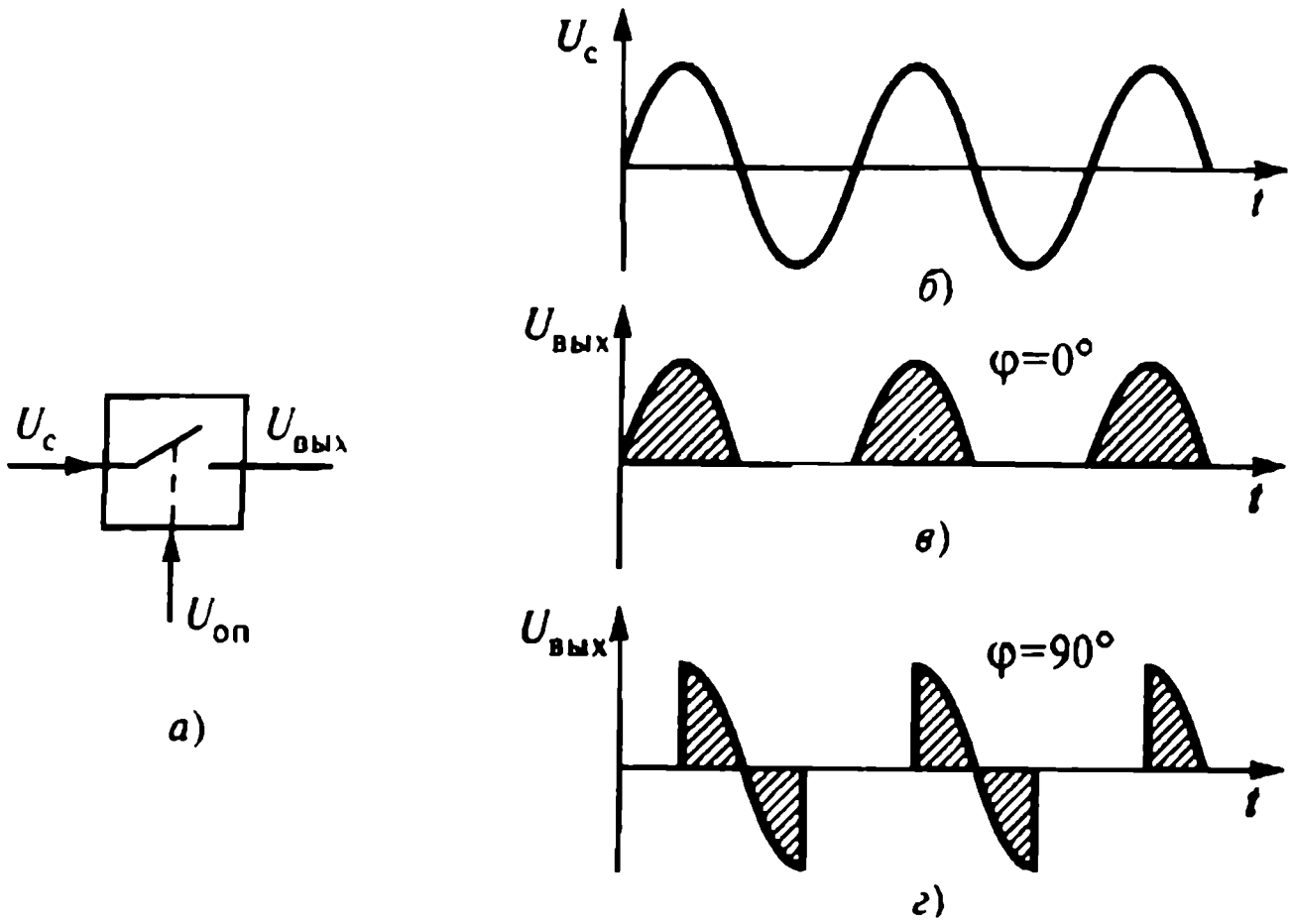


Рис. 6.57. Фазовый ключевой детектор (*а*) и диаграммы входного (*б*) и выходного (*в*, *г*) напряжений при фазовых сдвигах $\varphi = 0°$, $\varphi = 90°$

В общем случае выходное напряжение ключевого фазового фильтра можно найти из уравнения

$$U_{вых} = \frac{1}{T}\int_{t_\phi}^{T/2+t_\phi} u_c(t)\,dt, \qquad (6.184)$$

где $t_\phi = \varphi\frac{T}{2\pi}$.

Таким образом, выходное напряжение ключевого фазового фильтра зависит только от фазового сдвига напряжений φ и величины сигнала U_c, причем, так же как и в случае линейного фазового фильтра, оно выделяется с помощью фильтра низких частот. Если установить второй ключ, управляемый напряжением $U_{оп}$, но открывающийся при другой полярности, и его выходное напряжение после инвертирования просуммировать с уже имеющимся, то получится «двухполупериодный» фазовый детектор. Он будет иметь в два раза большую частоту пульсации, что позволяет уменьшить постоянные времени фильтра низких частот и увеличить быстродействие, а также в два раза повысить выходной сигнал.

При практическом выполнении фазовых детекторов используются ключи, выполненные на основе диодов, полевых и биполярных транзисторов, а также микросхемы аналоговых ключей, например серий 590, 564, 561, 176.

На рис. 6.58, *а—в* показаны некоторые из возможных схем фазовых детекторов. В схеме 6.58, *а* ключи выполнены на биполярных транзисторах *VT1*, *VT2*, имеющих электропроводность противоположного типа. Они открыты при $U_{оп}$ разного знака. Поэтому при одном полупериоде $U_{оп}$ ток протекает через транзистор *VT1*, при другом — через транзистор *VT2*.

Так как резисторы R_2, с которых снимается выходной сигнал, равны между собой, то коэффициенты передачи в каждый полупериод воздействия напряжения $U_{оп}$ одинаковы и равны $K = -R_2/R_1$. Выходной сигнал может быть снят с одного из резисторов R_2 («однополупериодное» преобразование) или с обоих резисторов («двухполупериодное» преобразование). Фильтр низких частот выполнен на резисторах R_3 и конденсаторе *C*. Транзисторы *VT1*, *VT2* управляются токами, задаваемыми резисторами R_4. Значения их берутся такими, чтобы обеспечивался режим насыщения. Вследствие малого сопротивления ОУ ток управления транзисторами практически не влияет на выходной сигнал и не вносит погрешностей. Для улучшения характеристик фазового фильтра следует брать ОУ с высокой скоростью нарастания выходного напряжения, использовать высокочастотные транзисторы

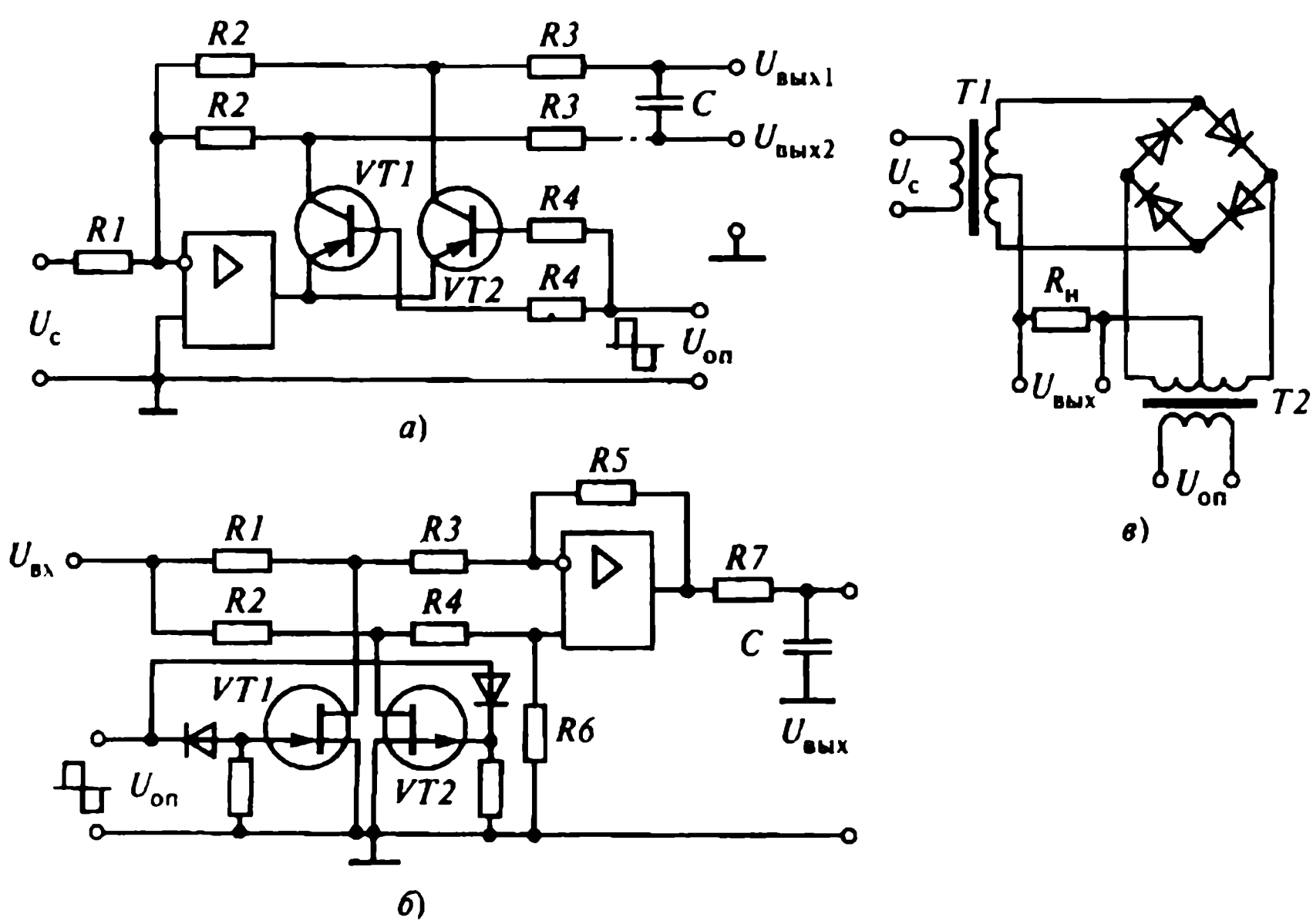


Рис. 6.58. Фазочувствительные выпрямители с ключами:
а — на биполярных; *б* — полевых транзисторах; *в* — диодах

и сигнал $U_{оп}$ преобразовывать в напряжение прямоугольной формы. Погрешность подобного фазового детектора в диапазоне средних частот 0,05...0,1%.

В фазочувствительном выпрямителе (рис. 6.58, *б*) ключи выполнены на полевых транзисторах. Диоды в цепях их затворов предохраняют транзисторы *VT1*, *VT2* от гальванического соединения с источником управляющего напряжения $U_{оп}$ при отпирающих полярностях его напряжения. При одной полярности $U_{оп}$ открыт ключ *VT1* и коэффициент передачи ОУ $K_{u1} = \left(\frac{R_5 + R_3}{R_3}\right)\frac{R_6}{(R_2 + R_4 + R_6)}$, а при другой открыт ключ *VT2* и коэффициент передачи меняет знак: $K_{u2} = -R_5/(R_1 + R_3)$. Резисторы выбирают так, чтобы $|K_{u1}| = |K_{u2}|$. Фильтр низких частот выполняют на резисторе R_7 и конденсаторе C. В данной схеме несколько уменьшено влияние импульсов, которые сопровождают процесс переключения полевых транзисторов. Они возникают за счет емкости $C_{зс}$ и передают перепад $U_{оп}$ на вход ОУ. Так как близкие по значению импульсы подаются на разные входы, то суммарная помеха равна их разности.

При больших значениях напряжений U_c и $U_{оп}$ применяют ключи на диодах (рис. 6.58, *в*). В таком *кольцевом* детекторе сопротивление диодов зависит от значений и полярности напряжений U_c, $U_{оп}$, а средний ток в диагонали пропорционален произведению значений напряжений и их фазовому сдвигу.

Эффективные фазовые детекторы выполняют на основе схем выборки — хранения. В них моменты выборки определяются напряжением $U_{оп}$, из которого формируются короткие управляющие импульсы.

В *синхронных* детекторах частоты напряжений U_c и $U_{оп}$ могут различаться между собой. Так, если входной и опорный сигналы равны $U_c \cos\omega_1 t$ и $U_{оп} \cos(\omega_2 t + \varphi)$ и частоты ω_1 и ω_2 близки между собой, то при их перемножении получим

$$U_{вых} = KU_c U_{оп}\{K_1 \cos(\omega_2 - \omega_1)t \cos\varphi + K_2 \cos[(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi]\}, \quad (6.185)$$

где K, K_1, K_2 — коэффициенты пропорциональности.

Из (6.185) видно, что постоянная составляющая в составе $U_{вых}$, пропорциональная $\cos\varphi$, U_c и $U_{оп}$ появляется только в том случае, если $\omega_2 = \omega_1$. Это позволяет использовать синхронный детектор в качестве *узкополосного высокодобротного фильтра*, который позволяет выделить из состава сложного входного сигнала

составляющую, имеющую частоту ω_2. Однако зависимость результатов такой фильтрации от значения напряжения U_c заставляет отдавать предпочтение ключевым синхронным детекторам. При этом из-за сложного спектрального состава напряжения U_c постоянную составляющую будут давать все гармоники сигнала U_c, нечетные частоте $\omega_2(3\omega_2, 5\omega_2, 7\omega_2)$ (рис. 6.59). Ширина полосы пропускания определяется верхней частотой полосы пропускания $f_в$ фильтра низких частот, подключенного к выходу синхронного детектора. С его помощью выделяется постоянная составляющая. Поэтому реальный синхронный фильтр выделяет не отдельные частоты, а полосы частот, ширина которых на уровне 0,7 равна $2f_в$. Чем меньше $f_в$, тем уже полоса пропускания и меньше быстродействие фильтра. Если сигнал U_c модулирован частотой Ω, то $f_в$ следует выбирать из условия $\Omega < f_в$.

Синхронные фильтры широко используют для преобразования сигналов, имеющих в своем составе импульсные помехи. Для этого входной сигнал преобразуют в прямоугольное напряжение с помощью усилителя-ограничителя *1* и подают его на вход детектора вместо напряжения $U_{оп}$ (рис. 6.59, *б*). Такой детектор преобразует только частоту входного сигнала и его нечетные гармоники. В результате помехи и шумы, имеющие другие частоты, не оказывают влияния на выходной сигнал.

С помощью синхронных детекторов часто удается получить более высокую добротность, чем при применении обычных фильтров. Так, например, с их помощью можно фильтровать сигналы, имеющие граничную частоту 1 МГц с шириной полосы $2f = 1$ Гц. Это соответствует добротности $Q \approx 10^6$.

Частотные детекторы осуществляют преобразование частотно-модулированных электрических сигналов в сигналы с другими электрическими параметрами. Чаще всего частота преобразуется

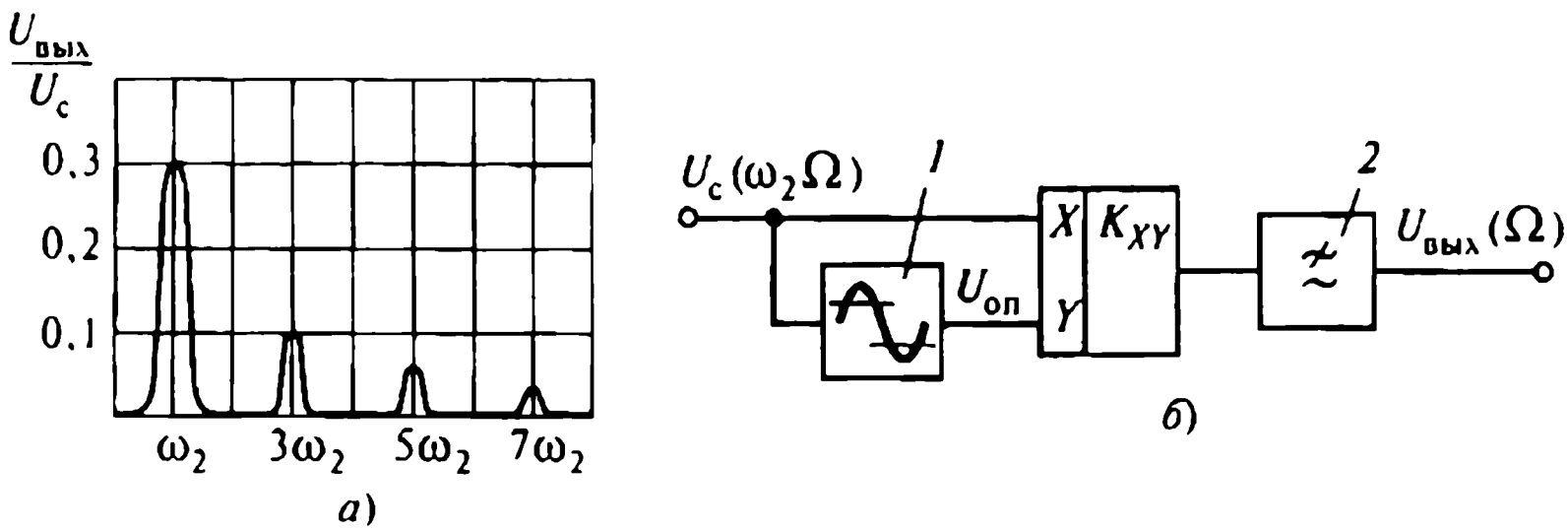


Рис. 6.59. Частотная характеристика синхронного детектора (*а*) и использование его для детектирования сигналов (*б*):
1 — усилитель-ограничитель; *2* — фильтр низких частот

в напряжение. Такие детекторы называют преобразователями частота — напряжение (ПЧН).

Прецизионные ПЧН обычно имеют структуру рис. 6.60, *а*. Работа их заключается в том, что электронный ключ подключает конденсатор C к источнику постоянного тока I с частотой преобразуемого сигнала f, причем длительность подключения $t_п$ строго определенная и во много раз меньше длительности периода входного сигнала при наибольшей его частоте. В промежутках между подключениями источника тока конденсатор разряжается через резистор R, что исключает процесс непрерывного нарастания выходного напряжения. В установившемся режиме приращения зарядов на конденсаторе за время его разрядки и зарядки равны между собой, что позволяет записать уравнение баланса

$$\Delta Q_з = \Delta Q_р = I\, f\, t_п = CU_{вых}(1 - e^{(T - t_п)/\tau}), \qquad (6.186)$$

где $T = 1/f$; $\tau = RC$.

При выполнении условия $(T - t_п) << \tau$ членом, содержащим $e^{(T - t_п)/\tau}$, можно пренебречь ввиду его малости и (6.186) записать в виде

$$U_{вых} = f\frac{I\, t_п}{C}. \qquad (6.187)$$

Из (6.187) следует, что крутизна преобразования зависит от емкости запоминающего конденсатора C, тока I и длительности включения электронного ключа. Погрешности преобразования зависят от стабильности этих параметров. Для получения повышенной точности входной сигнал $U_с$ обычно преобразуют в пря-

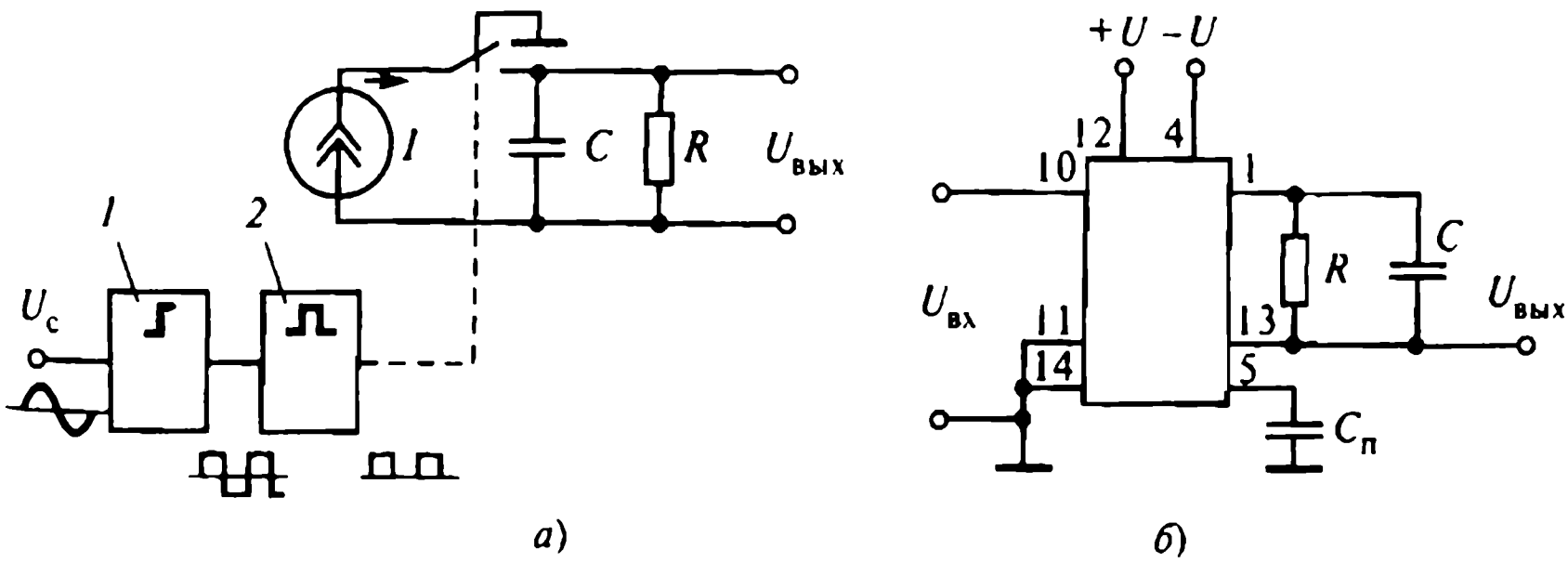


Рис. 6.60. Структурная схема преобразователя частота — напряжение (*а*) и выполнение ПЧН на микросхеме КР1108ПП1 (*б*)

моугольные импульсы с помощью компаратора напряжений *1* (усилителя-ограничителя с большим коэффициентом усиления) рис. 6.60, *а*. Из них в блоке формирования калиброванных по длительности импульсов *2* получают сигналы, управляющие электронным ключом. В качестве блока *2* обычно применяют прецизионные одновибраторы. Данная структура использована в микросхеме 1108ПП1 при включении ее в схему ПЧН рис. 6.60, *б*. Конденсатор C и разрядный резистор R в ней навесные. Длительность $t_п$ задается с помощью конденсатора $C_п$. При $C = 20$ пФ, $C_п = 3600$ пФ, $R = 34$ кОм крутизна преобразования в диапазоне 0...10 кГц равна 1 В/кГц. ПЧН можно использовать до частоты 500 кГц.

На высоких частотах более нескольких сотен килогерц частотные детекторы обычно выполняют с использованием *резонансных LC-контуров*. Фазовая характеристика параллельного LC-контура вблизи резонанса описывается уравнением

$$\varphi = \operatorname{arctg} Q\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) = \operatorname{arctg}\frac{2\Delta f}{\Delta f_р}, \qquad (6.188)$$

где Q — добротность контура; f_0 — резонансная частота; f — мгновенная частота; $\Delta f_р$ — полоса пропускания LC-контура, определенная на уровне 0,7; Δf — девиация частоты, $\Delta f = f - f_0$. Если на один вход перемножителя напряжений подать входной сигнал $U_с(\omega, \Omega)$, а на другой подать тот же сигнал через резонансный LC-контур, то фазовый сдвиг напряжений на входах перемножителя будет зависеть от частоты. Выходное напряжение перемножителя, на входе которого включен фильтр низких частот, определяется из уравнения (6.183): $U_{вых} = K_3 U_с U_{оп} \cos\varphi$. Подставив (6.188) в (6.183) и произведя преобразования с учетом того, что $\Delta f < \Delta f_р$, получим

$$U_{вых} = K_3 U_с U_{оп} \frac{\Delta f}{\Delta f_р}. \qquad (6.189)$$

Если Δf меняется с частотой Ω, $\Delta f = \Delta f_m \cos\Omega t$, то

$$U_{вых} = K_3 U_с U_{оп} \frac{\Delta f_m}{\Delta f_р} \cos\Omega t. \qquad (6.190)$$

Таким образом, аналоговый перемножитель, у которого фаза напряжения на одном из входов зависит от частоты, работает как

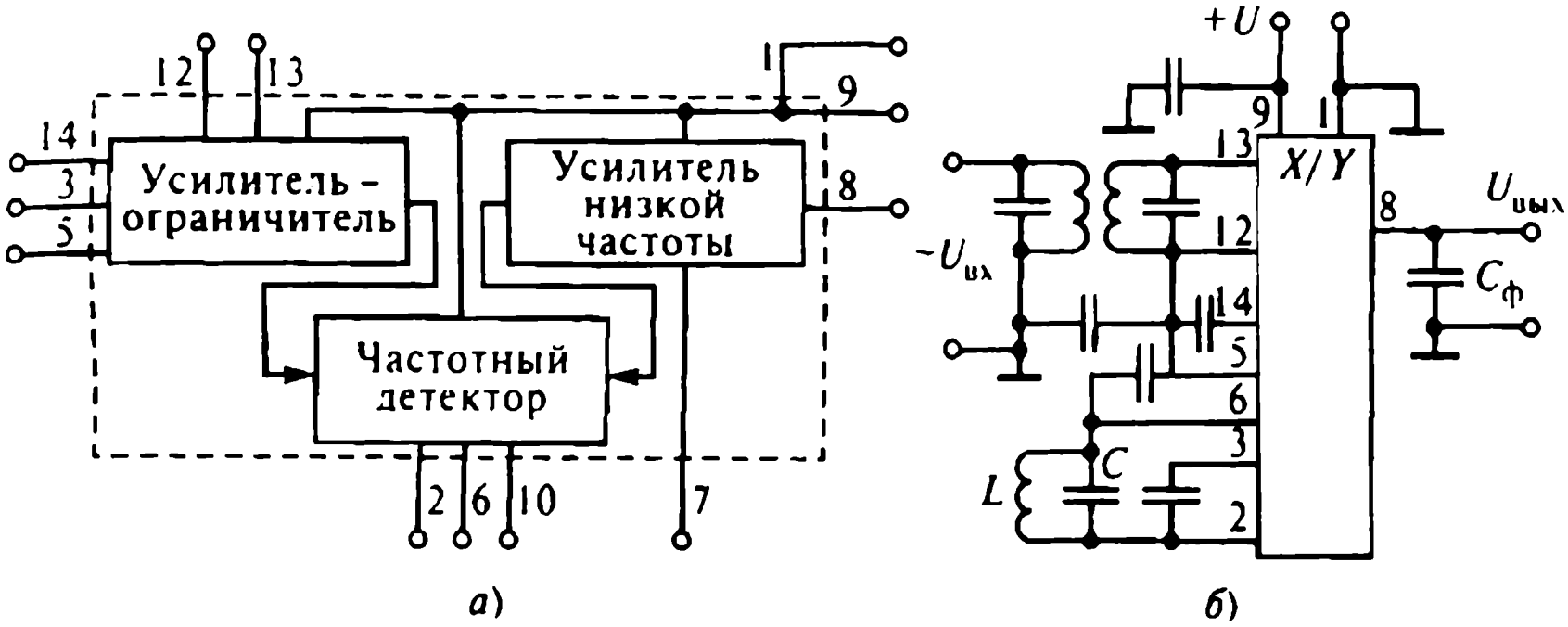


Рис. 6.61. Структурная схема микросхемы 174УР3 (*а*); ее включение частотным детектором (*б*)

частотный детектор. В принципе можно применять и любые другие фазосдвигающие устройства. Однако в диапазоне высоких частот они дают меньшую стабильность фазового сдвига по сравнению с резонансными *LC*-контурами.

Эта идея использована в частотных детекторах, выполненных на микросхеме 174УР3. Ее структурная схема приведена на рис. 6.61, *а*, а включение показано на рис. 6.61, *б*. Фазосдвигающий *LC*-контур подбирают исходя из требуемой резонансной частоты. Конденсатор $C_ф$ выполняет роль фильтра низких частот. Наличие в микросхеме внутреннего усилителя-ограничителя позволяет устранить погрешности, связанные с нестабильностью уровней сигнала. Микросхема работает до частот в несколько десятков мегагерц ($f_{max} \approx 40$ МГц).

ГЛАВА 7

ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

§ 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИМПУЛЬСНЫХ ПРОЦЕССАХ И УСТРОЙСТВАХ

Импульсными называются устройства, предназначенные для генерирования, формирования, преобразования и неискаженной передачи импульсных сигналов (импульсов).

Электрическим импульсом называют напряжение или ток, отличающиеся от нуля или постоянного значения только в течение короткого промежутка времени, который меньше или сравним с длительностью установления процессов в электрической системе, в которой они действуют. В случае следующих друг за другом импульсов обычно предполагается, что интервал между ними существенно превышает длительность процессов установления. В противном случае этот сигнал называют *несинусоидальным напряжением* или *током*. Такое определение не отличается строгостью, ибо переходные процессы протекают, как известно, бесконечно долго. Однако оно позволяет отличать импульсы в общепринятом смысле от напряжения сложной формы.

Все многообразие электрических импульсов принято подразделять на *видеоимпульсы* (рис. 7.1, *а*) и *радиоимпульсы* (рис. 7.1, *б*). Связь между этими двумя типами импульсов состоит в том, что огибающая радиоимпульса представляют собой видеоимпульс. Частота синусоиды, которой заполнен видеоимпульс, называется *частотой заполнения*. Обычно рассматривают только видеоимпульсы

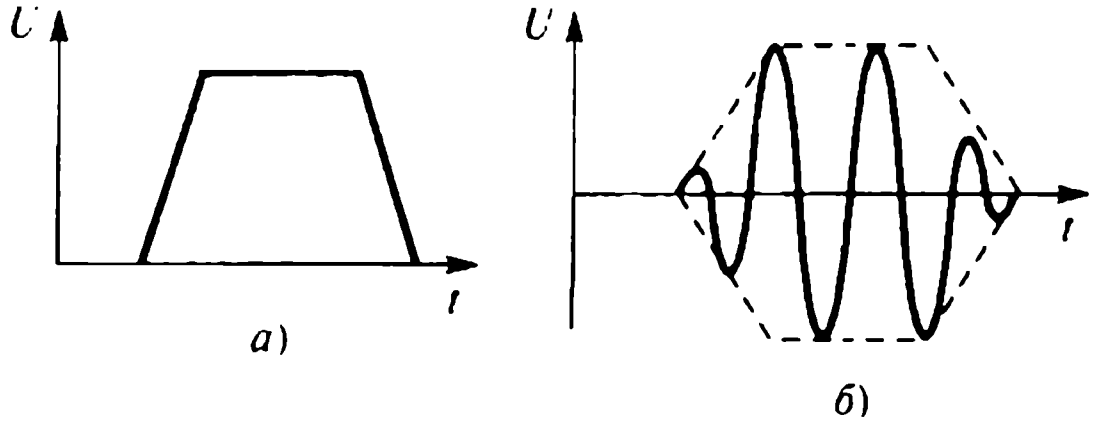


Рис. 7.1. Видеоимпульс (*а*) и радиоимпульс (*б*)

и их преобразования, так как радиоимпульсы, с помощью которых ведут передачу информации в радиотехнических трактах, после детектирования становятся видеоимпульсами. Поэтому в дальнейшем рассматриваются только видеоимпульсы, которые названы просто *импульсами*.

Формы импульсов, используемых в импульсных устройствах различного назначения, разнообразны. Наиболее распространенные из них приведены на рис. 7.2, *а—е*.

Принято различать следующие участки импульса: фронт (*AB*), вершина (*BC*), срез (*CD*), основание (*AD*).

Фронт соответствует быстрому возрастанию сигнала; *вершина* — медленному его изменению; *срез* — быстрому убыванию сигнала. Иногда срез называют задним фронтом в отличие от переднего фронта. Основными параметрами импульса являются следующие (рис. 7.3, *а*, *б*, *в*): 1) высота импульса — A; 2) спад вершины импульса ΔA находится как разность высоты импульса в момент окончания переходного процесса и в момент окончания вершины импульса; 3) длительность импульса $t_и$ определяют на уровне 0,1 A; 4) время установления или нарастания фронта импульса (длительность фронта импульса) $t_ф$ определяется временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего установившегося значения; 5) длительность среза импульса t_c определяется аналогично $t_ф$; 6) длительность вершины импульса $t_в$ обычно определяется на уровне 0,9 A; 7) выброс импульса δ характеризует наибольшее превышение высоты импульса в переходном процессе над его высотой в квазистационарном процессе.

Так как $t_ф$ и t_c определяют по уровням 0,1 и 0,9 A, то их иногда называют *активными длительностями* фронта и среза.

Часто вводят так называемую *активную длительность* импульса $t_{иа}$, измеряемую на уровне 0,5 A. Смысл введения этой величины заключается в том, что часто основной результат воздействия импульса на то или иное устройство проявляется только после того, как его значение достигнет некоторого уровня, близкого к 50% высоты импульса.

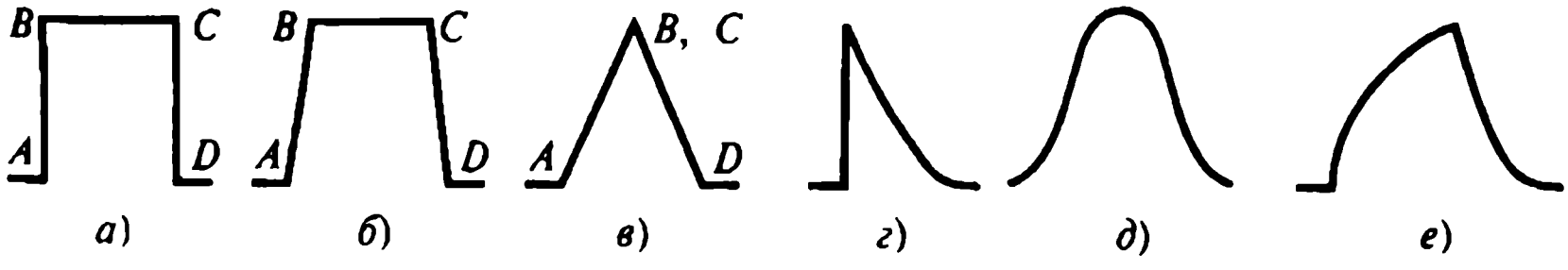


Рис. 7.2. Идеализированные импульсы:

а — прямоугольный; *б* — трапецеидальный; *в* — треугольный; *г* — с экспоненциальным срезом *д* — колоколообразный; *е* — с экспоненциальным фронтом и срезом

Рис. 7.3. Определение параметров импульса:
а — идеализированного; *б* — реального; *в* — периодической последовательности

В ряде случаев представляет интерес относительная величина спада вершины

$$\lambda = \Delta A/A. \qquad (7.1)$$

В зависимости от формы импульса может потребоваться видоизмененный подход к определению его параметров, который

будет лучше соответствовать реальной физической картине, как, например, в случае, приведенном на рис. 7.3, *б*. В данном случае спад вершины $\Delta A > 0{,}1A$ и не имеет резко выраженной границы. Кроме того, после среза в общепринятом смысле образуется обратный выброс противоположной полярности. Этот выброс иногда называют *хвостом*. Длительность его обозначим $t_х$.

Значение сигнала, воздействующего на какое-то устройство при срезе импульса, в общем случае не равно A и определяется из выражения $\Delta A_с = A_с + A_в$.

Для определения параметров импульса в случаях, аналогичных показанному на рис. 7.3, *б*, следует провести касательные к вершине импульса и его срезу, на пересечении касательных найти точку C и вычислить $A_с$, затем найти точки M и N, определяемые при $0{,}1\ \Delta A_с$, расстояние между которыми будет характеризовать длительность (активную) среза $t_с$.

При наличии периодической последовательности импульсов (рис. 7.3, *в*) вводят параметры, характеризующие эту последовательность: период повторения импульсов T, частоту повторения импульсов $f = 1/T$; скважность импульсов $Q = T/t_и$; коэффициент заполнения $K_з = 1/Q = t_и/T$.

Частоту повторения выражают в герцах, а скважность и коэффициент заполнения — в относительных единицах.

Анализ импульсных процессов представляет собой довольно сложную задачу, особенно при наличии существенных нелинейностей у цепи, преобразующей импульсы. Поэтому чаще всего эту цепь стремятся свести к линейной. Исследование ее проводят следующими методами: «классическим» методом анализа переходных процессов, который заключается в составлении дифференциальных уравнений, характеризующих процессы в цепи, с последующим их решением; спектральным (частотным); методом суперпозиции (с использованием интеграла Дюамеля); операторным.

Если импульсная цепь по условиям ее работы не может быть линеаризована, то анализ ее сводится к решению нелинейных дифференциальных уравнений, причем вид решения зависит от характера нелинейности цепи.

Во многих практически важных случаях нарастание и срез импульса происходят по экспоненциальному закону или закону, который может быть аппроксимирован экспонентой. В этом случае анализ импульсных цепей существенно упрощается, так как мгновенные значения импульса во время его нарастания и среза описываются уравнениями

$$u = A(1 - e^{-t/\tau}); \quad u = Ae^{-t/\tau}, \tag{7.2}$$

где τ — постоянная времени экспоненты.

Зная мгновенное значение импульса, можно найти время t, в течение которого импульс достиг этого значения:

$$t = -\tau \ln(u/A). \tag{7.3}$$

Так как активную длительность фронта (время установления) и среза определяем как промежуток времени между значениями, равными 0,1 и 0,9 A, то

$$t_\Phi = t_c = \tau\,[\ln(0{,}9\,A/A) - \ln(0{,}1A/A)] \approx 2{,}2\tau. \tag{7.4}$$

Если длительности t_Φ и t_c определять по уровням 0,1 A и A, то аналогично (7.4) можно получить

$$t_\Phi = t_c = 2{,}3\tau. \tag{7.5}$$

Любую периодическую последовательность импульсов произвольной формы можно представить в виде ряда Фурье, т. е. в виде суммы гармонических колебаний, имеющих разные амплитуды и частоты, кратные частоте повторения и импульсов f_0:

$$u(t) = A_0 + A_1 \cos(\omega_0 t - \varphi_1) + A_2 \cos(2\omega_0 t - \varphi_2) + \ldots + \\ + A_n \cos(n\omega_0 t - \varphi_n), \tag{7.6}$$

где $\omega_0 = 1/(2\pi f_0)$; φ_1, φ_2, ..., φ_n — фазы отдельных гармоник.

Спектр периодической последовательности импульсов является линейчатым, так как отдельные составляющие его отстоят друг от друга на расстоянии, равном частоте следования импульсов (рис. 7.4, *а*) $f_0 = 1/T$. *Амплитуды гармоник зависят как от длительности импульсов, так и от частоты их повторения.*

Амплитуды гармоник, имеющих частоты $f = n/t_и$, где n — целое число, равны нулю. С уменьшением длительности импульса $t_и$ частоты, при которых амплитуды гармоник становятся равными нулю, смещаются в сторону больших частот. При этом число гармоник, имеющих амплитуду, большую какого-либо наперед заданного значения, существенно увеличивается и спектр импульса расширяется. Следовательно, *уменьшение длительности импульса приводит к расширению его спектра, а увеличение длительности — к его сужению.* При $t_и \to 0$ спектр импульса стремится к бесконечности.

При увеличении частоты следования импульсов амплитуды гармоник увеличиваются. Огибающая спектра сохраняет свою форму, а расстояние между спектральными линиями возрастает.

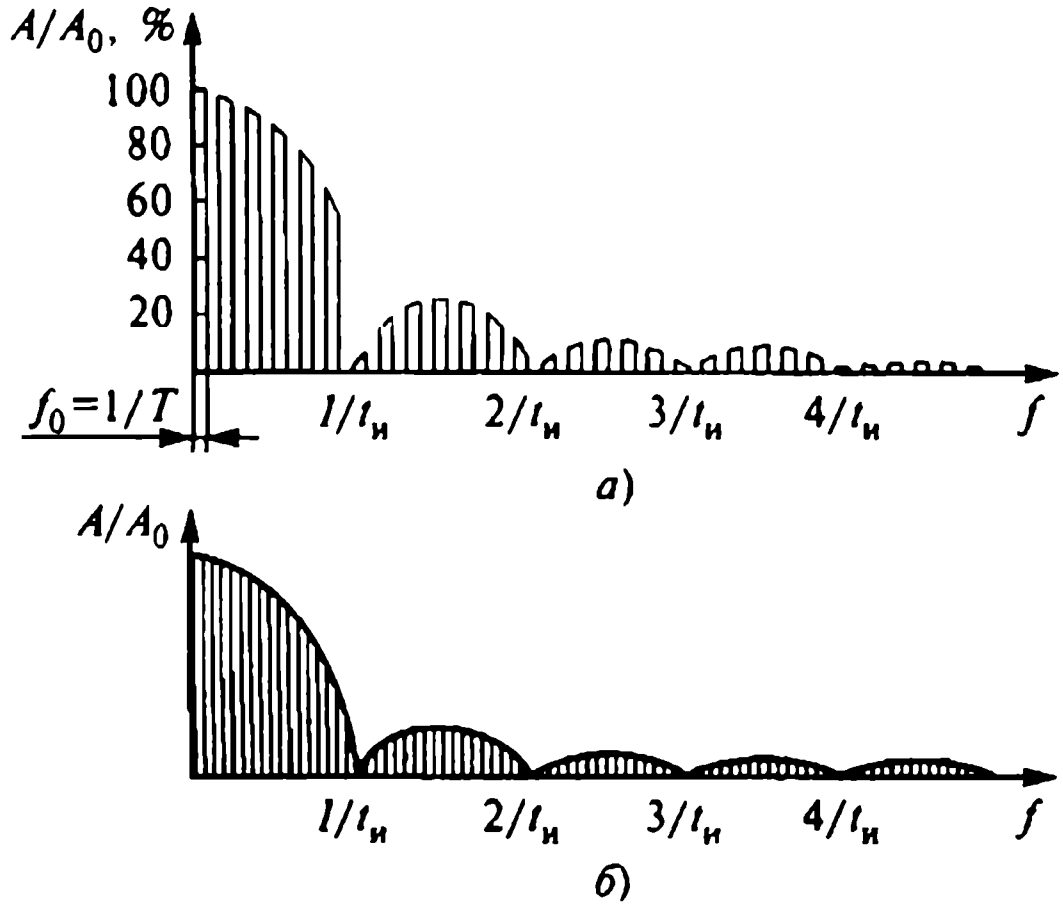


Рис. 7.4. Линейчатый спектр периодических импульсов прямоугольной формы (*а*) и сплошной спектр единичного импульса (*б*)

В итоге в том же диапазоне частот оказывается меньшее число линий спектра, что говорит об обеднении его гармониками.

Если частота следования импульсов уменьшается, то уменьшаются амплитуды гармоник и расстояние между линиями спектра (рис. 7.4, *б*). Уменьшение частоты следования импульсов обогащает спектр гармониками. В пределе, когда частота следования импульсов мала ($f_0 \to 0$), расстояние между линиями спектра стремится к нулю и спектр из линейчатого превращается в сплошной (непрерывный). Амплитуды гармоник также стремятся к нулю.

Энергия импульса равна сумме энергий всех его гармоник, причем основная часть энергии видеоимпульсов лежит в низкочастотной части спектра и только сравнительно малая — в высокочастотной. Так, для прямоугольных импульсов 95% всей энергии импульса сосредоточена в полосе частот $0 \le f < f_{гр} = 2/t_и$.

В связи с тем что обычно важно знать поведение системы в том диапазоне частот, в котором передается основная часть энергии, вводят понятие активной ширины спектра, под которой понимают диапазон частот от $f = 0$ до некоторой граничной частоты $f_{гр}$, в котором сосредоточено 95% полной энергии импульса. Использование активной ширины спектра позволяет ограничить полосу пропускания устройств, на которые воздействуют импульсы, имеющие достаточно широкий спектр, и выбирать ее равной или несколько большей активной ширины спектра.

Так как прямоугольный импульс имеет один из наиболее широких спектров, активная ширина которого лежит в пределах от 0

до $2/t_и$, то для импульсов с более узким спектром, не анализируя детально их спектральный состав, можно задавать верхнюю частоту полосы пропускания в пределах

$$f_{гр} \approx (1 \div 2)/t_и. \qquad (7.7)$$

Для импульсов, у которых $t_ф = t_с$ и $t_ф < 0{,}2t_и$, при ориентированном определении $f_{гр}$ часто используют уравнение

$$f_{гр} \approx K_с/t_ф, \qquad (7.8)$$

где $K_с = 0{,}2...0{,}4$.

Одну и ту же цепь, используемую для преобразования импульсных сигналов, можно исследовать различными методами. Наиболее часто получают или переходную характеристику, показывающую, как изменяется выходной сигнал при изменении скачком входного, или частотную характеристику цепи. Так как разными методами исследуют одни и те же цепи, то эти характеристики однозначно связаны между собой. В общем случае эту связь находят путем решения интегрального уравнения, причем она оказывается достаточно сложной.

Поэтому рассмотрим взаимосвязь между переходной и частотной характеристиками на примере простейшего апериодического звена. У звена этого типа переходная характеристика определяется постоянной времени τ, а частотная — граничными частотами пропускания, определяемыми на уровне 0,7 (3 дБ) от установившегося значения.

Проследим прохождение импульсного сигнала через простейшую линейную *RC*-цепь (рис. 7.5, *а*). Пусть на ее вход подана единичная ступенька напряжения

$$1(t) = \begin{Bmatrix} 0 & (t < 0) \\ 1 & (t \geq 0) \end{Bmatrix}. \qquad (7.9)$$

Переходная характеристика этой цепи, как известно, равна $h(t) = e^{-t/\tau}$, где $\tau = RC$.

Из рис. 7.5, *б*, иллюстрирующего характер переходной характеристики, видно, что плоская вершина входного импульса на выход точно не передается. При этом чем больше постоянная времени τ, тем меньше спад вершины ΔA за промежуток времени t_1, т. е. если $\tau_2 > \tau_1$, то $\Delta A_2 < \Delta A_1$.

Другими словами, искажения ступеньки напряжения увеличиваются с уменьшением постоянной времени τ пассивной цепи.

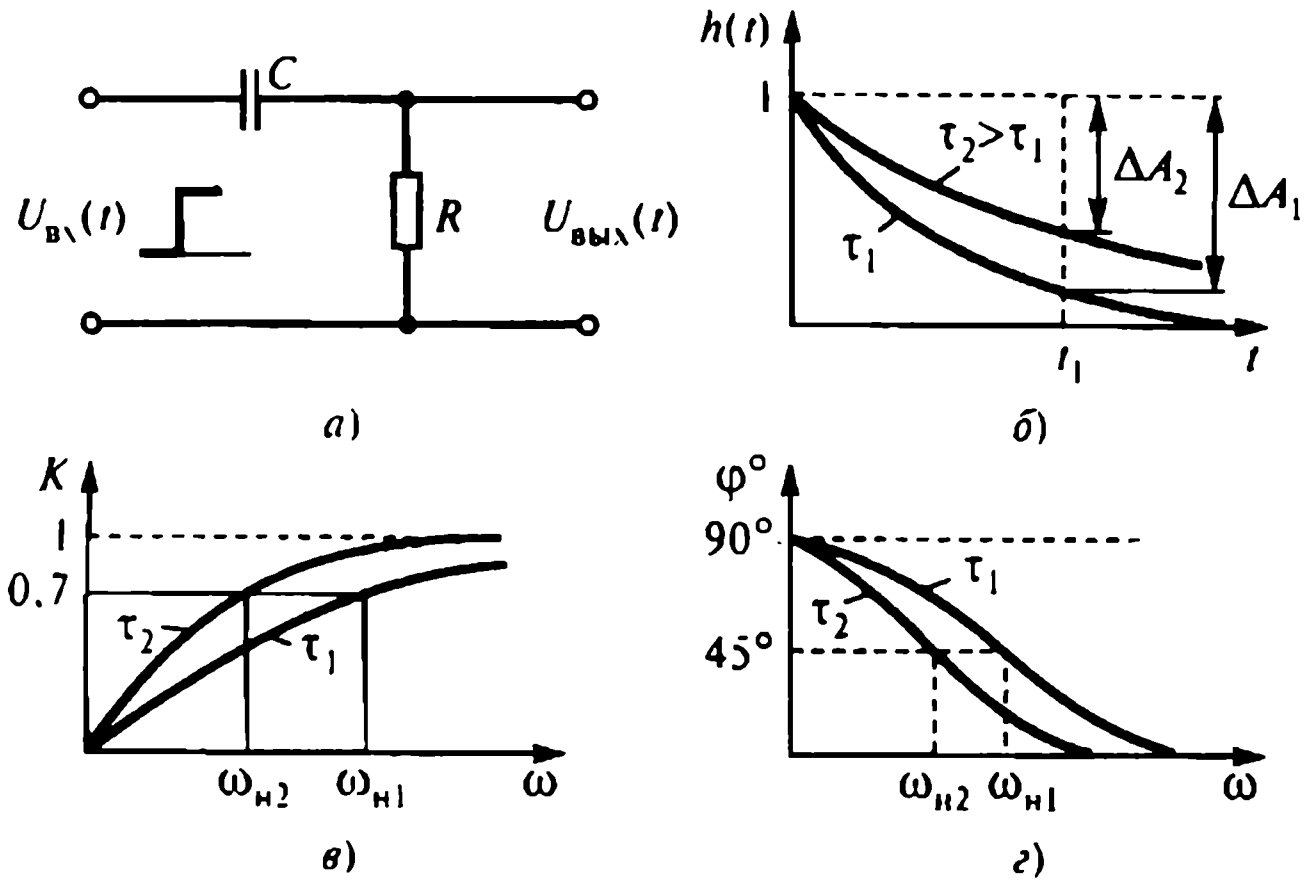


Рис. 7.5. Схема апериодического звена:

а — на основе простейшей *RC*-цепи; *б* — переходная; *в* — амплитудно-частотная; *г* — фазо-частотная характеристики

Эти искажения можно также оценить с помощью частотной характеристики *RC*-цепи, коэффициент передачи которой

$$K(j\omega)=\frac{R}{R+1/(j\omega C)}=\frac{1}{\sqrt{1+1/(\omega RC)^2}}e^{j(\pi/2-\operatorname{arctg}\omega RC)}=K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (7.10)$$

где $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ — амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики цепи. При тех же, что и в случае нахождения переходных характеристик, значениях постоянных времени τ_1 и τ_2 $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ имеют вид, показанный на рис. 7.5, *в*, *г*.

В области низких частот амплитудно-частотная характеристика падает с уменьшением частоты, а фазо-частотная возрастает. Чем больше постоянная времени τ, тем меньше спад амплитудно-частотной характеристики $K(\omega)$ и меньше фазовый угол $\varphi(\omega)$.

Если считать *граничной частотой* пропускания цепи ту частоту, на которой $K(\omega)$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (0,7 от первоначального значения), то эта граничная частота связана с постоянной времени цепи простым соотношением

$$\omega_н = 1/\tau. \quad (7.11)$$

Таким образом, частотные искажения в области низких частот характеризуются спадом вершины выходного импульса при пода-

че на вход импульсного сигнала прямоугольной формы: чем больше спад вершины импульса, чем выше нижняя граничная частота пропускания цепи, и наоборот.

Теперь проследим прохождение импульса через *RC*-цепь другого вида (рис. 7.6, *а*). В этом случае переходная характеристика $h(t)$ (рис. 7.6, *б*) является экспоненциально нарастающей функцией

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau}. \qquad (7.12)$$

При уменьшении постоянной времени длительность фронта импульса t_Φ уменьшается (рис. 7.6, *б*).

Искажения фронта импульса непосредственно связаны с частотными искажениями в области высоких частот. Действительно, коэффициент передачи рассматриваемой цепи

$$K(j\omega) = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = K(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}, \qquad (7.13)$$

где $K(\omega) = \dfrac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$ — амплитудно-частотная характеристика цепи; $\varphi(\omega) = -\mathrm{arctg}\,\omega RC$ — фазо-частотная характеристика цепи (рис. 7.6, *г*).

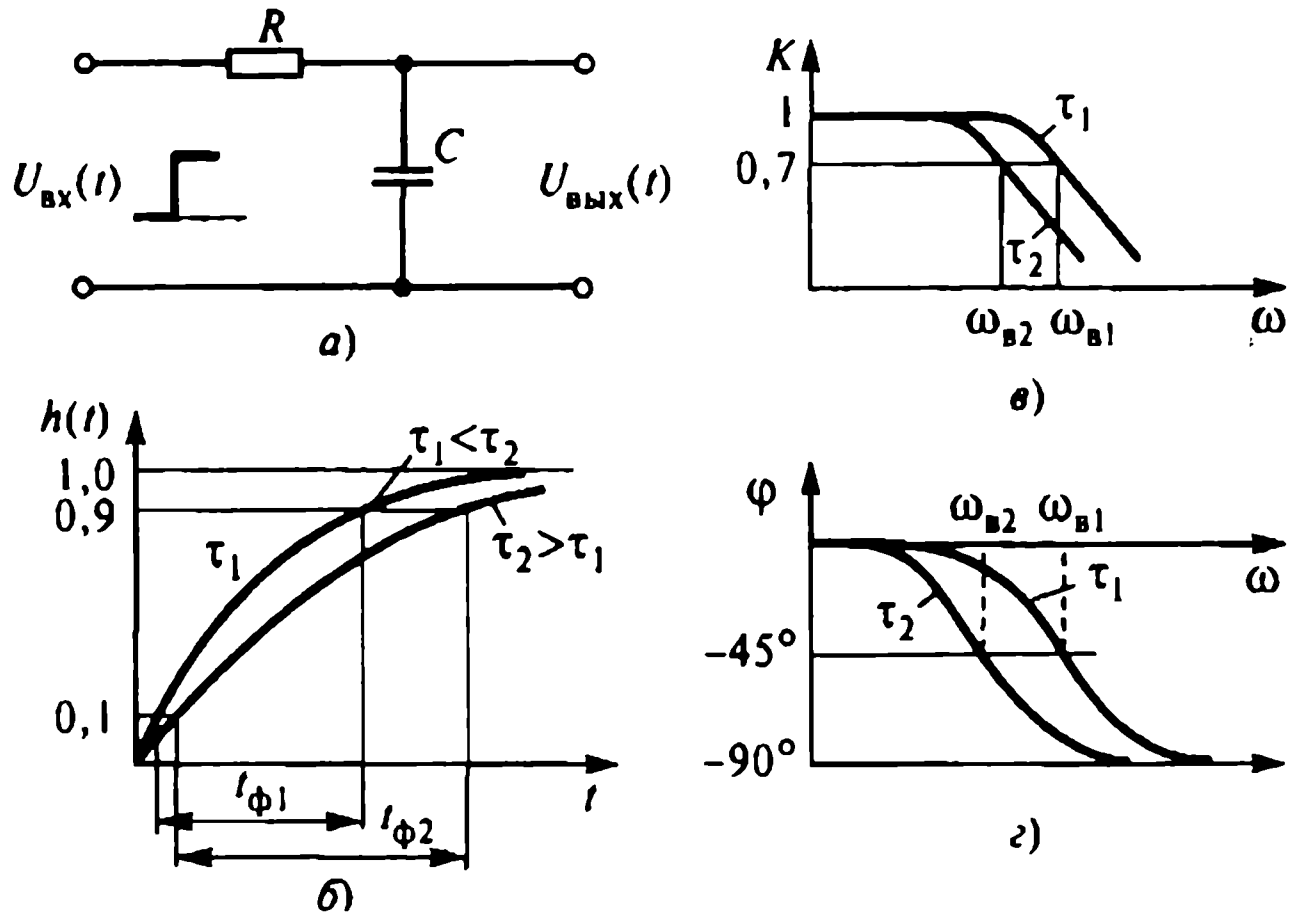


Рис. 7.6. Схема *RC*-цепи (*а*); переходная (*б*), амплитудно-частотная (*в*), фазо-частотная (*г*) характеристики

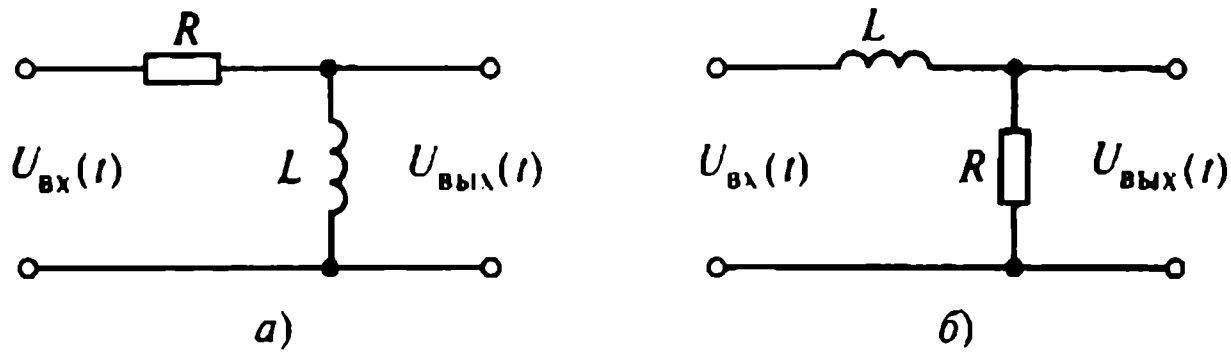


Рис. 7.7. Схемы апериодических *RL*-цепей

Если верхнюю граничную частоту определять как $\omega_в$, на которой $K(\omega)$ уменьшается в 1,41 раза, то связь граничной частоты $\omega_в$ с постоянной времени цепи имеет вид, аналогичный рассмотренному ранее:

$$\omega_в = 1/\tau.$$

Искажения фронта нарастания импульсного сигнала характеризуют частотные искажения в области высоких частот. Чем меньше τ цепи, тем быстрее нарастает импульс выходного напряжения и тем больше верхняя граничная частота.

Таким же образом форму импульса искажают *RL*-цепи, показанные на рис. 7.7, *а*, *б*. Постоянная времени $\tau = L/R$.

Из сказанного ясно, почему в качестве граничных частот пропускания различных систем берут частоты, на которых $K(\omega)$ уменьшается в 1,41 раза (на 3 дБ), а не какие-либо другие значения.

Следует отметить, что такая простая связь справедлива для простейших цепей первого порядка. В сложных цепях, где имеется несколько соизмеримых постоянных времени, связь между частотными и переходными характеристиками значительно сложнее.

При передаче импульсов через разделительные цепи с реактивными компонентами частот требуется получить минимальные искажения формы сигнала. Так, например, если между каскадами импульсного усилителя установлены *RC*-цепи (см. рис. 7.5, *а*) и они искажают импульс, то такой усилитель не выполняет своей основной функции.

При определении параметров разделительных цепей, предназначенных для неискаженной передачи сигналов, обычно ориентируются на отрицательный спад плоской вершины импульса прямоугольной формы λ. Он равен

$$\lambda \approx t_и/\tau, \qquad (7.14)$$

где $t_и$ — длительность импульса ($t_ф = t_с = 0$).

Постоянную времени разделительной цепи, передающей импульсы без искажений, определяют пользуясь формулой

$$\lambda = 7t_и/\tau. \qquad (7.15)$$

Следует обратить внимание на потерю постоянной составляющей при передаче через разделительную *RC*-цепь последовательности импульсов. Пусть на вход цепи (рис. 7.5, *а*) поступают однополярные прямоугольные импульсы длительностью $t_и$ с периодом следования T (рис. 7.8, *а*). При переходе первого импульса произойдет зарядка конденсатора C, а после его окончания — разрядка. При этом напряжение на конденсаторе изменится в соответствии с уравнениями (7.2). Если $\tau > T$, то при приходе второго импульса напряжение на конденсаторе C отлично от нуля: $U_c \neq 0$. Это напряжение вычитается из входного сигнала, а следовательно, пере-

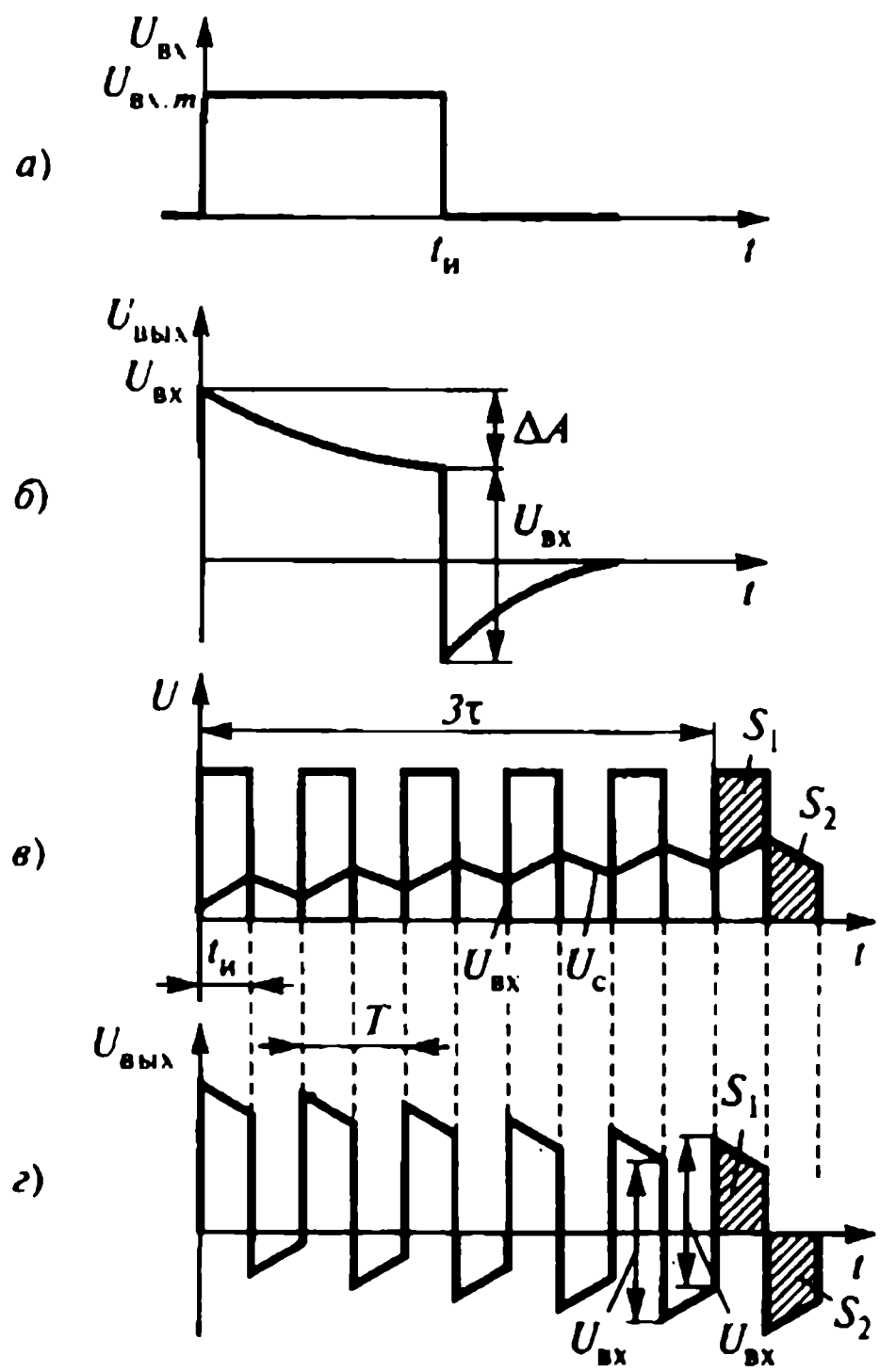


Рис. 7.8. Диаграмма изменения напряжений в разделительной *RC*-цепи (*а*, *б*); диаграмма передачи через *RC*-цепи последовательности импульсов (*в*, *г*)

пад напряжения и ток зарядки конденсатора меньше, чем при первом импульсе. Ток разрядки после второго импульса окажется больше в связи с большим значением напряжения на конденсаторе. Процесс уменьшения тока зарядки и увеличения тока разрядки продолжается до тех пор, пока приращения заряда на обкладках конденсатора за время действия импульса и во время паузы не будут равны между собой. На этом процесс установления режима работы цепи (переходный процесс) заканчивается, что на диаграммах рис. 7.8, *в* характеризуется равенством площадей S_1 и S_2. То что $S_1 = S_2$ свидетельствует об отсутствии в выходном сигнале постоянной составляющей и равенстве нулю среднего напряжения на сопротивлении R. Длительность переходного процесса оценивается как (3...5)τ.

Аналогично рассмотренному, постоянная составляющая импульсов теряется при их передаче через трансформаторы. Для восстановления постоянной составляющей приходится вводить фиксаторы уровня, рассмотренные в § 6.7. Таким образом, при работе с импульсными сигналами приходится учитывать ряд факторов, не характерных для ранее рассмотренных аналоговых цепей.

Устройства, в которых выполняются основные виды преобразований импульсных сигналов или используются эти сигналы, можно подразделить на несколько видов:

1) *электрические цепи, обеспечивающие неискаженную передачу импульсов*; к ним обычно относят кабели и трансформаторы для передачи импульсов, линии задержки, усилители импульсов (видеоусилители) и др.;

2) *устройства преобразования импульсов*, обеспечивающие получение импульсов одной формы из импульсов другой формы или получение импульсов той же формы, но с другими параметрами; в этой группе различают *линейные преобразователи* импульсов (интегрирующие и дифференцирующие устройства и др.); *нелинейные формирующие устройства* (электронные цепи, основное назначение которых — сформировать сигнал нужной формы из сигнала, имеющего форму, не удобную для дальнейшего преобразования), к ним относят: ограничители, фиксаторы уровня, компараторы, триггеры Шмитта; формирователи импульсов из перепадов сигнала и др.; *преобразователи импульсов цифровых устройств* (основное назначение — выполнение логических функций и преобразование по определенным законам одной последовательности импульсов в другие), к ним относят: логические элементы, триггеры, счетчики, регистры, различные комбинационные устройства, выполненные на основе логических элементов, и др.;

3) *устройства, генерирующие импульсы*, или *импульсные генераторы*. В зависимости от режима работы их подразделяют на ав-

токолебательные (автогенераторы), заторможенные и на генераторы, работающие в режиме синхронизации или деления частоты.

Автогенераторы вырабатывают импульсы, параметры которых определяются внутренними параметрами его компонентов. *Заторможенные* (ждущие) генераторы генерируют импульсы, период повторения которых определяется периодом повторения запускающих импульсов. Их форма и другие параметры зависят от внутренних параметров схем. В режиме синхронизации или деления частоты генераторы вырабатывают импульсы, частота повторения которых кратна частоте синхронизирующего сигнала. Генераторы, вырабатывающие несколько последовательностей импульсов, называют многофазными.

§ 7.2. ДИОДНЫЕ КЛЮЧИ

Электродные ключи (ЭК) используются для коммутации электрических сигналов. В информационных маломощных устройствах их выполняют на полупроводниковых диодах, а также на биполярных и полевых транзисторах.

В зависимости от характера коммутируемого сигнала электронные ключи разделяют на цифровые и аналоговые. *Цифровые* ключи коммутируют напряжения или токи источника питания и обеспечивают получение двух уровней сигнала на выходе. Один уровень соответствует открытому состоянию ключа, другой — закрытому. *Аналоговые* ключи обеспечивают подключение или отключение источников аналоговых информационных сигналов, имеющих произвольную форму напряжений. Причем характеристики измерительных устройств, в которых они используются, во многом зависят от качества передачи сигнала аналоговым ключом и помех в цепи, появляющихся при его коммутации.

Цепь с электронным ключом можно рассматривать как четырехполюсник, параметры которого существенно изменяются при достижении определенного уровня входным или управляющим сигналом.

Характеризуя свойства ЭК, вводят понятие околопороговой области. Под ней понимают те значения входного или управляющего сигнала, при которых сопротивление ЭК резко изменяется (рис. 7.9, *а*).

При анализе работы ключей и их практическом использовании необходимо знать следующие параметры: 1) *быстродействие*, характеризуемое временем переключения ключа; 2) *пороговое напряжение*, в окрестностях которого сопротивление ключа резко меняется; 3) *чувствительность*, под которой обычно понимают минимальный перепад сигнала, в результате действия которого

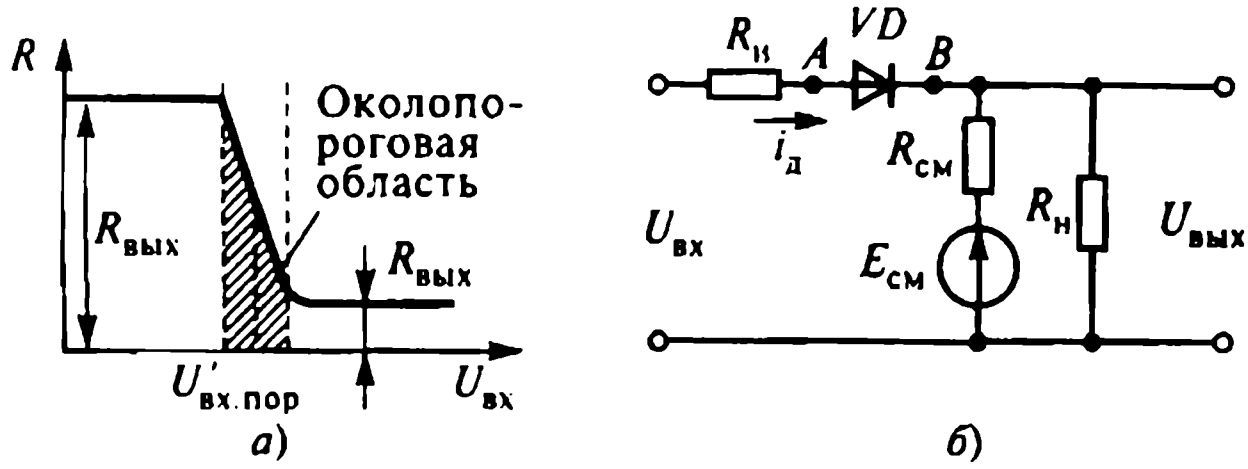


Рис. 7.9. Диаграмма изменения сопротивления ЭК (*а*); схема простого диодного ключа (*б*)

происходит бесперебойное переключение ключа; 4) *помехоустойчивость*, характеризуемую чувствительностью электронного ключа к воздействиям импульсов помехи; 5) *падение напряжения* на ключе в открытом состоянии и *токи утечек* — в закрытом; 6) *сопротивление ключа* в открытом и закрытом состояниях.

В диодных ЭК используют полупроводниковые диоды, имеющие барьерную емкость (0,5...2 пФ) и высокое быстродействие. Широко применяются кремниевые, микросплавные и эпитаксиально-планарные структуры, а также арсенид-галлиевые диоды с барьером Шоттки.

Статические характеристики ключевой цепи, показанной на рис. 7.10, *а*, полностью определяются вольт-амперной характеристикой диода (см. § 2.6).

В случае, приведенном на рис. 7.9, *б*, диод *VD* открыт, если напряжение между точками *A* и *B* превышает пороговое значение $U_{пор}$. Для его нахождения проводят касательную к вольт-амперной характеристике на участке, где невелико изменение ее наклона. В качестве $U_{пор}$ берут напряжение в точке пересечения касательной с осью абсцисс. Эквивалентные схемы диода, смещенного в прямом и обратном направлениях, приведены на рис. 7.10, *б*, *в*. При *прямом* напряжении на диоде его статическое сопротивление существенно отличается от дифференциального $r_{диф}$, причем значение $r_{диф}$ уменьшается при увеличении прямого тока (рис. 7.10, *г*). При *обратном* смещении через диод протекает ток $I_{обр}$ (рис. 7.10, *в*). Для учета увеличения обратного тока при повышении напряжения введено сопротивление $r_{обр}$ (рис. 7.10, *в*). Барьерная емкость $C_д$ учитывает эффект накопления зарядов на *p-n*-переходе. Значение ее уменьшается при увеличении $U_{обр}$ (рис. 7.10, *д*).

В тех случаях, когда диодные ключи применяются для коммутации быстроизменяющихся сигналов, их характеристики отличаются от статических. Это связано с наличием переходных про-

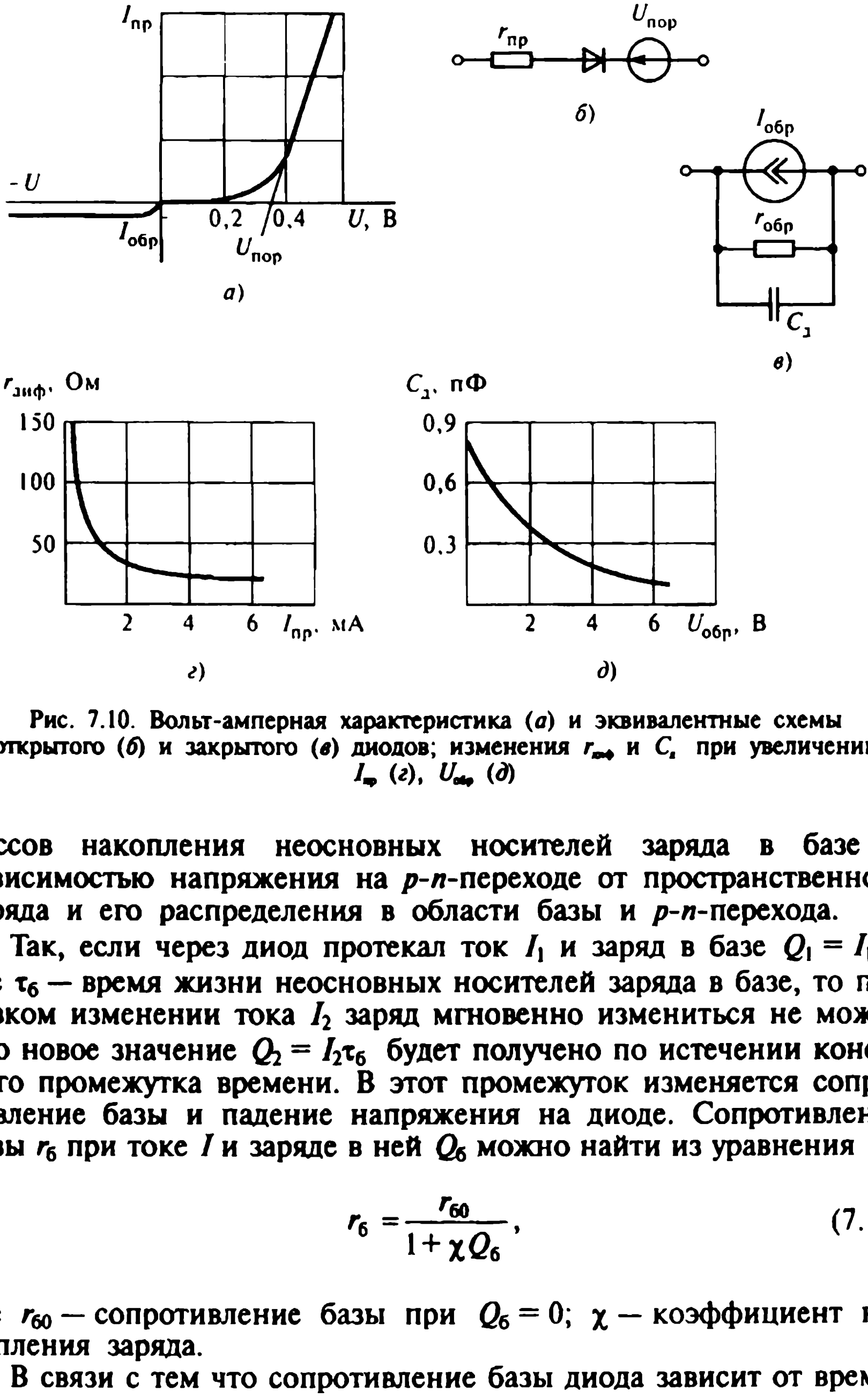


Рис. 7.10. Вольт-амперная характеристика (*а*) и эквивалентные схемы открытого (*б*) и закрытого (*в*) диодов; изменения $r_{диф}$ и $C_д$ при увеличении $I_{пр}$ (*г*), $U_{обр}$ (*д*)

цессов накопления неосновных носителей заряда в базе и зависимостью напряжения на *p-n*-переходе от пространственного заряда и его распределения в области базы и *p-n*-перехода.

Так, если через диод протекал ток I_1 и заряд в базе $Q_1 = I_1\tau_б$, где $\tau_б$ — время жизни неосновных носителей заряда в базе, то при резком изменении тока I_2 заряд мгновенно измениться не может. Его новое значение $Q_2 = I_2\tau_б$ будет получено по истечении конечного промежутка времени. В этот промежуток изменяется сопротивление базы и падение напряжения на диоде. Сопротивление базы $r_б$ при токе I и заряде в ней $Q_б$ можно найти из уравнения

$$r_б = \frac{r_{б0}}{1 + \chi Q_б}, \qquad (7.16)$$

где $r_{б0}$ — сопротивление базы при $Q_б = 0$; χ — коэффициент накопления заряда.

В связи с тем что сопротивление базы диода зависит от времени и тока, протекающего через диод, а также вследствие наличия

нелинейной барьерной емкости при отпирании и запирании диодного ключа наблюдаются переходные процессы. Их приходится учитывать при проектировании быстродействующих устройств.

Если диод подключить к источнику импульсных сигналов с внутренним сопротивлением $R_и$ (рис. 7.11, *а*), удовлетворяющему условиям $U_{m1} >> U_{pn}$ и $R_и >> r_д$, где U_{m1} — высота импульса; U_{pn} — напряжение на *p-n*-переходе; $r_д$ — сопротивление диода, то максимальный прямой ток будет определяться параметрами источника сигнала:

$$I_{пр} \approx (U_{m1} - U_{pn})/(R_и + r_д) \approx U_{m1}/R_и. \qquad (7.17)$$

Диаграммы изменений тока и напряжения на диоде в этом случае показаны на рис. 7.11, *в*.

В первый момент, когда $t = t_0$, напряжение на диоде изменяется скачком на $u_{бэ\,m}$. Этот скачок обусловлен напряжением на *p-n*-переходе и падениями напряжения на сопротивлениях $r_{б0}$ и $r_э$. Так как $r_{б0} >> r_э$, то начальное сопротивление диода прямому току

$$R_{пр\,и\,max} = U_{бэ\,m}/I_{пр} \approx r_{б0} + r_э \approx r_{б0}. \qquad (7.18)$$

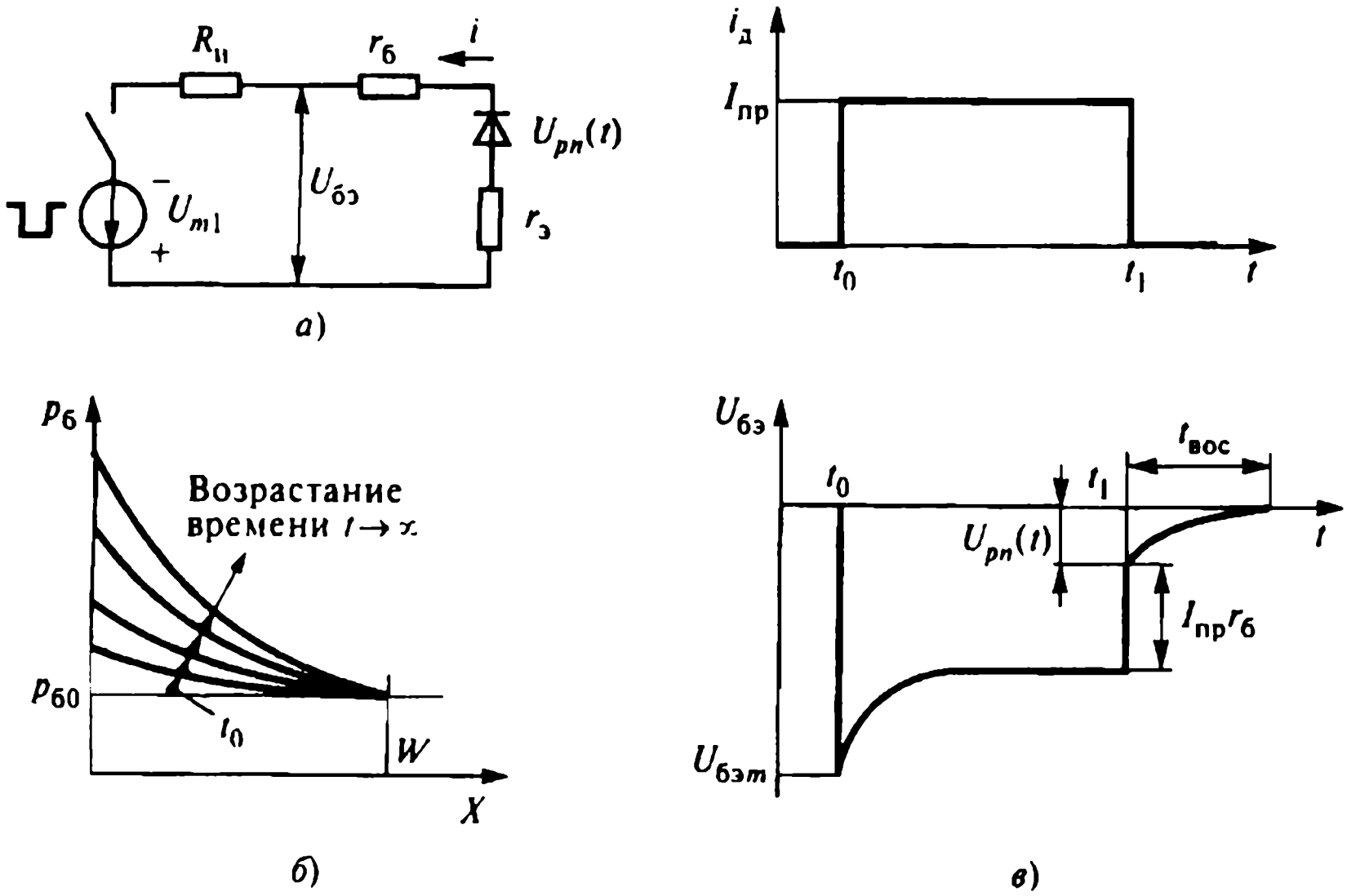


Рис. 7.11 Схема диодного ключа, включенного в прямом направлении (*а*); зависимость распределения зарядов в базе от времени (*б*); характеристика переходных процессов в диодном ключе (*в*)

Оно называется *импульсным сопротивлением.*

Распределение концентрации дырок $p_б(x)$ в области базы в первый момент после скачка отпирающего тока характеризуется нижней кривой для t_0 (рис. 7.11, *б*).

Под действием отпирающего импульса тока дырки диффундируют в сторону омического контакта и соответственно кривая распределения концентраций перемещается вверх, как показано на рис. 7.11, *б*. При этом следует подчеркнуть, что градиент концентрации $p_б(x)$ пропорционален току $I_{пр}$ и для p-n-перехода остается неизменным.

Заряд носителей в базе, пропорциональный площади, заключенной между уровнем $p_{б0}$ и соответствующей кривой $p_б(x)$, с течением времени увеличивается. Это приводит к уменьшению сопротивления $r_б$. В итоге при постоянном токе диода $I_{пр}$ падение напряжения на нем $u_{бэ}(t)$ уменьшается по экспоненциальному закону.

Через промежуток времени $t_у \approx 3\tau_б$, называемый временем установления, напряжение на диоде достигает установившегося значения $U_{бэ}$, и сопротивление диода становится равным статическому значению, соответствующему данному току $I_{пр}$.

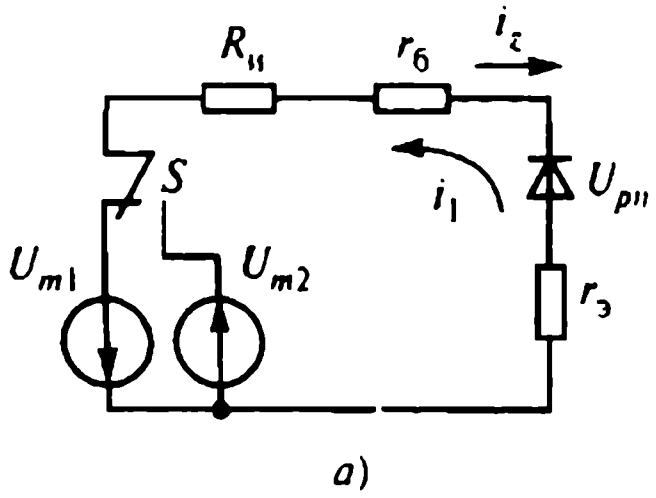
При этом в базе будет находиться дополнительный заряд, пропорциональный площади, заключенной между уровнем $p_{б0}$ и кривой для $t \to \infty$, который равен $Q_б = I_{пр}\tau_б$.

Если в момент времени $t = t_1$ диод отключить от источника питания, то его ток скачком уменьшится до нуля (рис. 7.11, *в*).

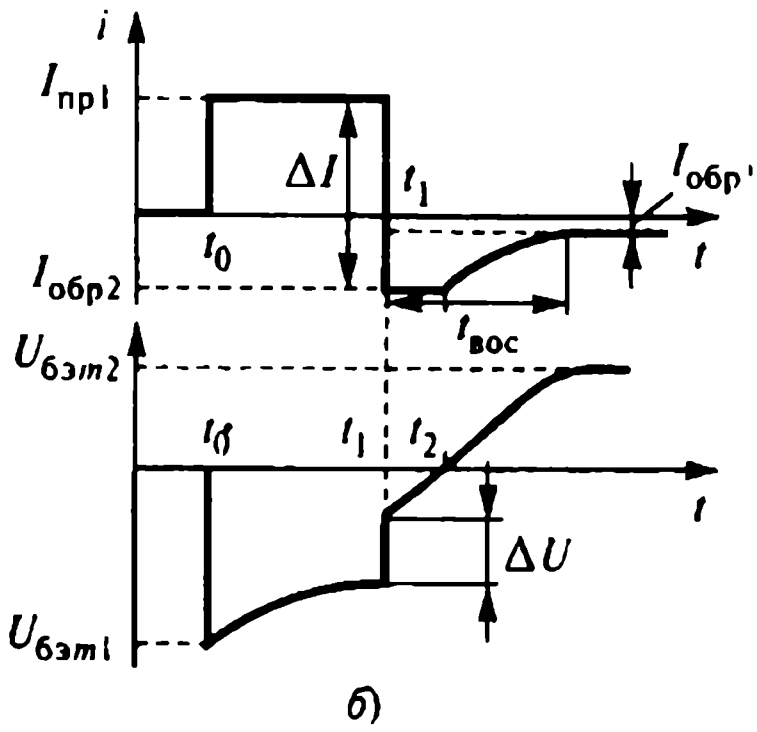
В этот момент скачок напряжения на диоде $\Delta U = I_{пр}r_б$.Однако на диоде останется напряжение $U_{рп}$, обусловленное наличием дополнительного заряда в базе. А так как ток диода равен нулю, то этот заряд будет исчезать только за счет рекомбинации, причем уменьшение его будет происходить по экспоненциальному закону. Измеряя промежуток времени, в течение которого происходит рассасывание заряда, и считая, что длительность рассасывания (восстановления исходного состояния) $t_{вос} \approx (3...5)\tau_б$, можно вычислить время жизни неосновных носителей заряда:

$$\tau_б \approx t_{вос}/(3 \div 5). \qquad (7.19)$$

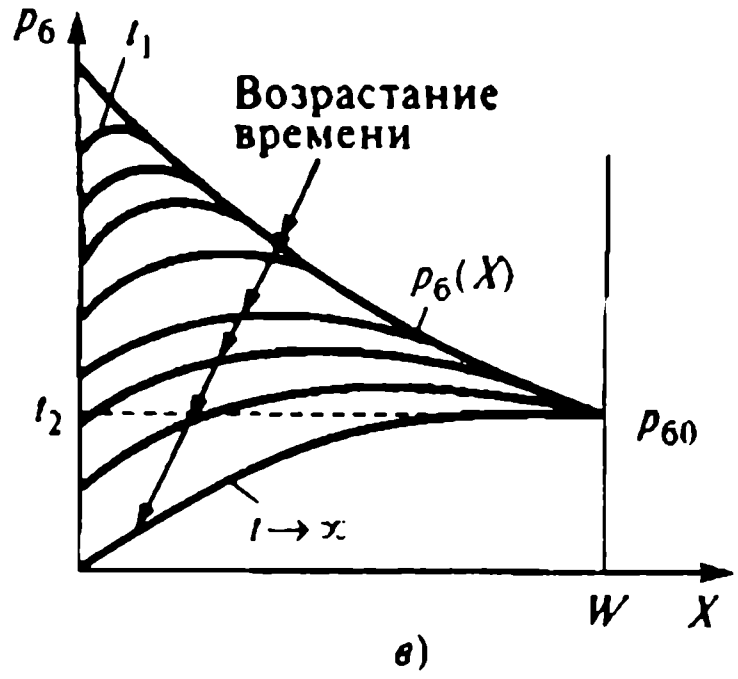
Если открытый диод, через который протекал ток $I_{пр}$, в момент времени $t = t_1$ мгновенно отключить от источника U_{m1} и подключить к источнику U_{m2}, имеющему напряжение противоположной полярности (рис. 7.12, *а*), то его запирание произойдет не мгновенно, а через определенный интервал времени, называемый временем *восстановления.*



а)



б)



в)

Рис. 7.12. Схема, обеспечивающая коммутацию напряжения на диодном ключе (*а*); переходные процессы при коммутации полярности напряжения (*б*); зависимость распределения носителей заряда от времени при их рассасывании (*в*)

Наличие достаточно большого заряда неосновных носителей, накопленных в базе, приводит к тому, что после переключения полярности напряжения дырки базы, оказавшиеся у *p-n*-перехода, беспрепятственно проходят через него в *p*-область. Эмиттер из инжектора дырок превращается в собирателя их.

Таким образом, *рассасывание заряда, накопленного в базе, происходит за счет возвращения дырок в эмиттер и рекомбинации их в объеме базы*. До тех пор пока концентрация неосновных носителей заряда у *p-n*-перехода превышает равновесную, он открыт и через него протекает ток, зависящий от напряжения U_{m2}.

Поэтому при изменении полярности приложенного напряжения ток диода изменяется скачком (рис. 7.12, *б*) на $\Delta I = I_{пр} + I_{обр2}$, что вызывает скачок напряжения на диоде $\Delta U = \Delta I\, r_б$.

Максимальное значение обратного тока в основном определяется параметрами внешнего источника и сопротивлением открытого диода

$$I_{обр2} \approx U_{m2}/(R_н + r_б) \approx U_{m2}/R_н. \qquad (7.20)$$

В результате значения обратного тока могут быть довольно значительны.

Кривые распределения концентраций неравновесных зарядов в базе для этапа рассасывания приведены на рис 7.12, *в*. В первый момент t_1 после подключения обратного напряжения кривая распределения $p_б(x)$ меняет наклон у p-n-перехода и градиент кривой $p_б(x)$ уже направлен не к p-n-переходу, а от него, т. е. направление тока изменяется. В интервале времени от t_1 до t_2 p-n-переход открыт и ток диода остается практически неизменным. В момент времени t_2 напряжение на p-n-переходе становится практически равным нулю, а концентрация дырок на границе перехода $p_б(t_2) = p_{б0}$. Начиная с момента t_2 обратный ток диода постепенно уменьшается, кривая распределения концентраций $p_б(x)$ опускается вниз и ее градиент у границы падает.

Время восстановления сопротивления диода можно найти из выражения

$$t_{вос} \approx \tau_б \ln\left(1 + \frac{I_{пр1}}{I_{обр2}}\right). \qquad (7.21)$$

При подключении диодного ключа к источнику напряжения ток через него устанавливается не сразу, а увеличивается с течением времени вследствие уменьшения сопротивления базы при накоплении в ней избыточного заряда.

Таким образом, *при отпирании и запирании диодного ключа напряжения и токи в цепи устанавливаются не мгновенно, а в течение промежутка времени, значение которого зависит от параметров диода и его режимов работы.*

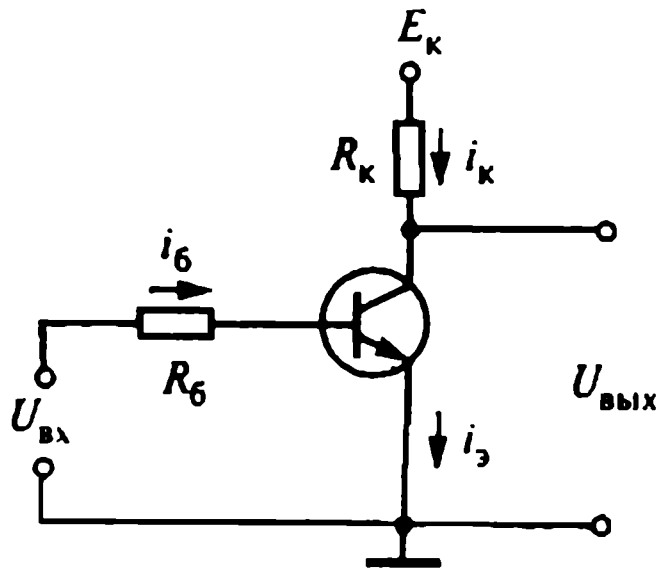
§ 7.3. КЛЮЧИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Транзисторные ключи (ТК) являются одним из наиболее распространенных элементов импульсных устройств. На их основе создаются триггеры, мультивибраторы, коммутаторы, блокинг-генераторы и т. д.

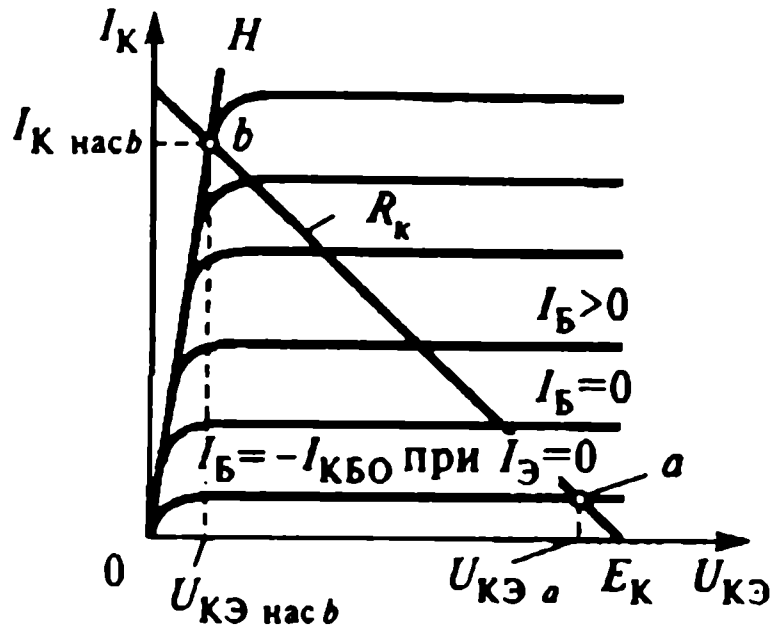
В зависимости от целевого назначения ТК и особенностей его работы схема ТК может несколько видоизменяться. Но несмотря на это, в основе всех модификаций лежит изображенная на рис. 7.13, *а* транзисторная ключевая схема.

В ТК транзисторы работают в нескольких качественно различных режимах, которые характеризуются полярностями напряжений на переходах транзистора.

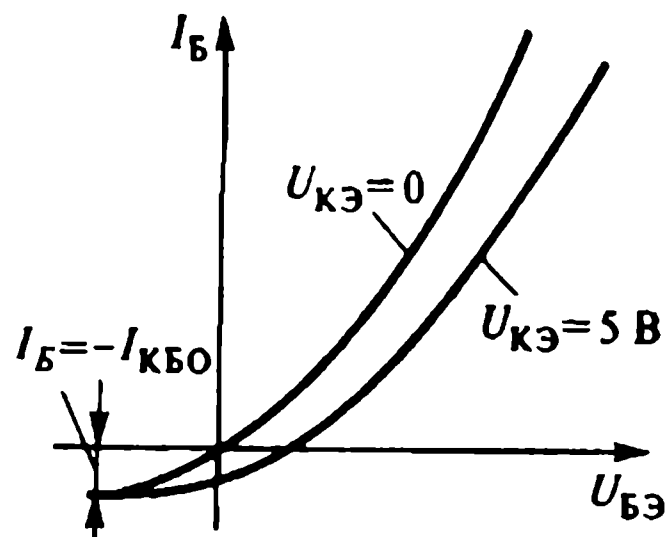
Принято различать следующие режимы работы ключа: *режим отсечки*; *нормальный активный*; *инверсный активный*; *режим насыщения*.



а)



б)



в)

Рис. 7.13. Схема простейшего ключа (*а*), его выходные (*б*) и входные характеристики (*в*)

Транзисторный ключ по своей схеме подобен транзисторному усилителю с ОЭ. Однако по выполняемым функциям и соответственно режимам работы активного элемента он существенно отличается от усилительного каскада.

ТК выполняет функции быстродействующего ключа и имеет два основных состояния: *разомкнутое*, которому соответствует *режим отсечки* транзистора (транзистор заперт), и *замкнутое*, которое характеризуется *режимом насыщения* транзистора или режимом, близким к нему.

В течение процесса переключения транзистор работает в активном режиме. Процессы в ключевом каскаде носят нелинейный характер.

Статические характеристики ТК. Поведение ТК в статическом режиме полностью определяется статическими характеристиками транзистора. При их анализе обычно используют семейство выходных коллекторных характеристик $I_К = f(U_{КЭ})$ и семейство входных характеристик $I_Б = f(U_{КЭ})$ (рис. 7.13, *б*, *в*). В режиме отсечки ТК разомкнут. Замкнутое состояние ТК характеризуется режимом насыщения.

В режиме отсечки оба перехода биполярного транзистора смещены в обратном направлении. Различают режимы глубокой

и неглубокой отсечек. В режиме *глубокой* отсечки к p-n-переходам приложены напряжения, превышающие $(3...5)m\varphi_T$ (см. § 2.7). Полярность их такова, что коллекторный и эмиттерный переходы смещены в обратном направлении. В этом режиме токи электродов транзистора имеют наименьшие значения, что характеризует разомкнутое состояние ТК. В режиме *неглубокой* отсечки модуль напряжения на одном из переходов меньше $(3...5)m\varphi_T$. Оба перехода смещены в обратном направлении. Однако токи электродов несколько больше, чем в режиме глубокой отсечки, и их значения существенно зависят от приложенного напряжения. Область глубокой отсечки практически совпадает с самой нижней кривой семейства коллекторных характеристик, которую иногда называют *характеристикой отсечки.*

Характеристика отсечки снимается при разорванной цепи эмиттера ($I_Э = 0$), когда ток коллектора $I_К = I_{КБО} = -I_Б$.

Токи и напряжения электродов биполярного транзистора находят из (2.34). В режиме глубокой отсечки $I_К \approx I_{КБО}$; $I_Э \approx -\dfrac{h_{21эI}}{h_{21э}} I_{КБО}$; $I_Б \approx -I_{КБО}$, где $h_{21эI}$ — коэффициент передачи базового тока в эмиттер при инверсном включении.

Ввиду того что обычно $h_{21эI} << h_{21э}$, часто считают, что $I_Э \to 0$. Так как напряжение $U_{КЭ}$ в закрытом состоянии (точка *а* на рис. 7.13, *б*) определяется из выражения

$$U_{КЭ\,а} = E_к - I_{КБО} R_к \approx E_к, \tag{7.22}$$

то сопротивление транзистора

$$R_т = U_{КЭ\,а}/I_{КБО} \cong E_к/I_{КБО}. \tag{7.23}$$

Оно, как правило, достаточно велико (не менее 100 кОм).

В быстродействующих ключах сопротивление $R_к$ берут небольшим (порядка нескольких килоом) для уменьшения задержки, связанной с перезарядкой барьерной $C_к$ и паразитных емкостей. Поэтому выходное сопротивление рассматриваемого цифрового ключа определяется сопротивлением $R_к$ и равно $R_{вых} = R_к \| R_т$, где $R_т$ — сопротивление запертого транзистора.

С уменьшением до нуля напряжения, приложенного к базе ($U_{КЭ} = 0$), транзистор продолжает оставаться запертым, но его токи несколько изменяются. При этом ток базы остается практически неизменным и равным $I_Б \approx -I_{КБО}$.

Ток эмиттера на границе отсечки существенно увеличивается и изменяет свой знак. Его значение можно получить из (2.39) и (2.40):

$$I_Э \approx h_{21э I} I_{КБО}; \tag{7.24}$$

$$I_К \approx (1 + h_{21э I}) I_{КБО}. \tag{7.25}$$

Изменение трех токов в области отсечки иллюстрируется кривыми, приведенными на рис. 7.14.

Важно подчеркнуть, что *глубина отсечки, а также токи эмиттера* и *коллектора зависят от значения сопротивления, включенного в цепь базы*. Это обусловлено тем, что в базовой цепи протекает ток обратно смещенных переходов транзистора, который создает дополнительное падение напряжения на сопротивлении $R_б$. В итоге напряжение, приложенное между базой и эмиттером транзистора, отличается от напряжения $U_{вх}$ и равно $U_{БЭ} = U_{вх} - I_{КБО} R_б$.

Для нахождения $U_{БЭ}$ воспользуемся графоаналитическим методом, который применяли ранее при построении линии нагрузки. Для этого из точки, соответствующей $U_{вх}$ (рис. 7.14), проведем прямую, тангенс угла наклона которой равен $1/R_б$, причем для уяснения влияния сопротивления $R_б$ проведем прямые, соответствующие двум сопротивлениям в цепи базы: $R'_б$ и $R''_б$ ($R''_б > R'_б$).

Точки пересечения этих прямых с $I_Б$ определяют действительный режим работы транзистора. При сопротивлении $R'_б$ транзистор находится в режиме отсечки, хотя и недостаточно глубокой, как можно было бы ожидать, судя по значению $U_{вх}$.

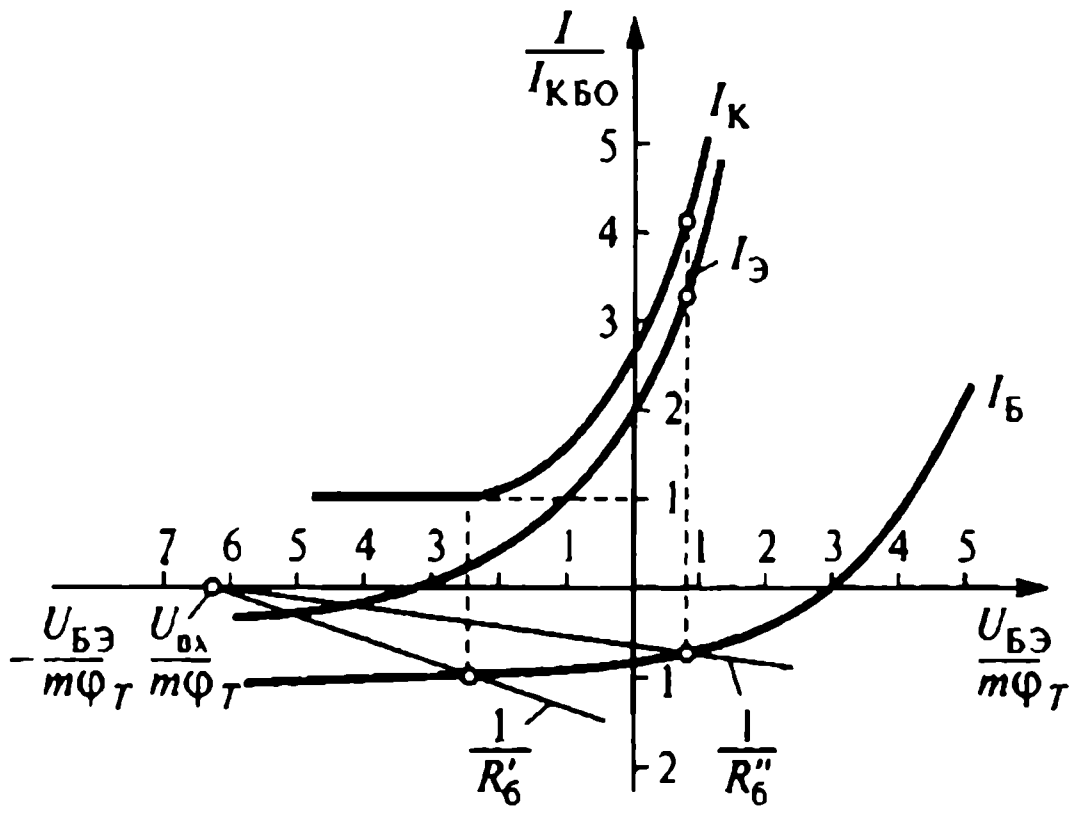


Рис. 7.14. Графики токов транзистора в области отсечки и в начале активной области

При сопротивлении $R_б''$ транзистор переходит в активный режим, хотя $U_{вх}$ и отрицательно. Это объясняется тем, что ток базы создает на сопротивлении $R_б'$ падение напряжения, которое вычитается из $U_{вх}$ и изменяет режим работы транзистора. Поэтому сопротивление базы во избежание подобных нежелательных явлений следует выбирать из условия

$$|I_{КБО}R_б = U_{R_б}| < U_{вх}, \qquad (7.26)$$

т. е. ток короткого замыкания источника $U_{вх}$ с внутренним сопротивлением $R_б$ должен значительно превосходить максимальный обратный ток коллекторного перехода.

Соответственно сопротивление в цепи коллектора должно удовлетворять неравенству

$$I_{КБО}R_к = U_{R_к} << E. \qquad (7.27)$$

При этом в выражениях (7.26) и (7.27) следует брать *максимальное значение тока* $I_{КБО}$ *при наивысшей температуре.*

В режиме насыщения оба p-n-перехода транзистора смещены в прямом направлении (см. § 2.7). При этом падение напряжения $U_{КЭ}$ мало и при малом токе $I_К$ составляет десятки милливольт.

На коллекторных характеристиках транзистора область насыщения характеризуется линией насыщения $0H$ (см. рис. 7.13, *б*). Каждой точке этой линии соответствует некоторое значение напряжения $U_{КЭ} = U_{К\,нас}$ и тока $I_К = I_{К\,нас}$. Ток $I_{К\,нас}$ называется коллекторным током насыщения. Как видно из характеристик, эти величины связаны между собой линейной зависимостью

$$R_{нас} = R_т = U_{К\,нас}/I_{К\,нас}, \qquad (7.28)$$

где $R_{нас}$ — сопротивление насыщенного транзистора.

Значения $R_{нас}$ определяются крутизной линии насыщения. Обычно оно достаточно мало (десятки — сотни ом).

Каждой точке линии $0H$ соответствует некоторое граничное значение тока базы $I_Б = I_{Б\,нас}$, при котором транзистор входит в насыщение. Этот режим появляется вследствие того, что максимальный ток коллектора транзистора ограничен напряжением источника питания и параметрами внешних цепей. В рассматриваемом случае

$$I_{К\,max} \le E_к/R_к. \qquad (7.29)$$

Если ток базы задать таким, что $I_К = I_Б h_{21э} > I_{К\,max}$, то при данном источнике напряжения и параметрах внешней цепи такой ток $I_К$ получить нельзя. Транзистор откроется полностью, но и через него будет протекать ток $I_{К\,max}$, который меньше $I_К$. Это максимальное значение тока коллектора и называют коллекторным током насыщения. Значение его обычно оценивают приближенно с помощью уравнения

$$I_{К\,нас} = I_{К\,max} \approx E_к / R_к. \qquad (7.30)$$

Из сказанного следует, что в режиме насыщения нарушаются соотношения между токами электродов транзистора, характерные для активного режима. Поэтому критерием насыщения является неравенство

$$I_Б > I_{Б\,нас} = I_{К\,нас} / h_{21э} \qquad (7.31)$$

или

$$I_{К\,нас} < I_К = h_{21э} I_Б. \qquad (7.32)$$

Для количественной оценки глубины насыщения вводят параметр *степень насыщения.* Степень насыщения определяется как относительное превышение базовым током $I_Б$ того значения тока $I_{Б\,нас}$, которое характерно для границы насыщения:

$$N = (I_Б - I_{Б\,нас}) / I_{Б\,нас} = (h_{21э} I_Б - I_{К\,нас}) / I_{К\,нас}. \qquad (7.33)$$

Иногда оценку глубины насыщения производят с помощью *коэффициента насыщения*, который показывает, во сколько раз ток, протекающий в цепи базы, больше базового тока, при котором транзистор входит в насыщение:

$$S = (I_Б + I_{КБО}) / (I_{Б\,нас} + I_{КБО}) \approx I_Б / I_{Б\,нас} >> 1. \qquad (7.34)$$

При насыщении сопротивление транзистора минимально и практически не зависит от значений $I_Б$ и $R_к$. Оно и является выходным сопротивлением ТК в стационарном замкнутом состоянии.

С увеличением базового тока напряжение на эмиттерном переходе $U_{БЭ}$ меняется мало. Напряжение на коллекторном переходе и модуль напряжения $U_{КЭ\,нас}$ уменьшаются. Значение $U_{КЭ\,нас}$ зависит от типа транзисторов и обычно находится в пределах 0,08...1 В.

При изменении температуры окружающей среды напряжения $U_{КБ}$ и $U_{ЭБ}$ изменяются приблизительно так же, как и в диодах. В то же время напряжение $U_{КЭ\,нас}$, являющееся разностью этих двух напряжений, изменяется мало. Температурный коэффициент напряжения (ТКU) ключа обычно порядка 0,15 мВ/град.

Следует подчеркнуть, что начиная от значений степени насыщения $N = 3 \div 5$ и выше межэлектродные напряжения транзистора мало зависят от тока базы. Поэтому более высокую степень насыщения применять нецелесообразно.

Важным преимуществом режима насыщения является практическая независимость тока коллектора от температуры окружающей среды и параметров конкретного транзистора.

Входную цепь транзисторного ключа характеризуют следующие параметры: 1) *входной ток* закрытого транзистора; 2) *напряжение управления*, необходимое для надежного запирания транзистора; 3) *минимальный перепад* управляющего сигнала, необходимый для обеспечения надежного отпирания транзистора; 4) *входное сопротивление* транзистора в открытом состоянии (или напряжение, необходимое для обеспечения надежного открытого состояния).

Выходными параметрами ТК являются: 1) *выходное сопротивление* ключа $R_{вых}$ ($R_к$ при закрытом и $R_{нас}$ при открытом транзисторе); 2) *максимальный ток* открытого ключа (равен току насыщения); 3) *минимальное* (остаточное) *напряжение на коллекторе* транзистора в открытом состоянии $U_{КЭ\,нас}$ (десятые — сотые доли вольт); 4) *максимальное напряжение на коллекторе закрытого* транзистора ($U_{КЭ\,зак} = E_к - I_{КБО}R_к$); 5) *коэффициент использования напряжения питания* $K_E = (U_{КЭ\,зак} - U_{КЭ\,нас})$.

На эквивалентных схемах насыщенный транзистор представляют в виде точки, общей для электродов эмиттера, коллектора и базы.

Рассмотренный ключ при его коммутации обеспечивает получение двух уровней выходного напряжения и относится к числу цифровых.

На его основе можно создавать ключевую цепь (рис. 7.15, *а*), которая будет коммутировать аналоговые, в том числе и разнополярные, сигналы. В этом случае роль источника напряжения E выполняет коммутируемое напряжение $U_{вх}$. Для того чтобы переходы транзистора оставались запертыми при любых изменениях полярности и значениях $U_{вх}$, необходимо, чтобы при подаче запирающего напряжения управления $e_у$ выполнялось условие

$$|e_у| > |U_{вх\,max}|.$$

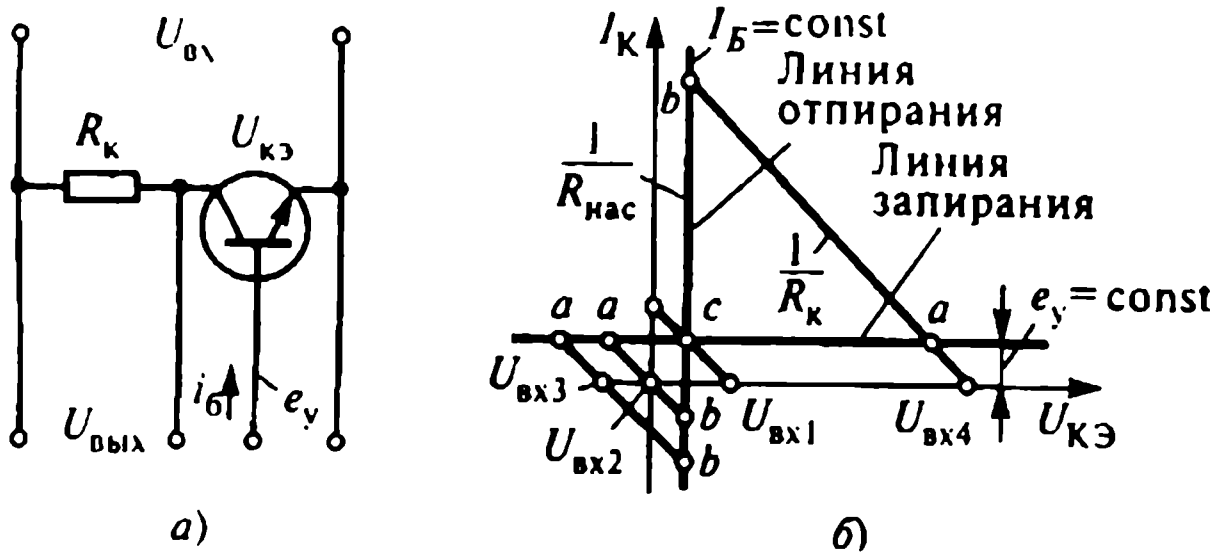


Рис. 7.15 Схема ключа, коммутирующего аналоговые сигналы (*а*), и его выходные характеристики (*б*) при нормальном включении транзистора

Пусть ключ, изображенный на рис. 7.15, *а*, заперт по цепи базы управляющим напряжением $-e_у$. Тогда при всех значениях напряжения, при которых $|U_{КЭ}| < |e_у|$, в выходной цепи протекает ток, близкий к $I_{КБО}$, и характеристика $I_К(U_{КЭ})$ идет почти горизонтально (рис. 7.15, *б*). Назовем линию, по которой перемещается точка *а*, *линией запирания*.

При изменении полярности напряжения $e_у$ транзистор откроется. Пусть ток в цепи базы $i_б = I_Б = \text{const}$ и $I_Б > I_{Б\,нас}$. Тогда падение напряжения на транзисторе мало и характеристика $I_К(U_{КЭ})$ идет почти вертикально. Назовем эту линию *линией отпирания*.

В идеальном аналоговом ключе линии отпирания и запирания совпадают с осями координат. В транзисторном ключе эти линии имеют небольшой наклон, а их точка пересечения не совпадает с началом координат. В итоге при конечном сигнале $U_{вх1}$ получается нулевое напряжение на выходе, а при нулевом сигнале $U_{вх2} = 0$ — соответственно конечное выходное напряжение.

Таким образом, транзисторному прерывателю свойственны два вида погрешностей: сдвига и наклона. Влияние этих погрешностей уменьшается с увеличением входного сигнала. Если $|U_{вх}| >> U_{вх1}$, общая погрешность невелика и, как видно из выходных характеристик, имеет разный знак в зависимости от полярности входного сигнала.

Для количественной оценки погрешностей необходимо знать координаты точки *с* и дифференциальные сопротивления обеих характеристик. Считая, что наклон линии запирания соответствует некоторому сопротивлению $R_з$ (которое учитывает ток утечки, токи термогенерации в переходе и т. д.), получим ток в точке *с*:

$$I_c \approx I_{КБО} + (e_у/R_з).$$

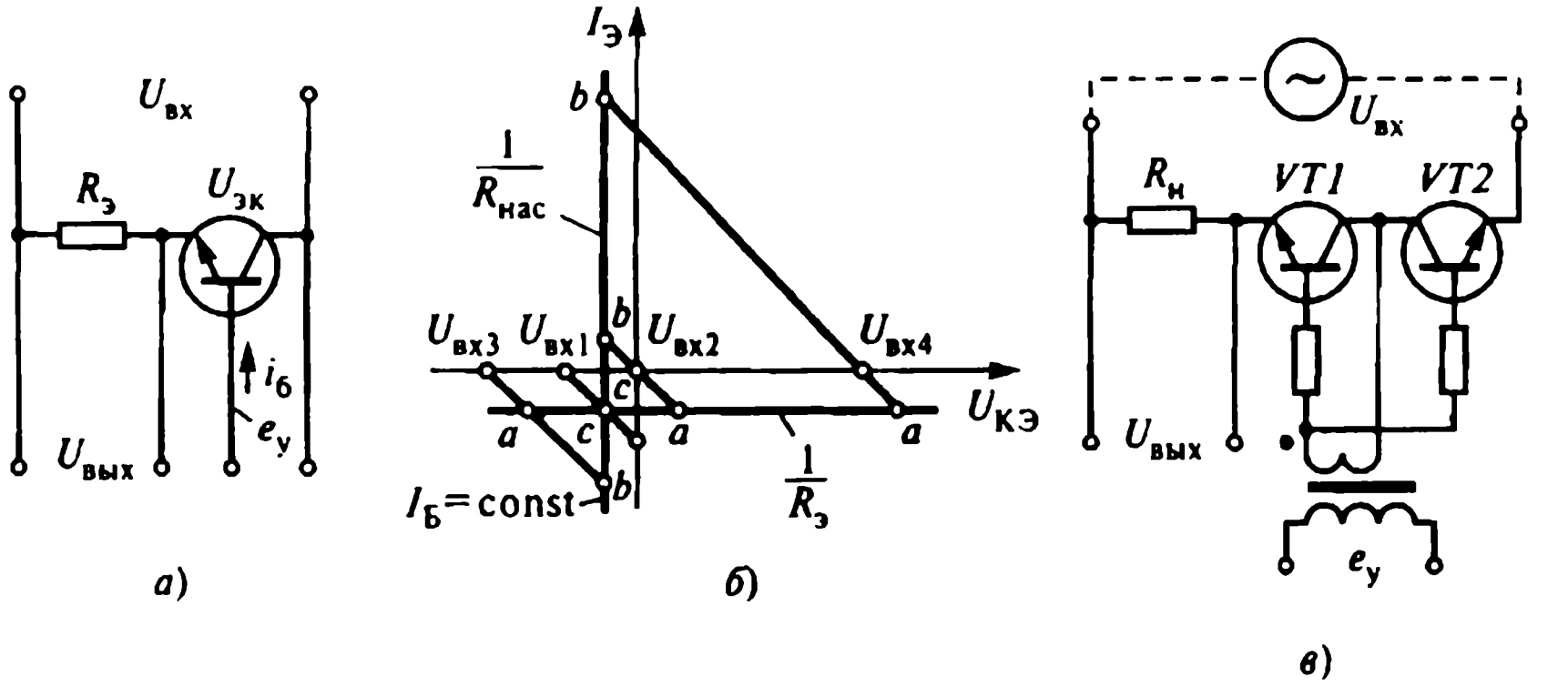


Рис. 7.16. Схема аналогового ключа (*а*) и его выходные характеристики (*б*) при инверсном включении транзистора; схема компенсированного ключа (*в*)

Напряжения в точке *с* можно определить из приближенного уравнения

$$|U_c| \approx \varphi_T / h_{21эI}. \qquad (7.35)$$

Наклон линии запирания, как правило, весьма мал. Он характеризуется сопротивлением $R_э$, имеющим значение не менее 1 МОм. Наклон линии отпирания определяется сопротивлением насыщенного транзистора $R_{нас}$, которое у маломощных транзисторов не превышает нескольких десятков ом.

При этом необходимо обратить внимание на зависимости I_c, U_c, $R_э$, $R_{нас}$ от температуры, что может вызвать температурный дрейф выходного сигнала.

Для улучшения характеристик аналогового ключа часто применяют инверсное включение транзистора (рис. 7.16, *а*), которое по сравнению с нормальным включением обеспечивает меньшие ток I_c и напряжение U_c. При инверсном включении ток I_c — это ток эмиттера транзистора при запертых *p-n*-переходах, когда на базу подано напряжение $-e_у$, а $|U_{вх}| < |e_у|$ (рис. 7.16, *б*).

В режиме глубокой отсечки ток эмиттера $I_Э = I_c \approx 0$. Более точно его значение можно оценить используя выражение

$$I_c \approx -\frac{h_{21эI}}{h_{21э}} I_{КБО} - \frac{e_у}{R_э}. \qquad (7.36)$$

Напряжение в точке *с*

$$|U_c| \approx \varphi_T / h_{21э}. \qquad (7.37)$$

Так как $h_{21э} >> h_{21эI}$, то напряжение U_c и ток I_c при инверсном включении транзистора получаются по крайней мере на порядок меньше, чем при нормальном включении.

В (7.36) и (7.37) не учитывались падения напряжения, возникающие при прохождении управляющего тока базы через сопротивления соответствующих слоев: эмиттера (при нормальном включении) и коллектора (при инверсном). При учете их для напряжения U_c имеем

$$|U_c| = \frac{\varphi_T}{h_{21эI}} + I_Б r'_э; \tag{7.38}$$

$$|U_c| = \frac{\varphi_T}{h_{21э}} + I_Б r'_к, \tag{7.39}$$

где $r'_э$ и $r'_к$ — соответственно сопротивления областей эмиттера и коллектора.

Так как эмиттер обычно выполняют низкоомным ($r'_э \cong 0{,}5$ Ом), эта поправка для нормального включения несущественна. В то же время при инверсном включении ($r'_к \approx 10$ Ом) она является основной составляющей остаточного напряжения. В результате при инверсном включении U_c иногда оказывается даже больше, чем при нормальном.

Так как с увеличением тока $I_Б$ напряжение U_c растет, а в области малых токов, как уже говорилось выше, U_c тоже возрастает из-за выхода транзистора из области насыщения, существует оптимальное значение управляющего тока базы $I_{Б\,opt}$ (несколько миллиампер).

Следует отметить, что температурная стабильность точки *c*, играющая основную роль при преобразовании малых сигналов, достаточно высока. Так, в инверсном включении при оптимальных токах базы ТКU ее составляет несколько мкВ/град. Подбором элементов прерывателя и режима работы можно добиться, чтобы в температурном диапазоне от +80 до −50 °С температурный дрейф не превышал 130...200 мкВ.

Временной дрейф напряжения U_c обычно оценивают экспериментально. Он зависит от индивидуальных характеристик транзисторов и изменяется в процессе их работы. Наибольшие значения наблюдаются в течение первого часа после включения и могут составить несколько милливольт. При дальнейшей работе дрейф уменьшается и находится в пределах нескольких десятков — нескольких сотен мкВ/ч.

При использовании балансных схем, которые в различных модификациях называют *компенсированными ключами*, погрешности аналоговых ключей можно существенно уменьшить (в 5—10 раз и больше). Одна из возможных схем компенсированного ключа показана на рис. 7.16, *в*.

В закрытом состоянии ключа токи эмиттера транзисторов *VT1* и *VT2* направлены в разные стороны вне зависимости от полярности входного напряжения. Если I_c обоих транзисторов равны, то результирующий ток через источник сигнала $U_{вх}$ и сопротивление $R_н$ равен нулю. Так как остаточное напряжение, как это видно из положения линии отпирания на рис. 7.16, *б*, не зависит от направления тока, протекающего через транзистор, то при идеальном подборе остаточные напряжения U_c обоих транзисторов взаимно компенсируют друг друга.

При практическом выполнении аналоговых ключей на биполярных транзисторах необходимо: гальванически развязывать между собой источник управляющего сигнала и коммутируемые цепи; включать в цепь базы транзистора ограничительный резистор, значение которого выбирается исходя из требуемого тока базы и напряжения источника e_y; использовать компенсированные ключи с инверсно включенными транзисторами.

Выпускаются микросхемы компенсированных аналоговых ключей, например 162КТ1. У них $R_{отк} \approx 100$ Ом; $U_c = U_{ост} < 300$ мкВ; $I_c < 50$ мкА; $U_{вх} < 30$ В; $R_{зак} \approx 6 \cdot 10^5$ Ом; $I_{Б\,max} = 10$ мА; $I_{К\,max} = 10$ мА.

§ 7.4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КЛЮЧЕВЫХ ЦЕПЯХ С БИПОЛЯРНЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

При анализе переходных процессов в транзисторе удобно использовать метод заряда базы, в основе которого лежит принцип ее электрической нейтральности. Согласно этому методу в любой точке базы положительный и отрицательный заряды одинаковы и изменяются с одинаковой скоростью. В базе *n*-типа положительный заряд обусловлен ионами донорной примеси и дырками, а отрицательный — только электронами. На основании уравнения нейтральности можно записать

$$Q_д + Q_p = Q_n. \tag{7.40}$$

Дифференцируя (7.40) по времени, получим

$$\frac{dQ_д}{dt} + \frac{dQ_p}{dt} = \frac{dQ_n}{dt}. \tag{7.41}$$

Каждое слагаемое выражения (7.41) имеет размерность тока. При учете основных составляющих, вызывающих изменения зарядов, уравнение (7.41) запишем в виде

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = i_б, \tag{7.42}$$

где Q и τ — заряд и время жизни неосновных носителей заряда в базе.

Это дифференциальное уравнение называется *уравнением заряда базы* и является исходным для анализа длительности переходных процессов. Оно показывает, что ток базы $i_б$ «расходуется» на пополнение убыли зарядов, исчезнувших в результате рекомбинаций (член Q/τ), а также на накопление заряда, соответствующего данному току (член dQ/dt). В установившемся режиме, в котором $dQ/dt = 0$, уравнение (7.42) примет уже знакомый вид

$$Q(\infty) = i_б \tau. \tag{7.43}$$

В общем случае оно нелинейно, так как время жизни неосновных носителей заряда в базе τ изменяется в зависимости от режима работы. Однако можно полагать, что время жизни имеет два постоянных значения: $\tau_а$ — в активном режиме, $\tau_н$ — в режиме насыщения. Следовательно, уравнение заряда базы можно рассматривать как кусочно-линейное. Для его решения необходимо знать как закон изменения тока базы $i_б$, так и начальное значение заряда в ней $Q(0)$ в момент $t = 0$.

В том случае, если ток базы изменяется скачкообразно и при этом принимает новое постоянное значение $i_б = I_Б = \text{const}$, общее решение уравнения (7.42) имеет вид

$$Q(t) = Q(\infty) - [Q(\infty) - Q(0)]e^{-t/\tau}, \tag{7.44}$$

где $Q(0)$ — заряд в базе при $t = 0$; $Q(\infty)$ — заряд в базе после окончания переходного процесса; $Q(t)$ — текущее значение заряда.

На границе активной области и области насыщения, когда справедливо выражение $h_{21э} I_{Б\,нас} = I_{К\,нас}$, в базе транзистора имеется заряд, называемый *граничным* и определяемый из следующего соотношения:

$$Q_{гр} = \frac{\tau}{h_{21э}} I_{К\,нас}. \tag{7.45}$$

Значение граничного заряда широко используется как критерий перехода ключа из активной области в область насыщения. Соответственно степень насыщения определяют из выражения

$$N = (Q - Q_{гр})/Q_{гр}. \qquad (7.46)$$

Разность $Q - Q_{гр} = Q_{изб}$ называется *избыточным зарядом.*

Из рис. 7.17, на котором показано распределение концентраций неосновных носителей заряда в базе для разных режимов работы транзистора, ясно видна сущность процесса насыщения. В активном режиме концентрация неосновных носителей заряда в базе максимальна у эмиттерного перехода. Вблизи коллекторного перехода концентрация их близка к равновесной, причем уменьшение концентрации происходит по линейному закону. Заряд инжектированных неосновных носителей распределен неравномерно по длине базы. С увеличением уровня инжекции меняется наклон линии, характеризующей распределение неосновных носителей заряда. При достижении зарядом в базе своего граничного значения $Q_{гр}$ наклон линии перестает меняться и она сдвигается параллельно самой себе. Напомним, что заряд, характеризуемый той или иной линией распределения концентраций,— это разность площадей, ограничиваемых линиями Q и $p_{бо}$. На рис. 7.17 линии концентраций условно обозначены индексами заряда, а площадь, соответствующая избыточному заряду, заштрихована.

Избыточный заряд в отличие от граничного распределен равномерно по длине базы, а градиент его равен нулю.

Метод заряда позволяет определить значения необходимых величин в статическом и динамическом режимах работы транзистора.

Процесс открывания транзисторного ключа можно разделить на три стадии: задержка фронта; формирование фронта; накопление избыточного заряда в базе.

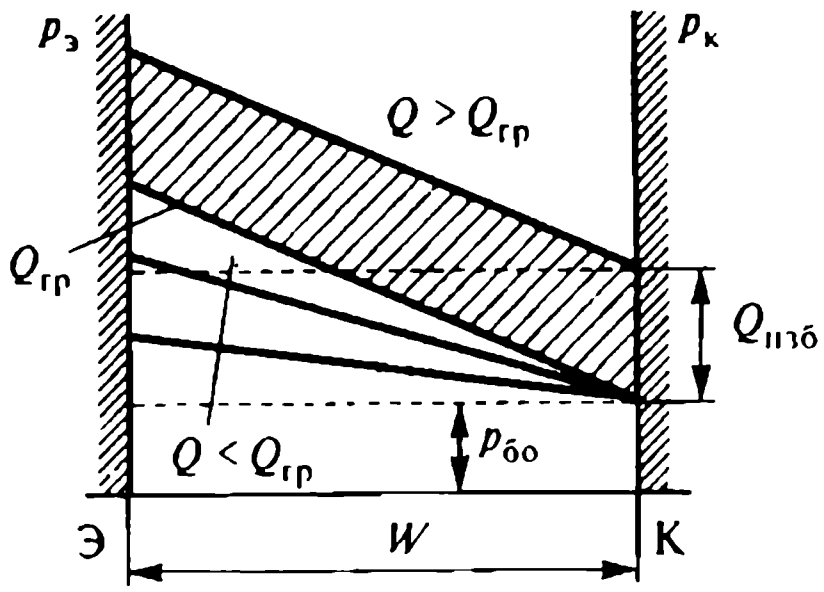


Рис. 7.17. Диаграмма распределения неосновных носителей заряда в базе при разных режимах работы транзистора

1. *Задержка фронта.* Она обусловлена перезарядкой барьерных емкостей $C_э$ и $C_к$ под действием входного сигнала. В исходном состоянии, когда ключ заперт, на базе транзистора имеется напряжение смещения $-U_{БО}$, обусловленное входным сигналом $-e_у$. Когда сигнал $e_у$ скачком принимает значение $+e_{у1}$, транзистор остается запертым, так как напряжение на его входной емкости не может измениться скачком. Через сопротивление $R_б$ (см. рис. 7.13, *а*) начнет протекать ток перезарядки входной емкости, хотя транзистор в это время будет заперт. Время задержки можно приближенно оценить, используя выражение

$$t_{зд} = \tau_{вх} \ln \frac{|e_{у1}| + |U_{БО}|}{e_{у1} - U_{БЭ\,пор}}, \qquad (7.47)$$

где $\tau_{вх} = R_б C_{вх}$; $U_{БЭ\,пор}$ — напряжение между базой и эмиттером, при котором открывается эмиттерный переход.

Входную емкость $C_{вх}$ можно считать приблизительно равной емкости параллельно соединенных емкостей коллекторного и эмиттерного переходов: $C_{вх} = C_э + C_к$.

Значение времени задержки обычно сравнительно невелико. Так, например, при $C_э + C_к = 30$ пФ; $|e_{у1}| = |U_{БО}| = 2$ В; $R_б = 2$ кОм; $t_{зд} = 4$ нс.

Так как задержка сдвигает только переходную характеристику ключа, не влияя на форму фронта, в дальнейшем, если нет специальной оговорки, будем считать, что поступивший входной сигнал сразу отпирает транзистор.

2. *Формирование фронта.* Условимся вне зависимости от типа электропроводности транзистора и соответственно направления тока, протекающего через него, считать, что этап открывания ключа характеризуется положительным фронтом, а этап запирания — отрицательным.

Пусть в момент $t = 0$ возникает перепад тока $I_{б1}$ и этот ток достаточен для последующего насыщения транзистора: $h_{21э} I_{б1} > E_к / R_к$ (рис. 7.18, *а*).

Увеличение коллекторного тока идет по экспоненциальному закону, как и в усилительном каскаде. При достижении им значения $I_{К\,нас} \approx E_к / R_к$ изменение тока коллектора, а соответственно и формирование фронта заканчиваются.

Для определения длительности фронта подставим в (7.44) начальные условия: $Q(0) = 0$; $Q(\infty) = I_{б1} \tau_а$. Тогда

$$Q(t) = I_{б1} \tau_а (1 - e^{-t/\tau_а}). \qquad (7.48)$$

Рис. 7.18. Диаграммы процессов отпирания и запирания ТК

Окончание положительного фронта соответствует тому моменту, когда заряд в базе становится равным граничному значению (рис. 7.18, *б*, *в*). Подставив вместо $Q(t)$ значение граничного заряда из (7.45), найдем длительность положительного фронта:

$$t_ф = \tau_а \ln \frac{I_{б1}}{I_{б1} - (I_{К\,нас}/h_{21э})}. \qquad (7.49)$$

Так, если $\tau_а = 2$ мкс, $h_{21э} = 50$, $I_{б1} = 1$ мА, $I_{К\,нас} = 5$ мА, то $t_ф = 0{,}2$ мкс.

Если учесть задержку, то общая длительность переходного процесса установления тока $i_к$ несколько больше — порядка 0,3 мкс. Для уменьшения длительности фронта необходимо использовать высокочастотные транзисторы, у которых $\tau_а$ имеет малое значение, и увеличивать управляющий ток $I_{б1}$.

Из рис. 7.18, *б*, иллюстрирующего процесс увеличения заряда в базе, видно, что если бы время жизни $\tau_н$ в режиме насыщения было равно $\tau_а$, заряд в базе был бы значительно больше. Заметим, что при дальнейшем анализе методом заряда в этой области необходимо использовать время жизни неосновных носителей заряда $\tau_н$.

3. *Накопление носителей.* Начиная с момента $t_ф$ токи коллектора, эмиттера и базы практически не изменяются (при управля-

ющем сигнале $I_{б1}$) (рис. 7.18, *в*). Однако заряд в базе продолжает нарастать. Этот процесс заканчивается через промежуток времени

$$t_н = (3 \div 5)\tau_н, \tag{7.50}$$

когда заряд в базе

$$Q = I_{б1}\tau_н. \tag{7.51}$$

При этом падение напряжения на транзисторе изменяется вплоть до своего статического значения в режиме насыщения.

Закрывание транзисторного ключа. Теперь рассмотрим поведение транзисторного ключа при изменении скачком входного тока от положительного значения $I_{б1}$ до отрицательного $-I_{б2}$ (рис. 7.18, *г*). При отрицательном токе $I_{б2}$ начинается экстракция (отсос зарядов из базы). Процесс запирания включает два этапа: рассасывание избыточного заряда; формирование отрицательного фронта.

1. *Рассасывание избыточного заряда.* Заряд, находящийся в базе, не может измениться скачком, так же как и в случае заряженной емкости. Следовательно, в течение некоторого времени концентрации дырок у обоих переходов остаются выше равновесной. Ток коллектора при этом практически не меняется (рис. 7.18, *д*, *е*). Ток эмиттера в начальный момент скачком уменьшается на величину $\Delta I_э = \Delta I_б$, где $\Delta I_б = |I_{б1}| + |I_{б2}|$, а затем на протяжении некоторого времени остается неизменным. Для анализа процесса рассасывания в (7.44) подставим значение заряда $Q(0) = I_{б2}\tau_н$:

$$Q(t) = Q(0)\,e^{-t/\tau_н} + I_{б2}\tau_н\,(1 - e^{-t/\tau_н}). \tag{7.52}$$

Рассасывание закончится, когда избыточный заряд в базе исчезнет и будет выполняться равенство $Q(t) = Q_{гр}$. Подставляя в (7.52) вместо $Q(t)$ граничный заряд и учитывая, что $Q(0) = I_{б1}\tau_н$, найдем время рассасывания:

$$t_р = \tau_н \ln \frac{Q(0) - I_{б2}\tau_н}{Q_{гр} - I_{б2}\tau_н}. \tag{7.53}$$

Используя соотношения, связывающие между собой заряды и токи, и считая длительность отпирающего сигнала значительно больше $\tau_н$, получим упрощенное выражение для времени рассасывания, которое часто используют на практике:

$$t_р = \tau_н \ln \frac{I_{б1} - I_{б2}}{I_{К\,нас}/h_{21э} - I_{б2}} = \tau_н \ln \frac{I_{б1} + |I_{б2}|}{I_{К\,нас}/h_{21э} + |I_{б2}|}. \tag{7.54}$$

В ряде случаев при большом запирающем сигнале можно использовать еще более упрощенное выражение:

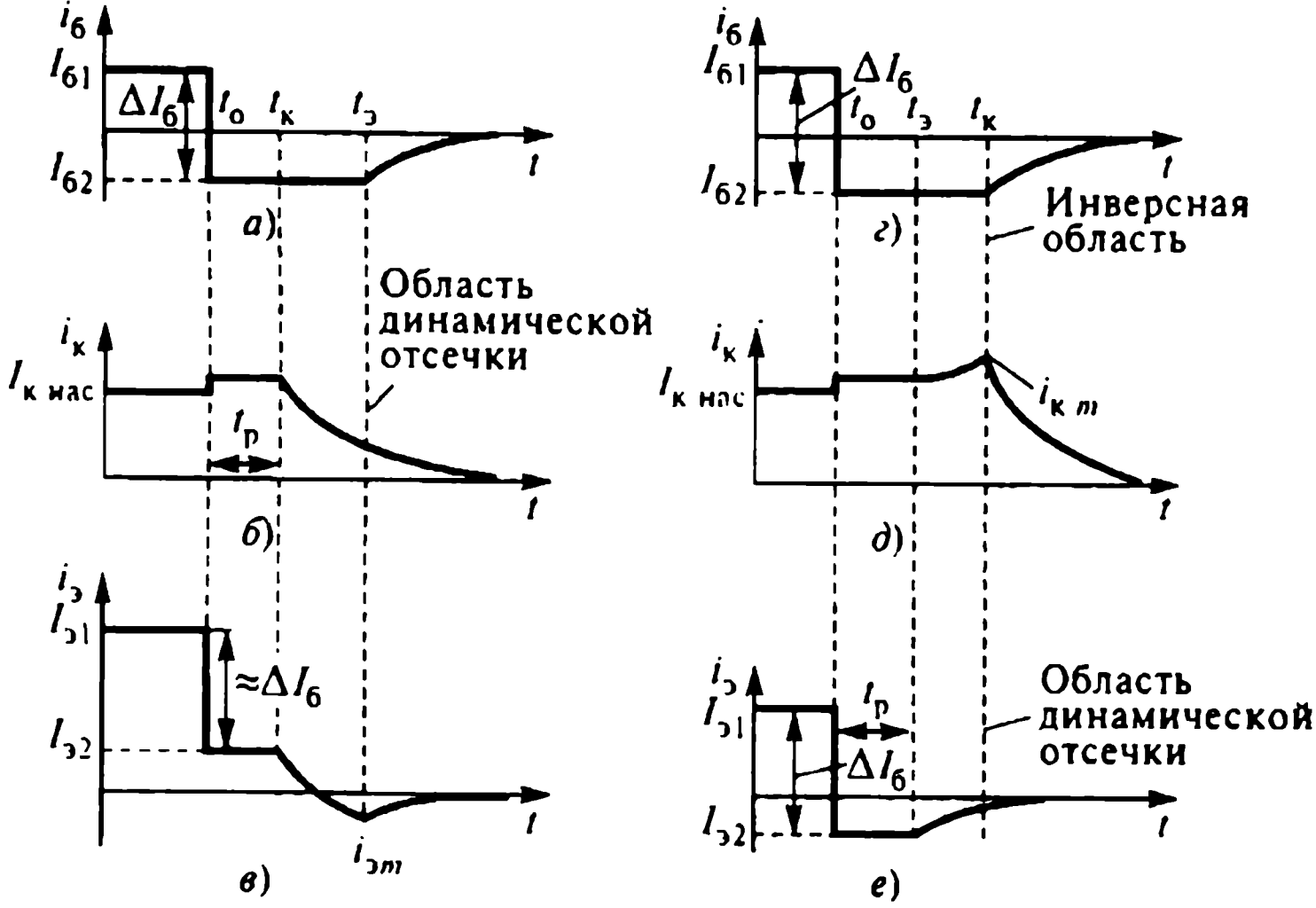
$$t_р = \tau_н \, N \, I_{К\,нас}/(h_{21э} \, \Delta I_б), \qquad (7.55)$$

где N — степень насыщения.

Время рассасывания и связанная с ним задержка *уменьшаются с увеличением запирающего сигнала* и *убыванием степени насыщения*. Поэтому *большие отпирающие токи* $I_{б1}$, которые выгодны с точки зрения длительности положительного фронта, *нежелательны* с точки зрения запирания ключа. После рассасывания избыточного заряда в базе транзистор оказывается в активной области.

2. *Формирование отрицательного фронта.* Рассасывание избыточного заряда может произойти одновременно у коллекторного и эмиттерного переходов, а также окончиться раньше у коллекторного или эмиттерного перехода. В зависимости от того, где раньше произойдет рассасывание, картина переходного процесса несколько меняется.

Пусть к моменту времени $t_к$ избыточные носители, накопившиеся у коллекторного перехода, рассасываются (рис. 7.19, *а—в*).



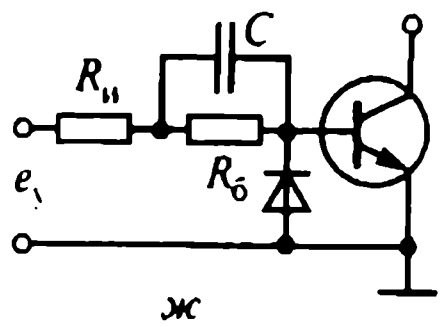


Рис. 7.19. Диаграммы процесса запирания ТК при нормальном рассасывании (*а*, *б*, *в*), при инверсном рассасывании (*г*, *д*, *е*); схема ключа с диодной фиксацией базового потенциала (*ж*)

При этом коллекторный переход смещается в обратном направлении и транзистор начинает работать в активном режиме. Ток коллектора изменяется, вызывая соответствующее уменьшение тока эмиттера. К моменту времени t_3 рассасываются избыточные заряды у эмиттерного перехода. Тогда и эмиттерный переход смещается в обратном направлении и транзистор начинает работать в режиме отсечки токов. После t_3 рассасывается заряд, оставшийся в глубине базы, и токи эмиттера, коллектора и базы уменьшаются до установившихся значений по экспоненциальному закону. Этап, на котором оба *p-n*-перехода смещены в обратном направлении, но в базе еще имеется некоторый остаточный заряд, отличный от равновесного, носит название области *динамической отсечки* транзистора.

Длительность отрицательного фронта можно оценить также используя метод заряда. При этом считается, что процесс формирования фронта заканчивается при $Q(t) = 0$. Время отрицательного фронта, полученное на основе метода заряда,

$$t_\Phi = \tau_a \ln \frac{I_{К\,нас} / h_{21э} - I_{б2}}{-I_{б2}} = \tau_a \ln\left(1 + \frac{I_{Б\,нас}}{|I_{б2}|}\right). \qquad (7.56)$$

Если рассасывание заряда сначала завершается у эмиттерного перехода, то временные диаграммы имеют вид, приведенный на рис. 7.19, *г—е*.

Здесь запирающий импульс, поступающий в момент времени t_3, изменяет скачком токи эмиттера и базы, а ток коллектора оставляет почти без изменения. В момент t_3 избыточные носители, накопленные у эмиттерного перехода, рассасываются и он смещается в обратном направлении. Транзистор оказывается в инверсной активной области. Ток эмиттера уменьшается. Однако это не вызывает изменения тока базы, так как теперь та часть тока, которая ответвлялась в эмиттерную цепь, направляется в цепь коллектора. С уменьшением эмиттерного тока ток коллектора увеличивается. Это способствует более быстрому рассасыванию избыточных носителей заряда, накопленных у коллекторного перехода. В момент времени $t_к$ заканчивается рассасывание избыточных носителей у коллекторного перехода. Транзистор оказывается в области динамической отсечки. По мере рассасывания оставшихся в базе носителей происходит окончание переходного процесса.

В этом случае транзистор при переходе из области насыщения в область отсечки проходит через инверсную активную область. Инверсное рассасывание наблюдается при большом запирающем токе базы $I_{б2}$.

Если рассасывание избыточных носителей заряда происходит одновременно у эмиттерного и коллекторного переходов, транзистор из области насыщения переходит в область динамической отсечки минуя активную область.

Таким образом, при увеличении импульса тока базы, открывающего транзистор, уменьшается длительность положительного фронта, но транзистор попадает в область глубокого насыщения. Последнее приводит к увеличению времени обратного переключения. Ток в момент выключения также желательно увеличивать, так как это способствует более быстрому рассасыванию заряда. Однако этот ток приводит к инверсному рассасыванию, что нежелательно из-за выбросов тока коллектора, имеющих место во время переходного процесса.

Удовлетворить эти противоречивые требования удается путем введения в цепь управления форсирующего конденсатора (рис. 7.19, *ж*), который позволяет увеличить токи базы I_{61} и I_{62} на короткий промежуток времени, в то время как стационарные токи базы практически не меняются.

Конденсатор C, увеличивая базовые токи, усложняет картину работы ключа. Это связано с тем, что во время динамической отсечки ток базы быстро падает до нуля и не успевает разрядить конденсатор. После запирания транзистора на его базе окажется дополнительное динамическое смещение, которое затем уменьшается по мере разрядки конденсатора через резистор R_6. Так как постоянная времени CR_6 сравнительно велика, то очередной отпирающий импульс может поступить раньше, чем уменьшится до нуля напряжение этого динамического смещения. Соответственно задержка и длительность положительного фронта увеличатся.

Для устранения этого явления используют *диодную фиксацию базового потенциала*, для чего в цепь базы включают дополнительный диод (рис. 7.19, *ж*). Он отпирается при подаче запирающего напряжения на базу транзистора. При этом конденсатор C быстро разряжается через сопротивление диода, смещенного в прямом направлении, и внутреннее сопротивление $R_и$ источника $e_у$. Кроме того, диодная фиксация базового потенциала уменьшает базовое напряжение закрытого транзистора. Тем самым уменьшается заряд входной емкости транзистора и снижается время задержки.

У реальных транзисторных ключей картина переходного процесса отличается от рассмотренной. Это обусловлено тем, что у коллекторного перехода имеется емкость $C_к^{\bullet}$, изменяющая ток резистора $R_к$. При грубой оценке можно считать, что к коллектору транзистора подключена интегрирующая RC-цепь, имеющая постоянную времени $\tau = R_к C_к^{\bullet} = R_к C_к (1 + h_{21э}^{\bullet})$. Эта цепь дополнитель-

но увеличивает длительности фронта и среза выходного импульса. Для уменьшения ее влияния стремятся применять высокочастотные транзисторы, имеющие малые емкости $C_к$, а в цепь коллектора включают небольшие сопротивления $R_к$.

При необходимости получить максимально достижимое быстродействие транзистор не вводят в режим глубокого насыщения. Такие ключи называют *ненасыщенными*. В них транзистор работает на границе активной области. Для предотвращения насыщения вводят нелинейную обратную связь так, как показано на рис. 7.20, *а*. Основной смысл введения обратной связи заключается в фиксировании потенциала коллектора относительно потенциала базы.

Если бы диод был идеальным и открывался при близком к нулю прямом напряжении, то источник смещения $E_ф$ (рис. 7.20, *а*) можно было бы не подключать. Учитывая, что диод открывается только при напряжении $U = 0{,}3 \div 0{,}4$ В, приложенном в прямом направлении, ЭДС источника смещения $E_ф$ выбирают порядка 0,4...0,6 В.

При отпирании транзистора диод закрыт до момента, пока вследствие уменьшения коллекторного тока напряжение на нем не станет равным пороговому.

С момента открытия диода ток управления ключом замыкается на коллектор, что приводит к уменьшению изменения тока базы приблизительно в $1 + h_{21э}$ раз. В итоге избыточный заряд, накапливаемый в базе транзистора, много меньше, чем при включении его в обычную схему насыщенного ключа. При подаче управляющего напряжения $-e_у$ диод запирается. Практически сразу же начинается отрицательный фронт, так как избыточный заряд в базе близок к нулю.

Существенного повышения быстродействия можно добиться только при использовании диодов, имеющих малое время восста-

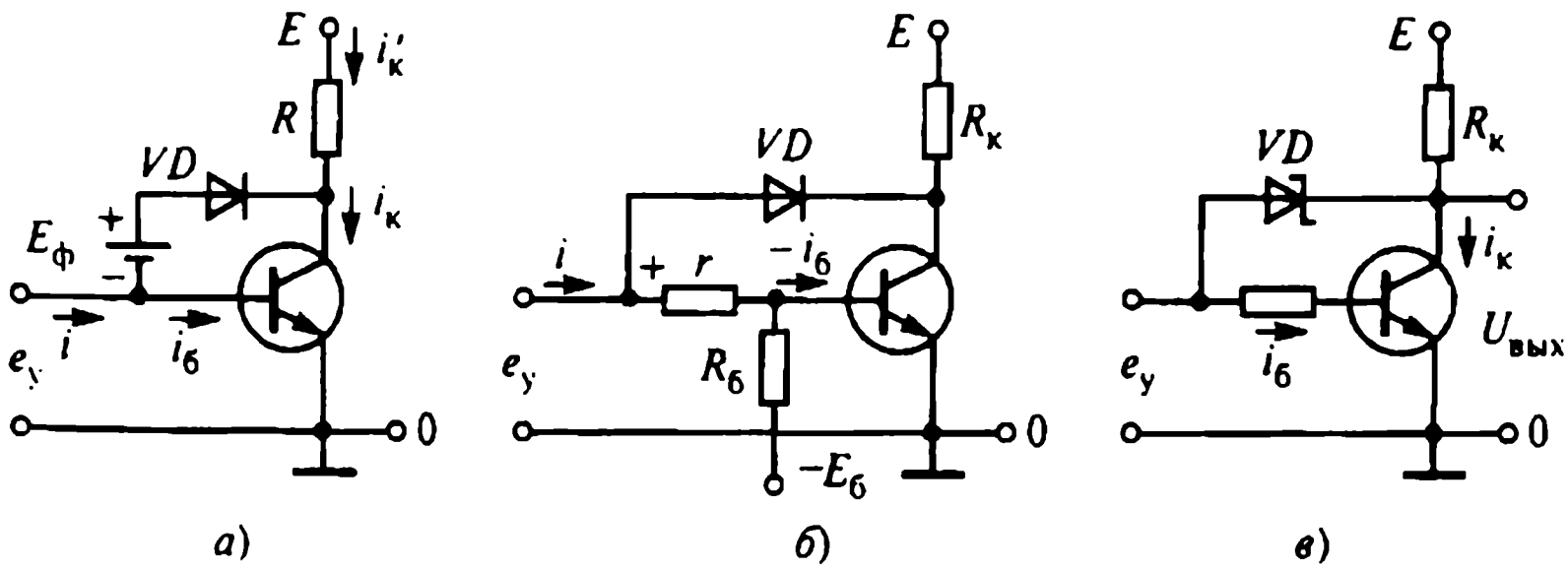


Рис. 7.20. Схемы ненасыщенного ключа:
а, *б* — с нелинейной обратной связью; *в* — с диодом Шоттки

новления. Если применять низкочастотные диоды, у которых велико время рассасывания заряда, накопленного в базе, то эффект от введения нелинейной ОС будет незначителен.

Для получения максимального быстродействия используют диоды Шоттки (рис. 7.20, *в*). Они имеют малое время восстановления (не превышает 0,1 нс), низкое напряжение отпирания (около 0,25 В) и малое сопротивление в открытом состоянии (около 10 Ом). При применении диодов Шоттки отпадает необходимость во введении дополнительного напряжения смещения. Это обусловлено тем, что диод отпирается при более низком напряжении между коллектором и базой, когда транзистор еще находится на границе активного режима.

Недостатки ненасыщенного транзисторного ключа, обусловленные особенностями его режима, следующие: 1) падение напряжения $U_{КЭ}$ на открытом ключе больше, чем в насыщенном режиме (порядка 0,5 В); 2) ТК имеет худшую помехоустойчивость, что объясняется более высоким входным сопротивлением в открытом состоянии. В результате этого различные помехи, например скачки напряжения $E_к$, приводят к соответствующим скачкам падения напряжения на транзисторе; 3) температурная стабильность ненасыщенного ключа значительно хуже, чем у насыщенного.

§ 7.5. КЛЮЧИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Ключи на полевых транзисторах используются для коммутации как аналоговых, так и цифровых сигналов, причем коммутаторы аналоговых сигналов обычно выполняют на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом или МОП-транзисторах с индуцированным или технологически встроенными каналами. В цифровых схемах применяются только МОП-транзисторы с индуцированным каналом.

Для ключей на полевых транзисторах характерно: 1) *малое остаточное напряжение на ключе*, находящемся в проводящем состоянии; 2) *высокое сопротивление в непроводящем состоянии* и, как следствие, малый ток, протекающий через транзистор, канал которого перекрыт; 3) *малая мощность,* потребляемая от источника управляющего напряжения; 4) *хорошая электрическая развязка* между цепью управления и цепью коммутируемого сигнала, что позволяет обойтись без трансформатора в цепи управления; 5) *возможность коммутации электрических сигналов* очень *малого уровня* (порядка микровольт).

По быстродействию ключи на полевых транзисторах обычно почти не уступают ключам на биполярных транзисторах. Но у них наблюдается проникновение в коммутируемую цепь допол-

нительных импульсов, параметры которых зависят от управляющего сигнала. Причиной их появления является наличие емкостей $C_{ЗС}$ и $C_{ЗИ}$.

Простейшие схемы ключей на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторах с индуцированным каналом приведены на рис. 7.21, *а—г*.

Для запирания ключей, выполненных на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторах с технологически встроенным каналом, к их затворам должно быть приложено запирающее напряжение $U_{зап}$, которое превышает напряжения стока и истока на значение, большее напряжения отсечки $U_{ЗИ\ отс}$. Так как в ТУ на транзистор $U_{ЗИ\ отс}$ указывается для определенного значения тока канала, запирающее напряжение должно быть выше $U_{ЗИ\ отс}$ на 1...3 В.

При выборе запирающего напряжения следует помнить, что при его большом значении в цепи *p-n*-перехода может возникнуть *лавинный* пробой. Поэтому всегда должны выполняться неравенства

$$|U_{зап}| \le |U_{ЗС\ max}|; \tag{7.57}$$

$$|U_{зап}| \le |U_{ЗИ\ max}|, \tag{7.58}$$

где $U_{ЗС\ max}$ и $U_{ЗИ\ max}$ — максимально допустимые напряжения затвор—сток и затвор—исток.

Для МОП-транзисторов напряжения $U_{ЗС\ max}$ и $U_{ЗИ\ max}$ ограничены электрической прочностью диэлектрика под затвором.

МОП-транзисторы с индуцированным каналом закрыты до тех пор, пока напряжение между затвором и электродами истока или стока меньше эффективного порогового напряжения $U_{ЗИ\ пор\ эф}$ (см. § 2.10). Эффективное пороговое напряжение отличается от

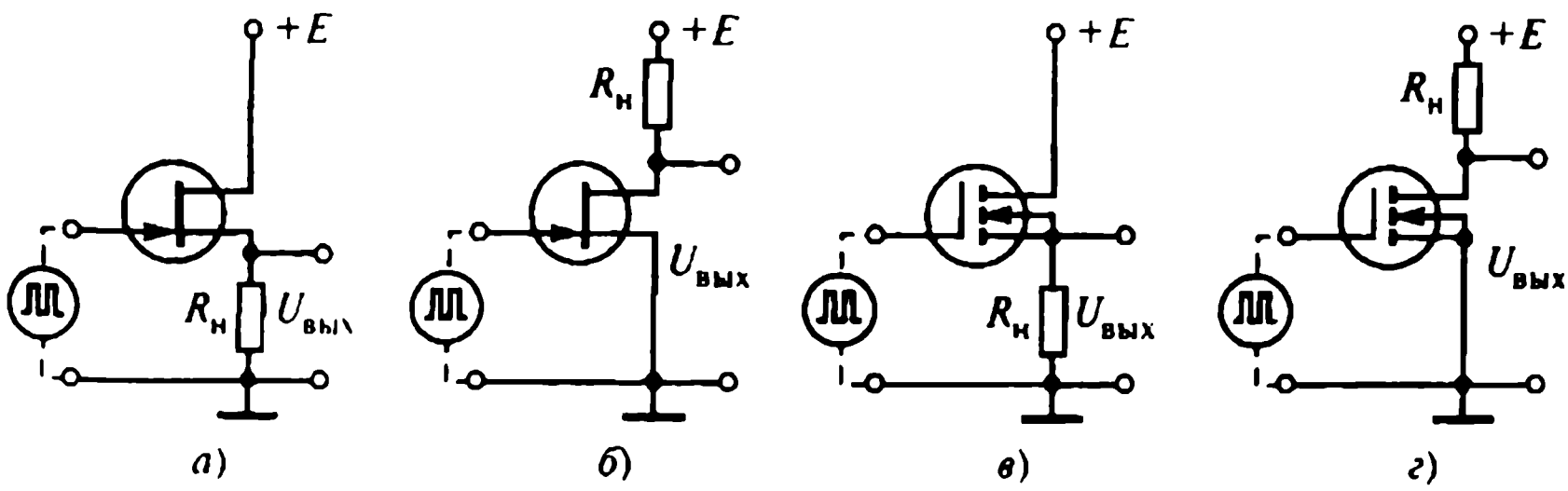


Рис. 7.21. Ключевые цепи на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторах с индуцированным каналом (*а*, *б*, *в*, *г*)

порогового $U_{\text{ЗИ пор}}$ только при наличии дополнительного напряжения на подложке, которая может выполнять функции второго управляющего электрода:

$$U_{\text{ЗИ пор эф}} = U_{\text{ЗИ пор}} - \eta U_{\text{ПИ}}, \qquad (7.59)$$

где η — коэффициент влияния на подложке, $\eta = -\dfrac{\partial U_{\text{ЗИ}}}{\partial U_{\text{ПИ}}}$.

Ток в цепи затвора полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом равен обратному току *p-n*-перехода и изменяется в зависимости от температуры транзистора. Он нормируется в виде полного тока затвора $I_{\text{З}}$. Часть этого тока протекает через электрод стока, а часть — через электрод истока.

В цепях затворов МОП-транзисторов протекают только токи утечек, имеющие малое значение.

Входное сопротивление (по цепи затвора) ключей на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом при малой частоте коммутации около $10^8...10^9$ Ом, у МОП-транзисторов — $10^{12}...10^{14}$ Ом. С повышением частоты оно уменьшается вследствие влияния емкостей $C_{\text{ЗС}}$, $C_{\text{ЗИ}}$.

Электрическая мощность, затрачиваемая на управление ТК, сравнительно невелика. Поэтому во многих случаях ее можно не учитывать.

Сопротивление закрытого ключа на полевом транзисторе достаточно велико и характеризуется остаточным током стока $I_{\text{С ост}}$ (ток стока закрытого транзистора). У полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом $I_{\text{С ост}}$ зависит от сопротивления канала $R_{\text{СИ}}$ и тока *p-n*-перехода, смещенного в обратном направлении:

$$I_{\text{С ост}} = U_{\text{СИ}}/R_{\text{СИ зак}} + I_{\text{ЗС обр}}, \qquad (7.60)$$

где $R_{\text{СИ зак}}$ — сопротивление закрытого канала; $I_{\text{ЗС обр}}$ — ток перехода затвор—сток, смещенного в обратном направлении; $U_{\text{СИ}}$ — напряжение между стоком и истоком.

В ТУ на полевые транзисторы значение тока $I_{\text{ЗС обр}}$ обычно не приводят, указывают только полный ток затвора, включающий в себя и ток $I_{\text{ЗИ обр}}$. Считая $I_{\text{ЗИ обр}} = I_{\text{ЗС обр}}$, можно ориентировочно оценивать $I_{\text{ЗС обр}}$ по соотношению

$$I_{\text{ЗС обр}} = I_{\text{З}}/2. \qquad (7.61)$$

В связи с малым током затвора и большим сопротивлением $R_{\text{СИ}}$ сопротивление закрытого ключа обычно не менее 10^8 Ом в

области низких частот. У МОП-транзисторов остаточный ток зависит от обратного тока перехода между стоком и подложкой:

$$I_{\text{С ост}} = \frac{U_{\text{СИ}}}{R_{\text{СИ}}} + I_{\text{СП обр}}, \qquad (7.62)$$

где $I_{\text{СП обр}}$ — обратный ток p-n-перехода между стоком и подложкой. Вследствие малого значения $I_{\text{СП обр}}$ эквивалентное сопротивление запертого ключа на МОП-транзисторе может достигнуть значения $10^9...10^{11}$ Ом.

С повышением частоты изменения напряжения E (при работе ключей на переменном токе) их сопротивление в запертом состоянии уменьшается из-за влияния емкостей $C_{\text{СИ}}$ и $C_{\text{СП}}$. Это имеет значение для устройств, в которых коммутируются аналоговые сигналы.

При переменном напряжении E потенциал подложки МОП-транзистора необходимо выбирать таким, чтобы при любом значении переменного напряжения E p-n-переход между подложкой и стоком был смещен в обратном направлении. В противном случае источник коммутируемого сигнала через цепь подложки будет соединяться с другими цепями, что приведет к появлению помех и искажений.

Эти условия накладывают ограничения на максимальную амплитуду коммутируемого переменного напряжения и заставляют подавать большое запирающее напряжение $U_{\text{зап}}$ на затвор ключей на МОП-транзисторах с технологически встроенными каналами и управляющими p-n-переходами. У МОП-транзисторов с индуцированными каналами подложка подключается к источнику напряжения, которое дополнительно запирает p-n-переход между подложкой и стоком. Соответственно увеличивается $U_{\text{ЗИ пор эф}}$, что позволяет повысить амплитуду коммутируемого напряжения.

На практике подложку обычно подключают к источнику питания требуемой полярности: подложки n — к источнику напряжения $+E$ и p — к $(-E)$.

В запертом состоянии емкость между цепью управления и цепью переключаемого сигнала около 1...30 пФ.

Для полного отпирания ТК с управляющим p-n-переходом напряжение $U_{\text{ЗИ}}$ необходимо уменьшить до нуля. В МОП-транзисторах с индуцированными и с технологически встроенными каналами напряжение $U_{\text{ЗИ}}$ следует брать максимально большим по модулю так, чтобы получить минимальное сопротивление канала и малую его зависимость от колебаний напряжения на затворе.

Сопротивление открытого ключа и напряжение $U_{\text{СИ отк}}$ легко определить с помощью выходных характеристик транзистора. На

них строится линия нагрузки (рис. 7.22, *а—в*). В точке пересечения ее с кривой, определяемой напряжением $U_{зи}$, находится значение $U_{си\ отк}$ ключа и его ток $I_н$. Положение этой точки также определяет сопротивление $R_{си\ отк\ min}$.

При малом токе ключа $I_к \to 0$ напряжение $U_{си\ отк}$ невелико и можно считать, что потенциалы стока и истока равны между собой: $U_С = U_И$. При большом напряжении E и малом сопротивлении $R_н$ напряжение $U_{си\ отк}$ может достигнуть значений в несколько вольт. Поэтому при выборе транзисторов для мощных ключевых схем отдают предпочтение тем типам, которые в открытом состоянии имеют малое сопротивление канала ($R_{си\ отк\ min} \approx 0{,}2 \div 30$ Ом).

Из характеристик рис. 7.22, *б*, *в* видно, что при больших значениях напряжения $U_{зи}$ его небольшие колебания мало меняют напряжение $U_{си\ отк}$ и сопротивление канала.

Можно выделить две основные схемы подачи управляющего напряжения. В первой схеме напряжение $U_{зи}$ не зависит от тока нагрузки и уровня входного сигнала (рис. 7.21, *б*, *г*). Она характерна для цифровых ключей, в которых коммутируется ток, созданный источником постоянного напряжения E.

В схеме рис. 7.21, *а*, *в* происходит изменение напряжения $U_{зи}$ в зависимости от уровня и полярности входного сигнала. Подобная подача управляющего сигнала происходит в ключах, коммутирующих аналоговые сигналы.

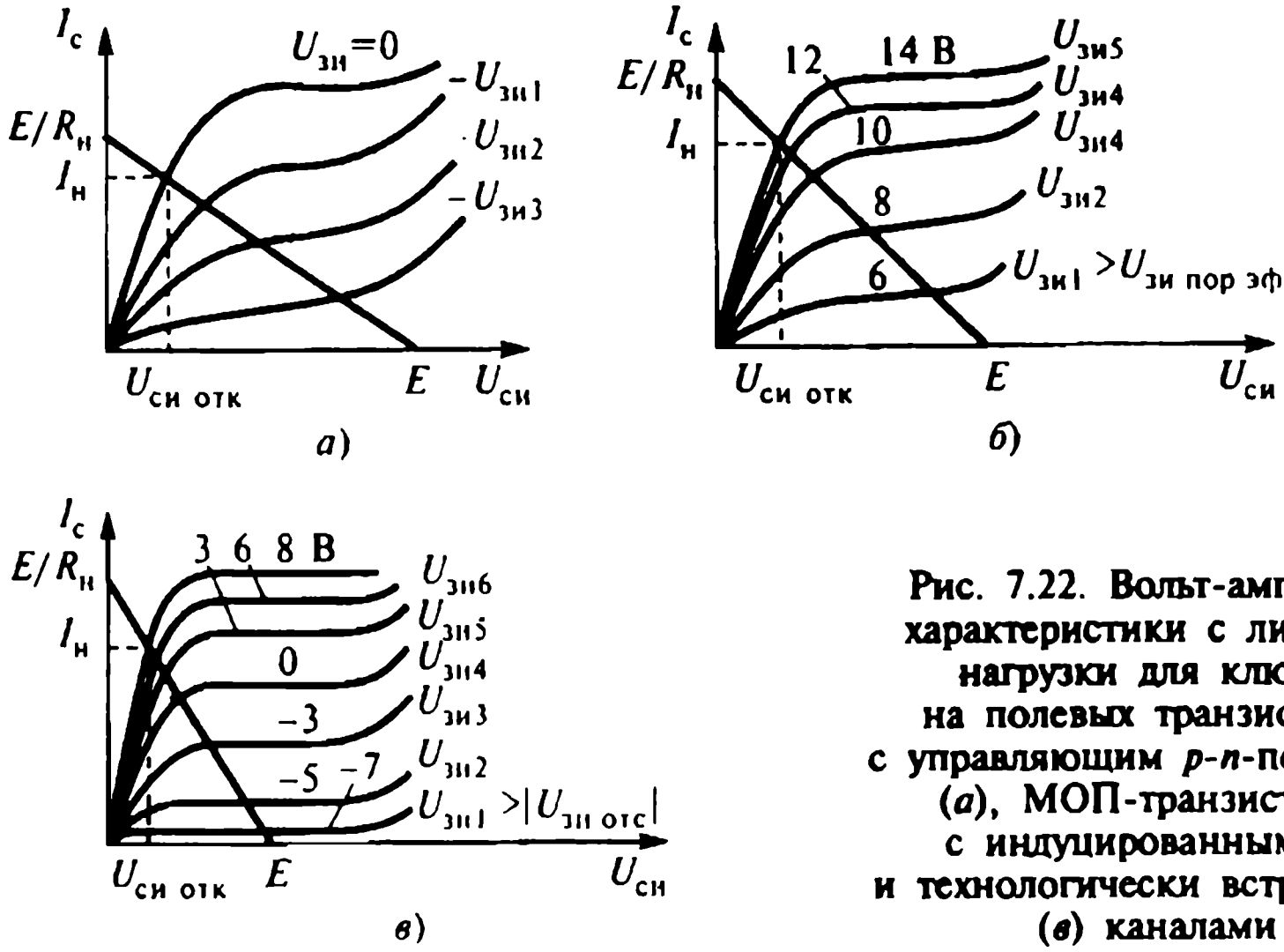


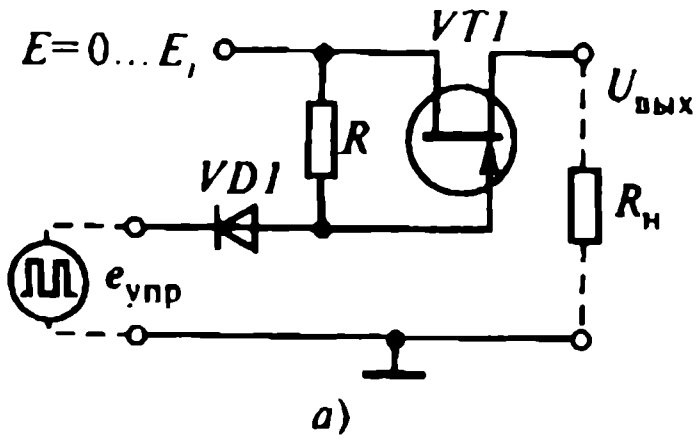
Рис. 7.22. Вольт-амперные характеристики с линиями нагрузки для ключей на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом (*а*), МОП-транзисторах с индуцированным (*б*) и технологически встроенным (*в*) каналами

Таким образом, у ключей, для которых важна стабильность сопротивления $R_{\text{си отк}}$, наблюдается его изменение в зависимости от величины и полярности входного сигнала. Это происходит потому, что падение напряжения на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$, повторяющее входной сигнал E, вычитается (суммируется) из управляющего напряжения. Соответственно меняются напряжение $U_{\text{ЗИ}}$ и сопротивление канала транзистора $R_{\text{си}}$. При изменении сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ также наблюдаются колебания сопротивления канала из-за того, что напряжение $U_{\text{ЗИ}}$ при $R_{\text{си}} \neq 0$ есть функция сопротивления $R_{\text{н}}$ даже при неизменном значении входного сигнала.

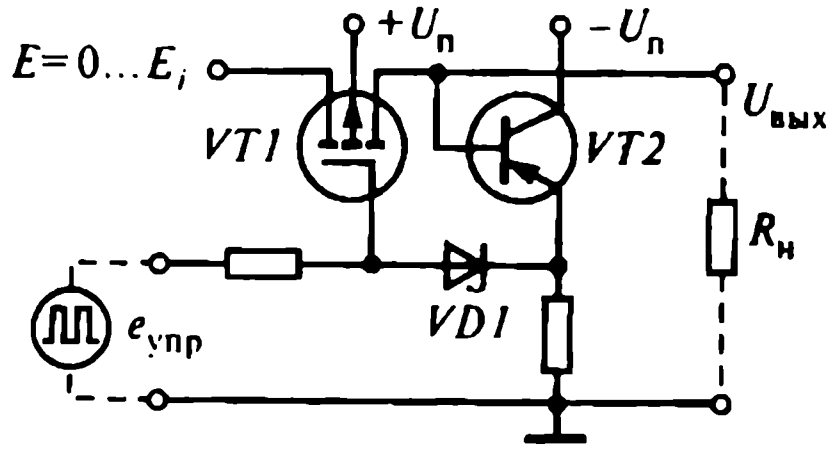
Так как в аналоговых ключах напряжение E меняется в широких пределах, а сопротивление нагрузки может быть нелинейным, эта нестабильность параметров является их существенным недостатком.

Для его устранения приходится вводить дополнительные цепи, обеспечивающие поддержание неизменного значения напряжения $U_{\text{ЗИ}}$, или осуществлять параметрическую компенсацию нестабильности сопротивления $R_{\text{СИ}}$.

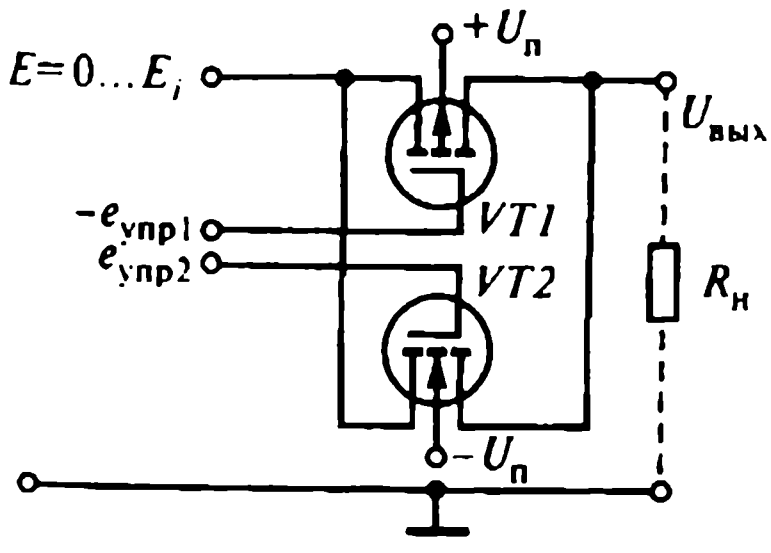
В ТК на полевых транзисторах с управляющим p-n-переходом обычно применяют стабилизацию напряжения $U_{\text{ЗИ}}$. Поэтому потенциал затвора оказывается «плавающим». Одна из возможных схем включения ТК с плавающим потенциалом затвора приведена на рис. 7.23, *а*. В ней затвор соединен со стоком через рези-



а)



б)



в)

Рис. 7.23. Ключи с плавающими затворами на полевых транзисторах с управляющим p-n-переходом (*а*) и типа МОП с индуцированным каналом (*б*); параметрическая компенсация изменения сопротивления R за счет использования комплементарной пары транзисторов (*в*)

стор R, имеющий большой номинал ($R > 1$ МОм). Если управляющее напряжение $e_{упр}$ имеет положительный потенциал, диод VD заперт. При этом через резистор протекает ток затвора $I_З$, значение которого достаточно мало.

Падение напряжения на резисторе R близко к нулю, и сопротивление канала, определяемое из уравнения

$$R_{СИ\,отк} = \frac{U_{ЗИ\,отс}}{2I_{С\,нач}} \frac{1}{(1 - U_{ЗИ} / U_{ЗИ\,отс})}, \qquad (7.63)$$

имеет минимальное значение:

$$R_{си\,отк\,min} \approx U_{ЗИ\,отс}/2I_{С\,нач}, \qquad (7.64)$$

причем значение этого сопротивления не зависит ни от знака, ни от значения входного напряжения.

При изменении полярности напряжения $e_{упр}$ диод VD открывается и потенциал затвора определяется напряжением $-e_{упр}$, которое по модулю больше напряжения отсечки. Связь цепей коммутируемого сигнала и управления невелика и зависит от номинала резистора R.

Таким образом, в данной схеме обеспечиваются плавающий потенциал затвора у открытого ключа, так как $U_З \approx U_С \approx U_И$, и минимальное стабильное значение сопротивления $R_{си}$. Характеристики ТК практически не меняются при изменении коммутируемого напряжения.

У ключей на МОП-транзисторах с индуцированным каналом плавающий потенциал затвора можно получить с помощью эмиттерного повторителя на транзисторе $VT2$ (рис. 7.23, *б*). У него потенциал эмиттера почти равен потенциалу истока транзистора $VT1$. Параметры схемы выбраны так, что при подаче отпирающего напряжения $-e_{упр}$ стабилитрон $VD1$ пробивается. Так как падение напряжения на пробитом стабилитроне имеет постоянное значение, а потенциал эмиттера транзистора $VT2$ равен потенциалу истока — $VT1$, то потенциал затвора будет иметь неизменное значение относительно потенциала канала при любых значениях напряжения E. Следовательно, будут отсутствовать погрешности от нелинейности сопротивления $R_{си}$.

Хорошие результаты по стабилизации $R_{си}$ дает параметрическая компенсация (рис. 7.23, *в*). В этом случае обычно используют комплементарную пару транзисторов $VT1$, $VT2$ (транзисторы с каналами разного типа, но идентичные по параметрам). Их соединяют параллельно и управляют равными напряжениями противополож-

ной полярности ($-e_{упр1}$, $e_{упр2}$). В открытом состоянии, когда поданы потенциалы $-e_{упр1}$ и $e_{упр2}$, сопротивления $R_{си}$ транзисторов соединены параллельно. Общее сопротивление $R_{отк} = R_{си1} || R_{си2}$.

При подаче входного напряжения E и появлении $U_{вых}$ напряжение $U_{зи}$ одного транзистора равно $(-e_{упр1} - U_{вых})$, а другого $(e_{упр2} - U_{вых})$. В этом случае сопротивление $R_{си}$ одного транзистора уменьшается на $\Delta R_{си1}$, а другого увеличится на $\Delta R_{си2}$.

Если идентичность параметров у *VT1* и *VT2* хорошая, то $\Delta R_{си1} \approx \Delta R_{си2}$ и сопротивление $R_{отк}$ почти не зависит от входного напряжения. На практике оно обычно изменяется на десятки — две-три сотни ом при сопротивлении открытого ключа 200...500 Ом.

Таким образом, организация управления ключами на полевых транзисторах, которые коммутируют аналоговые сигналы, имеет свои особенности.

Для цифровых ключей представляют интерес уровни напряжений $U_{вых}$ при открытом и закрытом состояниях транзистора. Оно равно (для схем рис. 7.21, *б*, *г*)

$$U_{вых\,зак} = E \frac{R}{R + R_н}; \qquad (7.65)$$

$$U_{вых\,отк} = E \frac{R_{си\,отк} || R}{R_н + R_{си\,отк} || R}, \qquad (7.66)$$

где R — сопротивление, подключенное к выходным зажимам ключа.

В (7.65) не учтено падение напряжения, созданное на резисторе $R_н$ остаточным током стока. При малых значениях сопротивления R $U_{вых\,зак}$ существенно меньше напряжения E, причем уменьшение сопротивления $R_н$, желательное с точки зрения повышения $U_{вых\,зак}$, приводит к увеличению потребляемого тока и мощности от источника питания при открытом ТК.

Поэтому для увеличения экономичности и улучшения стабильности уровней выходных напряжений, что достаточно важно для цифровых устройств, широко применяют ключи на комплементарных транзисторах (рис. 7.24, *а*). В них при подаче управляющего напряжения одной полярности, например $-e_{упр}$, открыт транзистор *VT1* и резистор R подключен к источнику питания через сопротивление $R_{си\,отк1}$, которое сравнительно невелико. При другой полярности, $+e_{упр}$, транзистор *VT1* закрыт, а транзистор *VT2* имеет минимальное сопротивление. При этом резистор R через сопротивление $R_{си\,отк2}$ соединен с общей шиной. Падение на-

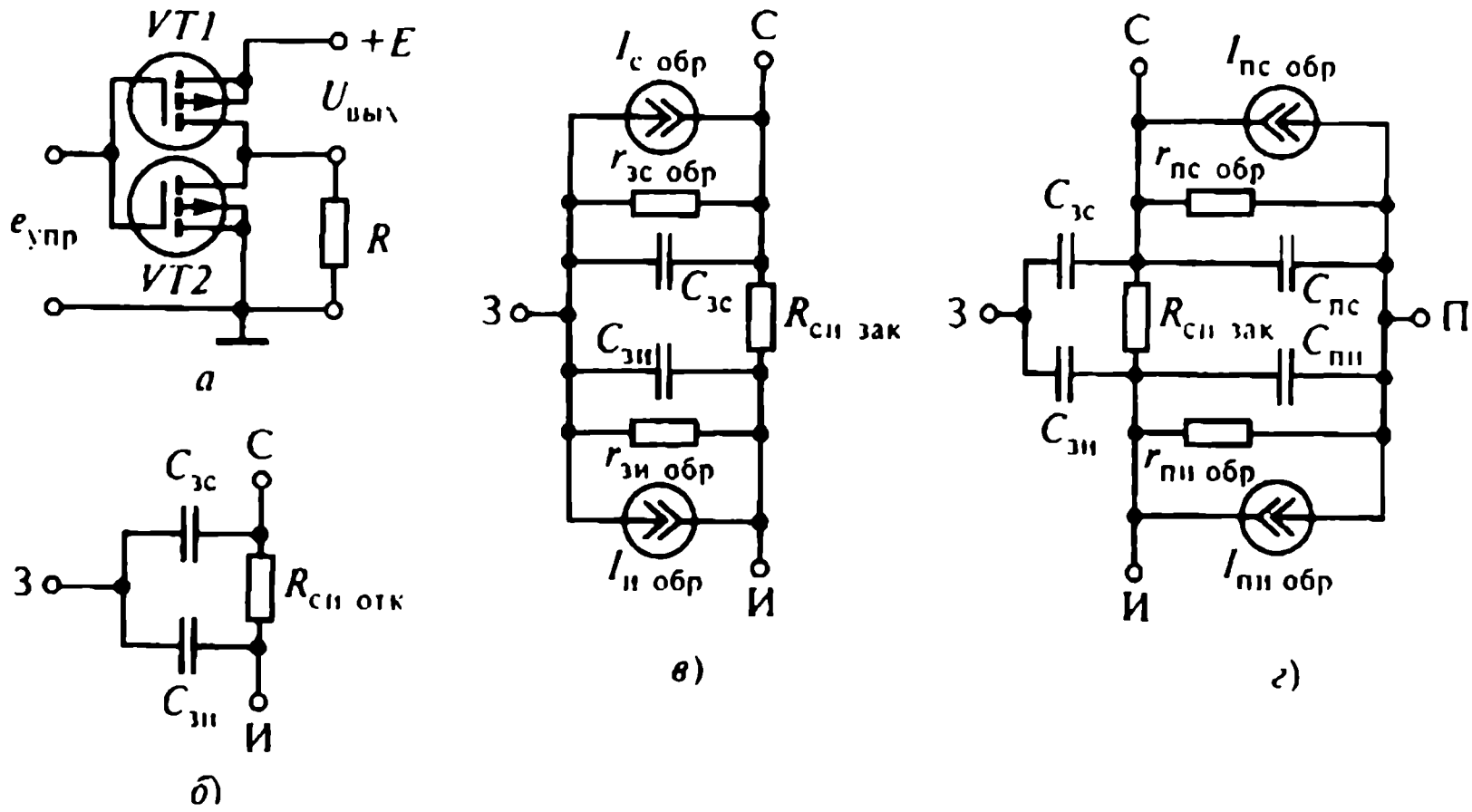


Рис. 7.24. Ключевая цепь на комплементарных транзисторах (*а*); эквивалентные схемы открытого (*б*) и закрытого (*в*, *г*) ТК

пряжения на нем практически равно нулю. При этой полярности $e_{упр}$ ток от источника питания не потребляется. При большом значении R рассеиваемая мощность мала и при открытом транзисторе *VT1*. Малая потребляемая мощность и стабильность уровней выходного напряжения, близких к нулю и напряжению питания, делают данные ключи перспективными для построения экономичных цифровых устройств различного назначения. На их основе созданы разнообразные микросхемы КМОП серий 176, 561, 564 1564 и др.

Эквивалентные схемы ТК приведены на рис. 7.24, *б*—*г*. У открытого ключа обычно приходится учитывать емкости $C_{зс}$, $C_{зи}$ и сопротивление $R_{си\ отк}$ (рис. 7.24, *б*). Эквивалентные схемы закрытого ТК с управляющим *p-n*-переходом (рис. 7.24, *в*) и на МОП-транзисторе (рис. 7.24, *г*) различны. Однако при практическом применении этим различием часто пренебрегают и учитывают только основные определяющие факторы. Цифровые ключи входят в состав всех цифровых микросхем серий МОП.

Аналоговые ключи выпускаются в виде отдельных микросхем. В ИС 547КП1, К190КТ1, К190КТ2 в состав микросхемы входит несколько МОП-транзисторов с индуцированными каналами. При их использовании нужно создавать внешнюю цепь управления, ориентируясь на изложенный материал.

В новых разработках аналоговых ключей в микросхеме размещены и цепи управления, например ключи серий 590, 543, 591, 733, 1104, 564.

§ 7.6. МОЩНЫЕ КЛЮЧИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ (ТИПА *IGBT*)

Биполярный транзистор с изолированным затвором является новым типом активного прибора, который появился сравнительно недавно. Его входные характеристики подобны входным характеристикам полевого транзистора, а выходные — характеристикам биполярного. В литературе этот прибор называют *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

По быстродействию *IGBT*-транзисторы значительно превосходят биполярные. Их чаще всего используют в качестве мощных ключей, у которых время включения порядка 0,2...0,4 мкс, а время выключения порядка 0,2...1,5 мкс, коммутируемые напряжения достигают 3,5 кВ, а токи 1200 А. В отечественной литературе их иногда называют БТИЗ (биполярные транзисторы с изолированным затвором).

Транзисторы этого типа вытесняют тиристоры из высоковольтных схем преобразования частоты и позволяют создать импульсные источники вторичного электропитания с качественно лучшими характеристиками.

Активные приборы нового типа используются достаточно широко в инверторах для управления электродвигателями, в мощных системах бесперебойного питания с напряжениями свыше 1 кВ и токами в сотни ампер.

В какой-то степени это является следствием того, что во включенном состоянии при токах в сотни ампер падение напряжения на транзисторе находится в пределах 1,5...3,5 В.

Структура *IGBT*-транзистора показана на рис. 7.25.

Как видно из структуры, это достаточно сложный прибор, в котором транзистор типа *p-n-p* управляется МОП-транзистором с каналом типа *n*. Эквивалентная схема транзистора приведена на рис. 7.26, *а*, а его условное обозначение — на рис. 7.26, *б*, *в*.

Коллектор *IGBT*-транзистора является эмиттером транзистора *VT4*. При подаче положительного напряжения на затвор у транзистора *VT1* появляется электропроводный канал. Через него эмиттер транзистора *IGBT* (коллектор транзистора *VT4*) оказывается соединенным с базой транзистора *VT4*. Это приведет к тому, что он полностью отопрется и падение напряжения между коллектором транзистора *IGBT* и его эмиттером будет равно падению напряжения на эмиттерном переходе транзистора *VT4*, просуммированному с падением напряжения $U_{СИ}$ на транзисторе *VT1*. Поэтому падение напряжения на *IGBT*-транзисторе не опускается ниже порогового напряжения диода (эмиттерного перехода *VT4*). При увеличении напряжения, приложенного к транзи-

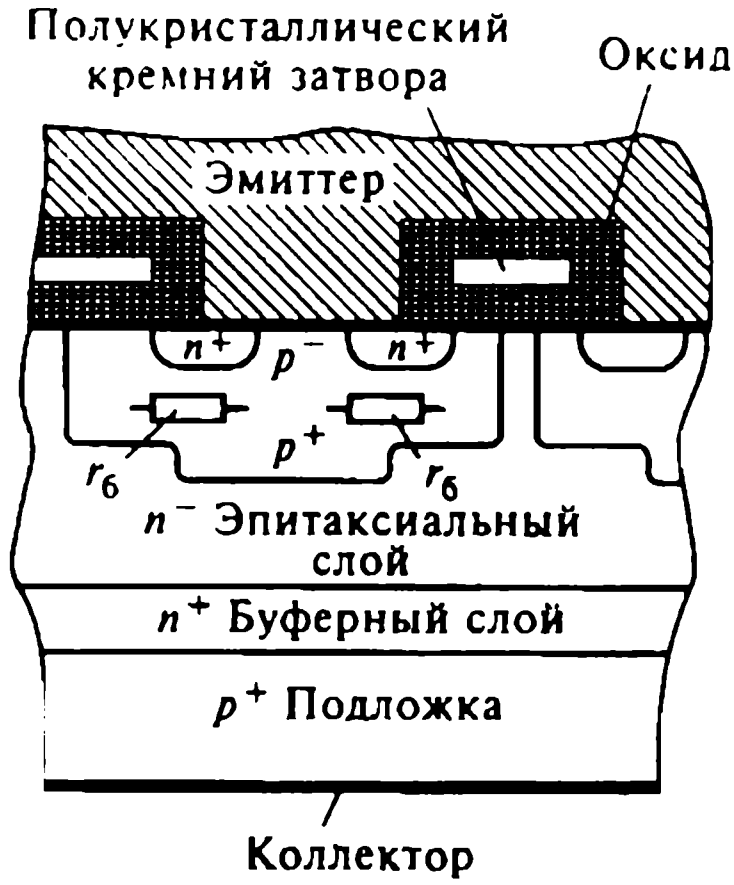


Рис. 7.25. Структура *IGBT*-транзистора

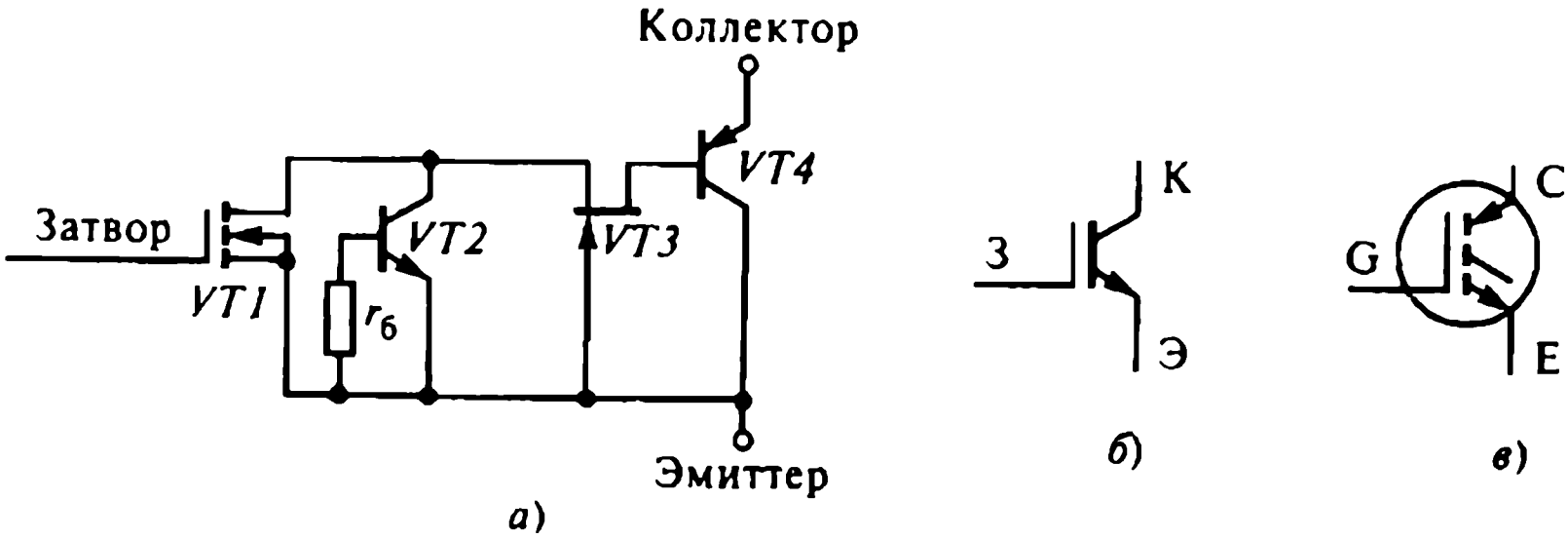


Рис. 7.26. Эквивалентная схема *IGBT*-транзистора (*а*) и его условное обозначение в отечественной (*б*) и иностранной (*в*) литературе

стору *IGBT*, увеличивается ток канала, определяющий ток базы транзистора *VT4*, при этом падение напряжения на *IGBT*-транзисторе уменьшается.

Следует отметить, что в связи с тем, что падение напряжения на *p-n*-переходе уменьшается с увеличением температуры, падение напряжения на отпертом *IGBT*-транзисторе в определенном диапазоне токов имеет отрицательный температурный коэффициент, который становится положительным при большом токе.

При запирании транзистора *VT1* ток транзистора *VT4* становится малым, что позволяет считать его запертым.

Дополнительные слои введены для исключения режимов работы, характерных для тиристоров, когда происходит лавинный

пробой. Буферный слой n^+ и широкая базовая область n^- обеспечивают уменьшение коэффициента усиления по току p-n-p-транзистора. Общая картина включения и выключения достаточно сложная, так как наблюдаются изменения подвижности носителей заряда, коэффициентов передачи тока у имеющихся в структуре p-n-p- и n-p-n-транзисторов, изменения сопротивлений областей и пр.

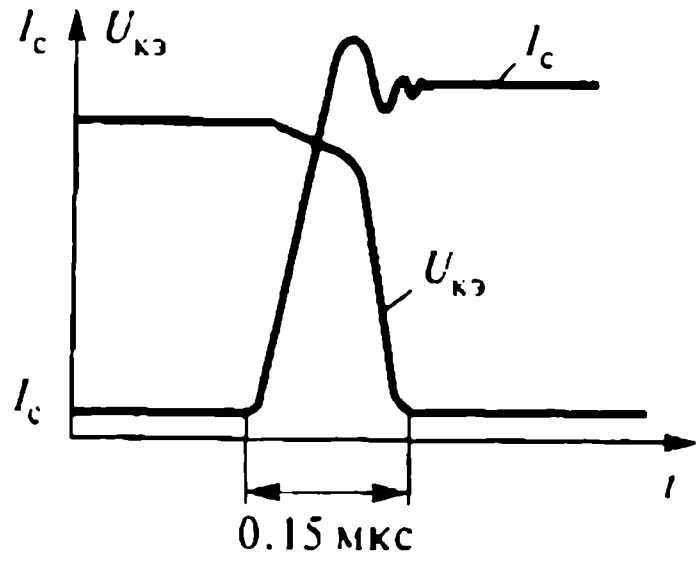


Рис. 7.27. Изменения падения напряжения $U_{кэ}$ и тока I_c *IGBT*-транзистора

Хотя в принципе *IGBT*-транзисторы могут быть использованы для работы в линейном режиме, пока их в основном применяют в ключевом режиме. При этом изменения токов и напряжений у коммутируемого ключа характеризуются кривыми, показанными на рис. 7.27.

Для уменьшения количества дополнительных внешних компонентов в состав *IGBT*-транзисторов вводят диоды или выпускают модули, состоящие из нескольких компонентов (рис. 7.28, *а*—*г*).

Их условные обозначения включают: букву М — модуль бес-потенциальный (основание изолировано); 2 — количество ключей. Буквы: ТКИ — биполярный с изолированным затвором; ДТКИ — диод — биполярный транзистор с изолированным затвором; ТКИД — биполярный транзистор с изолированным затвором — диод. Цифры: 25, 35, 50, 75, 80, 110, 150 — максимальный ток. Цифры: 1, 2, 5, 6, 10, 12 — максимальное напряжение между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}$ (×100 В). В справочных данных производители *IGBT*-транзисторов обычно используют обозначения, принятые у западных фирм: $U_{КЭ}$—U_{CE}; $U_{КЭ\,отк}$—$U_{CE\,ss}$; $P_{к\,max}$—$P_{TOT\,max}$.

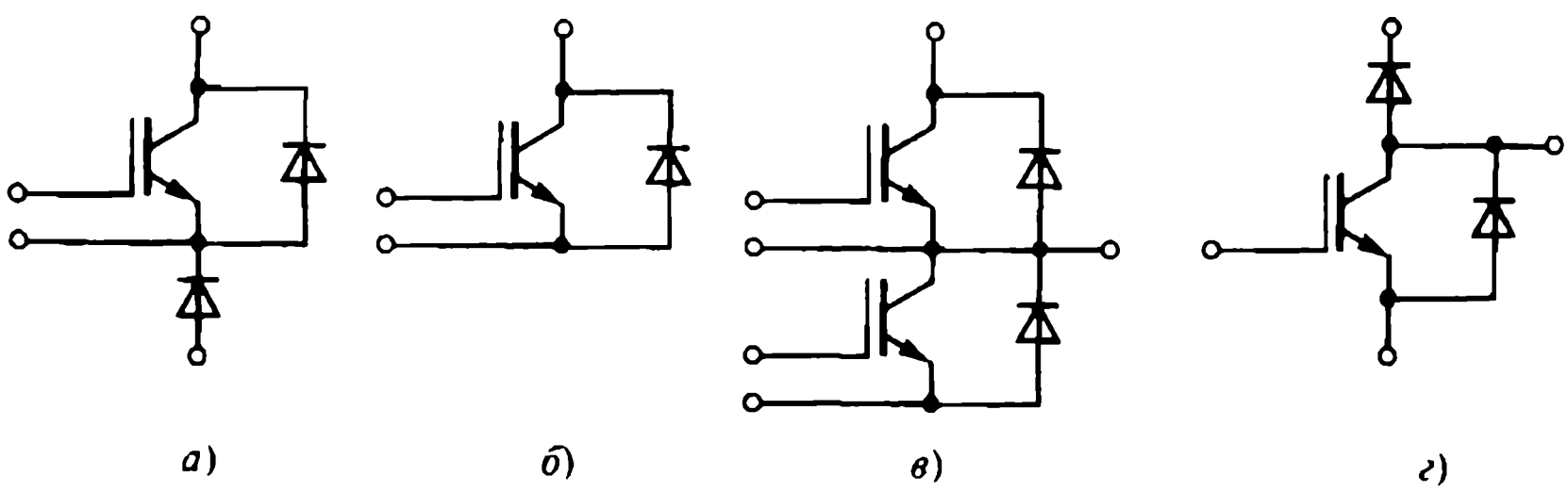


Рис. 7.28. Условные обозначения модулей на *IGBT*-транзисторах: *а* — МТКИД; *б* — МТКИ; *в* — М2ТКИ; *г* — МДТКИ

В табл. 7.1 приведены данные о некоторых модулях, выпускаемых промышленностью.

Таблица 7.1

Тип	U_{CE}, В	I_c, А	$U_{CE_}$, В	$P_{тот}$, В
МДТКИ-25-12	1200	2 × 25	3,0	300
МДТКИД-25-12	1200	2 × 25	3,0	300
МДТКИ-150-12	1200	2 × 150	3,0	1250
М2ТКИ-75-12	1200	2 × 75	2,7	625
МТКИД-75-17	1700	2 × 75	3,5	625

Для модулей, приведенных в табл. 7.1, напряжение на затворе должно быть +15 В — при включении и —8 В — при выключении транзистора. Время их нарастания и спада должно быть как можно меньше. Максимальное напряжение на затворе не должно превышать 20 В.

Используя эти модули можно создавать мощные импульсные стабилизаторы напряжения, источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом, преобразователи энергии с регулируемой частотой и пр.

ГЛАВА 8

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ТРИГГЕРЫ, АВТОГЕНЕРАТОРЫ

§ 8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Логическими элементами (ЛЭ) называются функциональные устройства, с помощью которых реализуются элементарные логические функции. Они обычно используются для построения сложных преобразователей цифровых сигналов комбинационного типа. В комбинационных устройствах отсутствует внутренняя память. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний схемы. Характерной особенностью комбинационных устройств является отсутствие петель обратной связи.

Современные логические элементы выполняются в виде микросхем различной степени сложности.

В алгебре логики оперируют фундаментальным понятием «высказывание», под которым понимают какое-либо утверждение о любом предмете. При этом высказывания оценивают только с точки зрения их истинности или ложности без каких-либо промежуточных градаций.

Если высказывание соответствует истине, оно имеет значение истинности, равное единице, а если не соответствует, то нулю. Поэтому все переменные в алгебре логики принимают только два значения: 1 или 0, а любые математические действия над этими переменными обеспечивают получение результатов в виде 1 либо 0.

Логические элементы дают возможность изображать логические переменные с помощью электрических сигналов (напряжения или тока). Обычно наличие сигнала соответствует цифре 1, а его отсутствие — 0.

Высказывания бывают простыми и сложными. Если значение истинности не зависит от других высказываний, оно называется простым. Если же значение истинности зависит от значений истинности составляющих его высказываний, то — сложным.

Любую логически сложную функцию, отражающую сложное высказывание, можно реализовать, используя три типа логических элементов: И, ИЛИ, НЕ.

Логический элемент И реализует операцию логического умножения (конъюнкции), смысл которого заключается в том, что сложное высказывание истинно только в том случае, если истинны все составляющие его простые высказывания. Этот элемент выполняют в виде устройства, имеющего несколько входов и один выход. Сигнал логической единицы появляется на выходе такой схемы только в том случае, если на все входы поданы сигналы, соответствующие единице. Поэтому логический элемент И часто называют схемой совпадений или *конъюнктором.*

Функцию логического умножения математически записывают в виде

$$F = X \wedge Y \wedge Z, \quad \text{или} \quad F = XYZ, \tag{8.1}$$

где X, Y, Z — логические переменные, которые могут иметь только два значения: 1 или 0.

На структурных схемах логический элемент, выполняющий функцию И, обозначают в виде прямоугольника, внутри которого имеется символ & (энд) (рис. 8.1, *а*).

Логический элемент ИЛИ реализует функцию логического сложения. При логическом сложении сложное высказывание истинно, если истинно хотя бы одно из составляющих его простых высказываний. Элемент, выполняющий функцию ИЛИ, имеет несколько входов и один выход. Сигнал логической единицы появляется на выходе такого устройства в том случае, если хотя бы на один из входов подана логическая единица. Эту операцию называют иногда дизъюнкцией или собиранием, а соответствующий элемент — *дизъюнктором* или собирательной схемой.

Функцию логического сложения математически записывают в виде

$$F = X + Y + Z \quad \text{или} \quad F = X \vee Y \vee Z. \tag{8.2}$$

Схему ИЛИ обозначают прямоугольником с символом 1 внутри него (рис. 8.1, *б*).

Логический элемент НЕ реализует функцию логического отрицания. Смысл отрицания заключается в том, что сложное высказывание истинно, когда определенное высказывание ложно, и соответственно ложно, если это высказывание истинно. Сигнал, соответствующий единице на выходе устройства, появляется тогда, когда на вход подан сигнал логического нуля. В соответствии с выполняемой операцией инверсии элемент НЕ иногда называют *инвертором.*

Рис. 8.1. Обозначения логических элементов: И (*а*); ИЛИ (*б*); НЕ (*в*); диаграммы для определения времени задержки распространения (*г*)

Логическое отрицание обычно обозначают сплошной линией над соответствующими логическими переменными, например

$$F = \overline{X}. \tag{8.3}$$

Инверсия по выходу (входу) обозначается кружком (○) в контуре прямоугольника, изображающем схему (рис. 8.1, *в*).

Инверсию логической суммы двух величин называют *стрелкой Пирса*:

$$F = \overline{X + Y}, \quad \text{или} \quad F = X \downarrow Y, \tag{8.4}$$

а логического произведения — *штрихом Шеффера*:

$$F = \overline{X \cdot Y} \quad \text{или} \quad F = X/Y. \tag{8.5}$$

В ряде случаев в качестве самостоятельного функционального узла рассматривают и логический элемент исключающее ИЛИ или сложение по модулю 2. Это логические устройства, реализующие более сложное высказывание, которое характеризуется соотношениями

$$X \oplus 0 = X; \quad X \oplus X = 0; \quad X \oplus 1 = \overline{X}; \quad X \oplus \overline{X} = 1, \tag{8.6}$$

где X — значение входных величин; $\oplus$ — обозначение операции сложения по модулю 2 (может быть также ∇, Δ, $\simeq$, $\not\equiv$).

При проектировании устройств с логическими элементами пользуются аксиомами и законами булевой алгебры.

Аксиомы: 1) $0 \cdot 1 = 0$; 2) $1 \cdot 0 = 0$; 3) $1 \cdot 1 = 1$; 4) $1 + 1 = 1$; 5) $0 + 1 = 1 + 0 = 1$; 6) $0 + 0 = 0$.

Законы:

1) переместительный $X_1X_2 = X_2X_1$;
2) сочетательный $X_1(X_2X_3) = (X_1X_2)X_3 = X_1X_2X_3$;
3) повторения (тавтологии) $XX = X$; $X + X = X$;
4) обращения: если $X_1 = X_2$ то $\overline{X}_1 = \overline{X}_2$;
5) двойной инверсии $\overline{\overline{X}} = X$;
6) нулевого множества $X \cdot 0 = 0$; $X + 0 = X$;
7) универсального множества $X \cdot 1 = X$; $X + 1 = \overline{X}$;
8) дополнительности $X \cdot \overline{X} = 0$; $X + \overline{X} = 1$;
9) распределительный $X_1(X_2 + X_3) = X_1X_2 + X_1X_3$;
10) поглощения $X_1 + X_1X_2 = X_1$; $X_1(X_1 + X_2) = X_1$;
11) склеивания $(X_1 + X_2)(X_1 + \overline{X}_2) = X_1$; $X_1X_2 + X_1\overline{X}_2 = X_1$;
12) инверсии $\overline{X_1X_2} = \overline{X}_1 + \overline{X}_2$; $\overline{X_1 + X_2} = \overline{X}_1\,\overline{X}_2$.

Два возможных состояния выходного параметра логического элемента могут быть представлены двумя уровнями выходного напряжения или появлением и непоявлением выходных импульсов в определенные промежутки времени. В первом случае имеет место *потенциальный способ задания логических переменных,* во втором — *импульсный.*

При потенциальном способе задания различают положительную и отрицательную логику.

При *положительной* логике высокий уровень выходного сигнала соответствует единице (1), а низкий — нулю (0), а при *отрицательной* высокий уровень соответствует нулю (0), а низкий — единице (1).

На принципиальных схемах логические элементы изображают прямоугольником (основное поле), в верхней части которого указан символ функции (& или 1) (рис. 8.1, *а—в*). Входы показывают с левой стороны, а выходы — с правой. Допускается другая ориентация прямоугольника, при которой выходы показываются снизу, а входы — сверху. Знак инверсии ○ может быть показан и у входного вывода. Это означает, что в цепи входа установлен логический элемент НЕ. Соответствующий сигнал на выходе появляется в том случае, если на таком инверсном входе имеется логический 0, а не логическая 1, как это наблюдается при прямом входе.

Шины и провода, не несущие логической информации (в том числе и питания), подводят к левой или правой стороне прямоугольника и помечают крестиком ×.

В справочных данных обозначение обычно соответствует положительной логике.

Основные параметры логических элементов

1. *Коэффициент объединения по входу* $K_{об}$ — это число входов микросхемы, с помощью которых реализуется логическая функция.

2. *Коэффициент разветвления по выходу* $K_{раз}$ показывает, какое число логических входов устройств этой же серии может быть одновременно присоединено к выходу данного логического элемента.

3. *Быстродействие* характеризуется временем задержки распространения сигналов. Обычно различают время задержки распространения сигнала при включении логического элемента $t^{1,0}_{зд\,р}$, время задержки распространения сигнала при выключении логического элемента $t^{0,1}_{зд\,р}$ и среднее время задержки распространения $t_{зд\,р\,ср}$.

Под временем задержки распространения сигнала при включении логического элемента понимают интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логической единицы к уровню логического нуля, измеренный на уровне 0,5 (рис. 8.1, *г*)

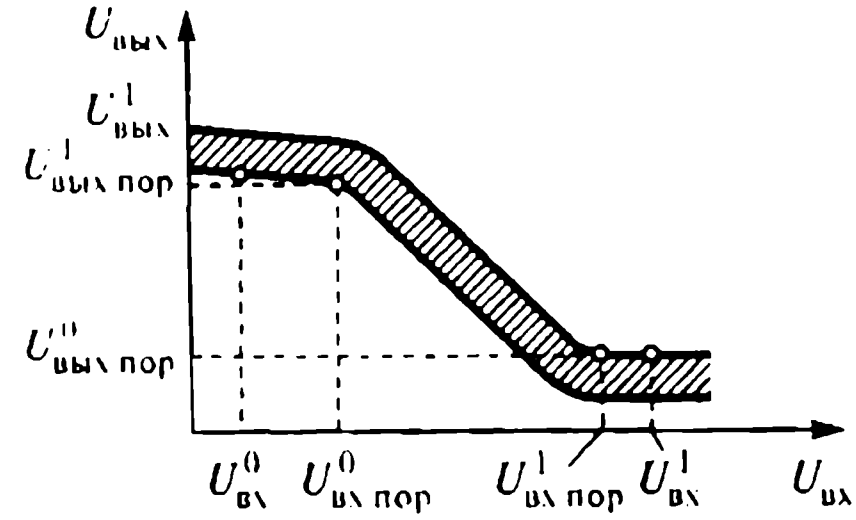
Временем задержки распространения сигнала при выключении считают интервал времени между входными и выходными импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логического нуля к уровню логической единицы, измеренный на уровне 0,5.

Средним временем задержки распространения называют интервал времени, равный полусумме времен задержки распространения сигнала при включении и выключении логического элемента:

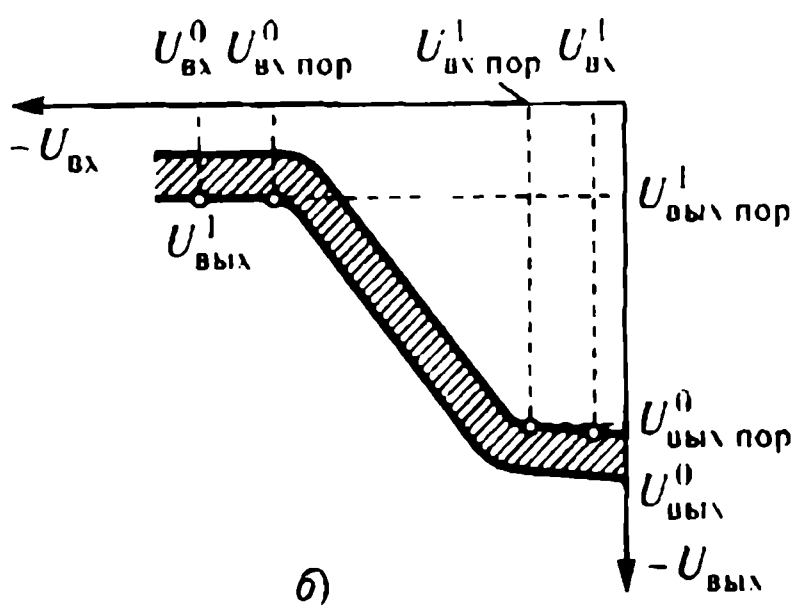
$$t_{зд\,р\,ср} = (t^{1,0}_{зд\,р} + t^{0,1}_{зд\,р})/2. \qquad (8.7)$$

4. *Напряжения высокого* U^1 *и низкого* U^0 *уровней* (входные $U^1_{вх}$ и выходные $U^0_{вых}$) и их допустимая нестабильность. Под U^1 и U^0 понимают номинальные значения напряжений микросхемы в статическом режиме (рис. 8.2, *а*, *б*, *в*). Нестабильность выражается в относительных единицах или процентах.

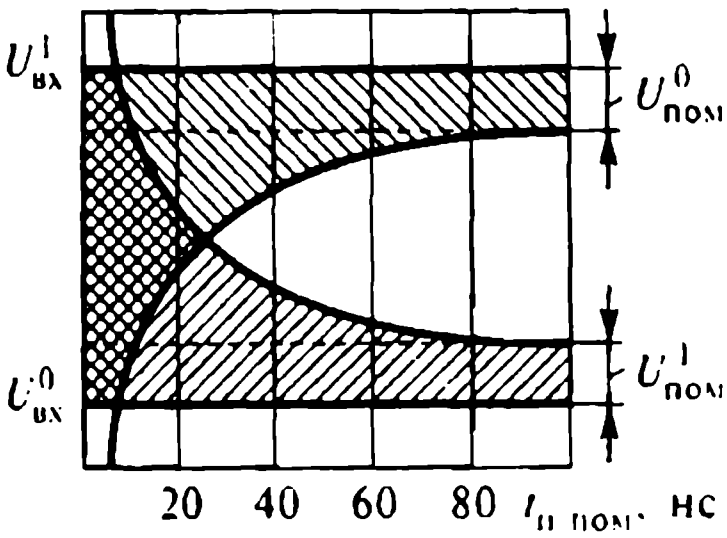
5. *Пороговые напряжения высокого* $U^1_{пор}$ *и низкого* $U^0_{пор}$ *уровней* (входные $U^1_{вх\,пор}$, $U^0_{вх\,пор}$ и выходные $U^1_{вых\,пор}$, $U^0_{вых\,пор}$). Под пороговым напряжением понимают наименьшее ($U^1_{пор}$) или наибольшее



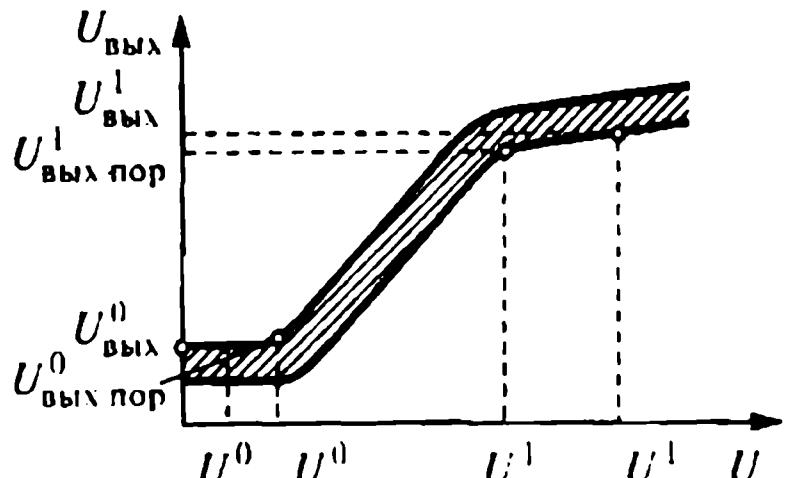
а)



б)



в)



г)

Рис. 8.2. Переключательные характеристики (амплитудные) логических элементов, инвертирующих (*а*, *б*) и не инвертирующих (*в*) входной сигнал; зависимость импульсной помехи от ее длительности (*г*):
/// — зона допустимой положительной помехи; \\\ — зона допустимой отрицательной помехи

($U^0_{пор}$) значение соответствующих уровней, при котором начинается переход логического элемента в другое состояние. Количественно оно характеризуется точкой на амплитудной характеристике ЛЭ, в которой модуль дифференциального коэффициента усиления микросхемы равен единице (рис. 8.2, *а*, *б*, *в*).

6. *Входные токи* $I^0_{вх}$, $I^1_{вх}$ при входных напряжениях низкого и высокого уровней.

7. *Помехоустойчивость.* Статическая помехоустойчивость оценивается как минимальная разность между значениями выходного и входного сигналов данного уровня:

$$U^1_{пом} = U^1_{вых\ min} - U^1_{вх\ пор}; \tag{8.8}$$

$$U^0_{пом} = U^0_{вх\ пор} - U^0_{вых\ max}. \tag{8.9}$$

Из (8.8) и (8.9) следует, что статическая помехоустойчивость — это минимальное значение напряжения помехи на выходе ЛЭ, которое может вызвать срабатывание подключенного к нему ЛЭ той же серии. При малых длительностях помехи, меньших или соизмеримых с $t_{зд\,р}$, напряжение помехи может быть значительно больше, так как для измерения состояния ключей, входящих в состав ЛЭ, требуется не только амплитуда сигнала, но и определенный заряд. Он обеспечивает перезарядку конденсаторов и рассасывание накопленного избыточного заряда в базах ключей на биполярных транзисторах. Динамическая помехоустойчивость обычно задается в виде графика, связывающего допустимое напряжение помехи и ее длительность (рис. 8.2, *г*).

Из рис. 8.2, *г* видно, что при коротких импульсах помехи и их значения могут быть достаточно большими и даже превышающими $U^1_{вх}$ (при положительной помехе) и $U^0_{вх}$ (при отрицательной помехе).

8. *Потребляемая мощность* $P_{пот}$ или *ток потребления* $I_{пот}$. Передаточные характеристики логического элемента, не инвертирующего и инвертирующего входные сигналы, показаны на рис. 8.2, *а—в*. У логических элементов одного и того же типа наблюдается разброс параметров, а изменения температуры окружающей среды приводят к изменению параметров элементов. Все это влечет за собой деформацию передаточных характеристик, которые показаны на рис. 8.2 в виде зон, в пределах которых находятся характеристики исправного элемента.

Для сравнения между собой микросхем отдельных серий используют интегральный параметр, называемый *энергией переключения*. Она находится как произведение потребляемой мощности $P_{пот}$ и задержки распространения $t_{зд\,р}$, $P_{пот\,ср}\,t_{зд\,р\,ср}$. Работа, затрачиваемая на выполнение единичного переключения, называется энергией переключения. В литературе обычно приводится значение энергии переключения одного ЛЭ (одного инвертора) данной серии.

От иерархической структуры классификации ЛЭ, характерной для начального развития ИС, остались названия: РТЛ — резисторно-транзисторная логика; ДТЛ — диодно-транзисторная логика; ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика; ЭСЛ — эмиттерно-связанная логика; ИИЛ или $И^2Л$ — инжекционно-интегральная логика. Для части названий (РТЛ, ДТЛ, ТТЛ) первая буква характеризует тип компонента, с помощью которого выполняется логическая операция. Для других обозначение характеризует схему соединения компонентов (ЭСЛ) или использованные компоненты и технологию их изготовления ($И^2Л$).

§ 8.2. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Идеи построения логических элементов рассмотрим на примере простейших цепей (рис. 8.3, *а*, *б*). Реализуемые с их помощью логические операции зависят от типа логики.

При положительной логике схема рис. 8.3, *а* позволяет реализовать функцию логического умножения, а схема рис. 8.3, *б* — функцию логического сложения.

При отрицательной логике с помощью схемы рис. 8.3, *а* реализуется функция логического сложения, а схемы рис. 8.3, *б* — функция логического умножения.

Действительно, если считать, что $E = +5$ В и входные напряжения могут принимать значения +5 и 0 В, то если хотя бы к одному из входов X_1, X_2, X_3 (рис. 8.3, *а*) приложен сигнал 0 В, соответствующий диод открыт и на выходе схемы будет напряжение, близкое к 0 В. При положительной логике это соответствует коду 0. Если на все входы подано положительное напряжение, большее или равное E, то все диоды закрыты и на выходе напряжение $U_{вых} = E$, что при положительной логике соответствует коду 1.

Таким образом, на выходе логического элемента будет сигнал, соответствующий коду 1 только в том случае, если на все входы поданы сигналы логической единицы. По определению, данному ранее, такой элемент выполняет логическую функцию И.

При отрицательной логике уровень, близкий к 0 В, соответствует коду 1, а уровень $+E$ — коду 0. Если в этом случае на все входы подан уровень логического нуля, принятый выше за +5 В, то на выходе будет логический нуль ($+E$). При подаче на любой из входов X_1, X_2, X_3 напряжения 0 В соответствующий диод открывается и выходное напряжение становится близким к 0 В. Это соответствует коду логической единицы.

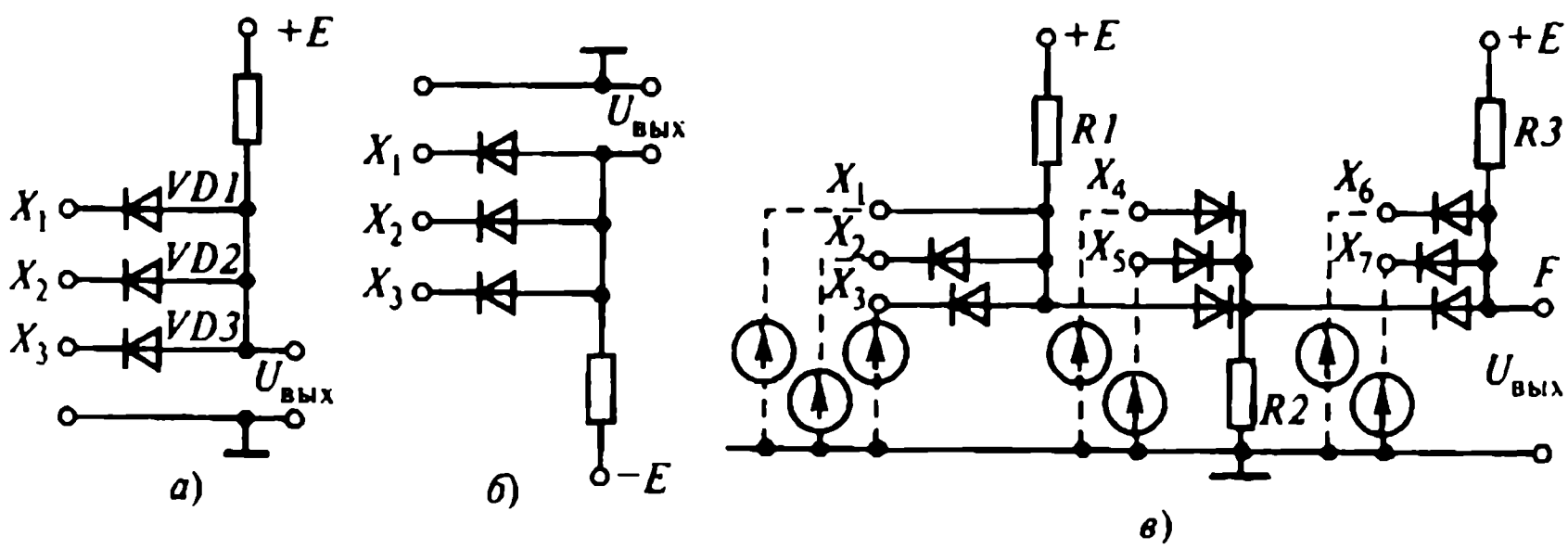


Рис. 8.3. Схемы диодных логических элементов, реализующих операции логического умножения (*а*) и логического сложения (*б*); схема каскадного включения диодных логических элементов (*в*)

Таким образом, подача на любой из входов сигнала, соответствующего логической единице, приводит к появлению на выходе кода 1, что характеризует логический элемент ИЛИ.

Итак, *один и тот же логический элемент в зависимости от типа логики выполняет или логическую функцию* И, *или логическую функцию* ИЛИ.

Аналогично рассмотренному работает цепь, приведенная на рис. 8.3, *б*. Для реализации сложных логических функций применяют каскадное включение диодных логических элементов, такое, как, например, показанное на рис. 8.3, *в* трехступенчатое включение диодных логических элементов.

При положительной логике здесь имеет место каскадное соединение элементов И-ИЛИ-И. Сигнал, соответствующий коду 1, появляется в том случае, если на входы X_6 и X_7 поданы логические единицы и на выходе элемента ИЛИ напряжение логической единицы. Последнее возможно в тех случаях, если на выходе первого элемента И имеется логическая единица или на один из входов X_4 или X_5 подан код логической единицы. Код 1 на выходе первого каскада И будет в случае одновременной подачи на входы X_1, X_2, X_3 напряжений, соответствующих коду 1. Таким образом, с помощью простых соединений логических элементов реализована сложная логическая функция

$$F = X_6X_7(X_4 + X_5 + X_1X_2X_3).$$

К недостаткам простейших диодных логических элементов относится сниженное выходное напряжение по сравнению с входным из-за его падения на открытом диоде, а также нестабильность уровней выходных напряжений. Первый недостаток ограничивает число ступеней, включаемых каскадно (на практике не больше трех), второй — ухудшает стабильность работы цепи. Для их устранения вводят дополнительный электронный усилитель (рис. 8.4). Он, как правило, инвертирует сигнал и поэтому называется инвертором. Ввиду больших значений входного сигнала транзисторы в усилителе работают в ключевом режиме. Выходной сигнал имеет низкий уровень $U^0_{вых}$ при открытом транзисторе *VT3* и высокий $U^1_{вых}$ в тех случаях, когда транзистор *VT3* заперт. Для открывания транзистора *VT3* необходимо, чтобы потенциал эмиттера транзистора *VT1* был больше напряжения стабилизации стабилитрона *VD5* (обычно около 6,9 В для микросхем серии 511). Пробой стабилитрона и появление базового тока, насыщающего транзистор *VT3*, наблюдаются в том случае, если базовый потенциал транзистора *VT1*, включенного эмиттер-

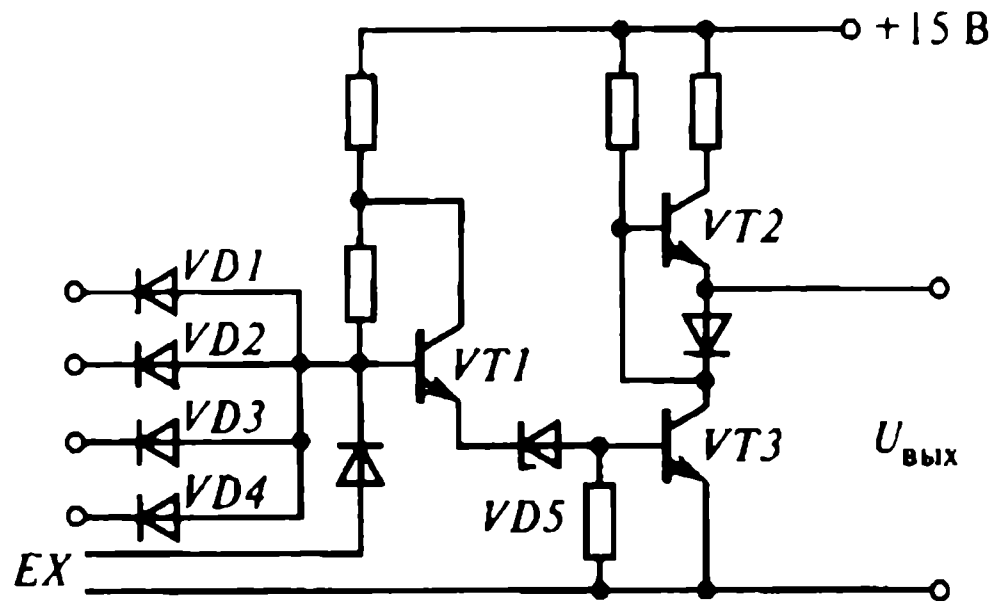


Рис. 8.4. Базовый элемент высокопороговой логики

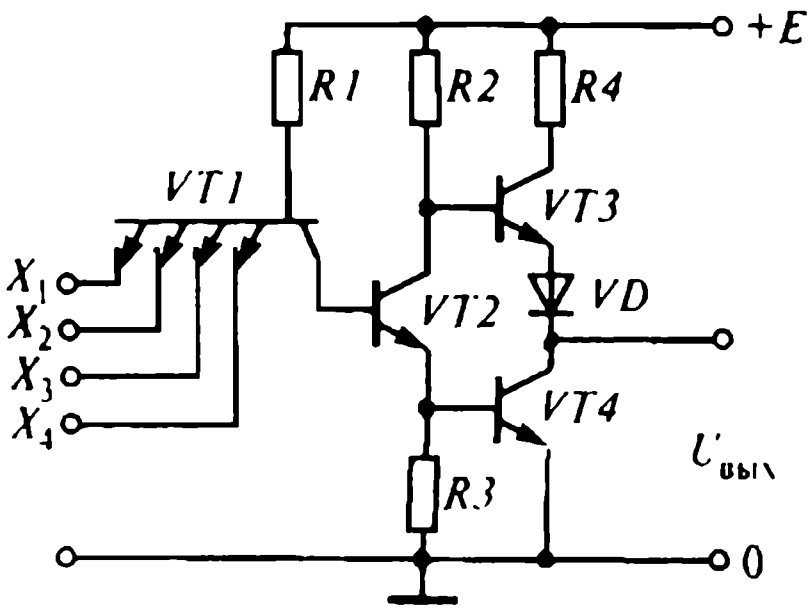
ным повторителем, превышает напряжения стабилизации. Для этого ко всем диодам *VD1—VD4* должно быть приложено напряжение высокого уровня, при котором они будут заперты. При низком уровне любого из входных сигналов потенциал эмиттера транзистора *VT1* мал, ток через *VD5* близок к нулю и транзистор *VT3* заперт. Микросхема позволяет реализовать функцию И-НЕ.

На основе подобных ЛЭ выполняют *высокопороговую логику*, например серии 511. Эта серия отличается большими уровнями входных и выходных сигналов и высокой помехоустойчивостью. Ее используют в тех случаях, когда имеются большие сигналы помех и наводок.

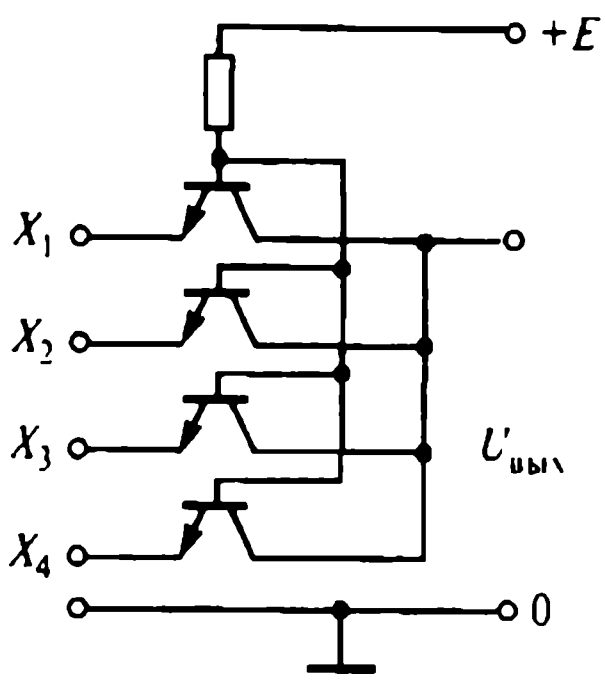
Для высокопороговых ЛЭ характерны следующие параметры: номинальное напряжение питания $U_п = 15$ В; $U^0_{вых\ max} = 1{,}5$ В; $U^1_{вых\ min} = 13{,}5$ В; $U^0_{вх\ пор} = 6$ В; $U^1_{вх\ пор} = 8$ В; $K_{раз} = 20$; $t^{1,0}_{зд\ р} < 150$ нс; $t^{0,1}_{зд\ р} \le 300$ нс; статическая помехоустойчивость не хуже 5 В.

Транзисторно-транзисторные логические элементы (ТТЛ) широко распространены в технике из-за большого быстродействия, высокой помехоустойчивости, умеренного потребления энергии, хорошей нагрузочной способности и малой стоимости. Выпускается несколько полностью совместимых между собой серий ТТЛ: 155, 530, К531, 533, К555, КР1531, КР 1533 и др.

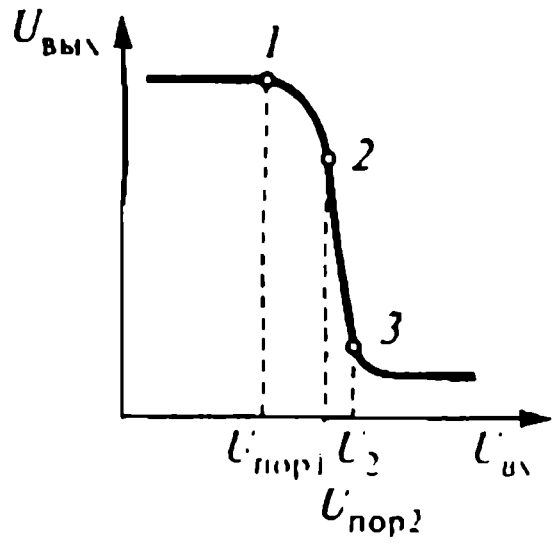
Характерной особенностью ТТЛ ЛЭ является наличие на их входе многоэмиттерных транзисторов (МЭТ), с помощью которых реализуется требуемая логическая функция. Так, у четырехвходового ЛЭ (рис. 8.5, *а*) многоэмиттерный транзистор *VT1* отличается от обычного тем, что у него имеется несколько эмиттеров. Они расположены так, что их непосредственное взаимодействие через участок базы практически отсутствует. МЭТ является эквивалентом нескольких транзисторов, включенных по схеме рис. 8.5, *б*.



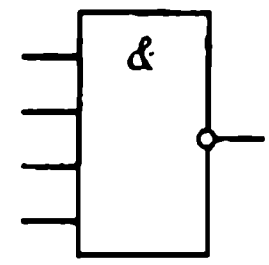
а)



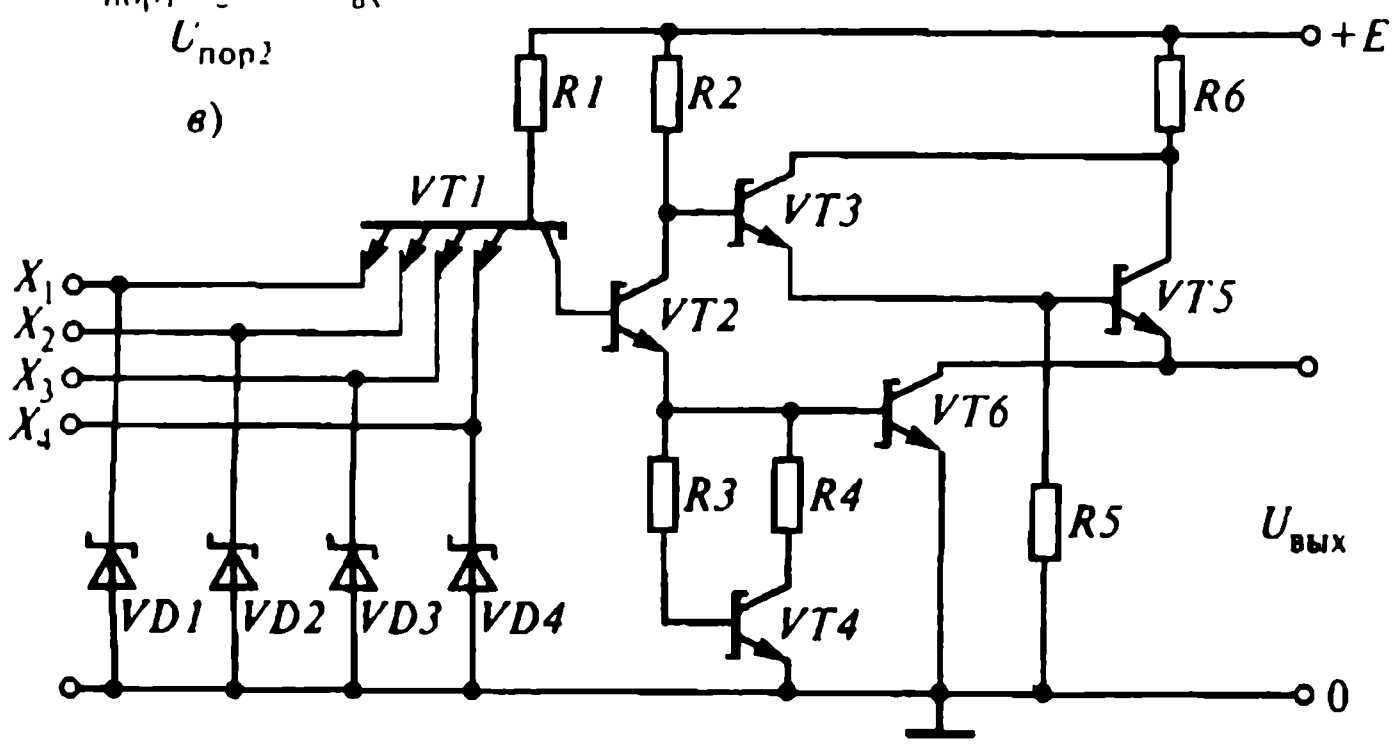
б)



в)



д)



г)

Рис. 8.5. Схема ТТЛ с четырьмя входами (*а*); эквивалентная схема многоэмиттерного транзистора (*б*); передаточная характеристика логического элемента (*в*); схема логического элемента на транзисторах с барьером Шоттки (*г*); условное обозначение четырехвходового логического элемента И-НЕ (*д*)

Работу логического элемента можно рассматривать как в положительной, так и в отрицательной логике. При этом, как уже указывалось, логические элементы, выполняющие функцию И в положительной логике, в отрицательной логике выполняют функции ИЛИ, и наоборот.

Многоэмиттерный транзистор *VT1* в ТТЛ в зависимости от уровней напряжений, поданных на его эмиттеры, может быть

включен нормально или инверсно. Если на один или все эмиттеры МЭТ подано низкое напряжение, близкое к нулю (код 0 в положительной логике), то соответствующие эмиттерные переходы транзистора *VT1* будут открыты, что характеризует его нормальное включение. Через открытые эмиттерные переходы протекает базовый ток, определяемый сопротивлением резистора R_1, который в первом приближении (при $E >> U_{БЭ}$ и $R_1 >> r_{э\,диф}$) равен

$$I_{Б1} \approx E/R_1. \tag{8.10}$$

Источники входных сигналов X_1—X_4 имеют внутренние сопротивления, близкие к нулю.

К коллекторной цепи транзистора *VT1* подключена база транзистора *VT2*, ток которой при запертом транзисторе *VT2* равен $I_{КБО2}$. Этот ток у кремниевых транзисторов достаточно мал, поэтому всегда выполняется условие $I_{Б1}h_{21э} >> I_{КБО2}$, где $h_{21э}$ — коэффициент передачи базового тока транзистора *VT1*.

Следовательно, транзистор *VT1* находится в состоянии глубокого насыщения и падение напряжения на нем близко к нулю. Транзистор *VT2* закрыт. Поэтому ток его эмиттера близок к нулю, а ток коллектора — к $I_{КБО2}$. Напряжение $U_{БЭ4}$ транзистора *VT4* близко к нулю, и он заперт. Напряжение базы транзистора *VT3* определяют из выражения

$$U_{БЭ3} = U_{К2} = E - (I_{КБО2} + I_{Б3})R_2 \approx E. \tag{8.11}$$

Транзистор *VT3* открыт и в зависимости от параметров элементов схемы или насыщен, или находится на границе насыщения. Выходное напряжение отличается от $+E$ на величину, равную сумме падения напряжения на резисторе R_4, падений напряжений на открытых транзисторах *VT3* и диоде *VD*:

$$U_{вых} \approx E - I_{КБО4}R_4 - U_{КЭ3} - U_д, \tag{8.12}$$

где $U_д$ — падение напряжения на открытом диоде.

Этот высокий уровень напряжения соответствует коду 1. Внутренние сопротивления источников сигналов, подаваемых на входы X_1—X_4, настолько малы, что изменение напряжений на эмиттерах транзистора *VT1* при различном количестве входов, имеющих низкий уровень напряжения, практически не отличается от напряжения, получаемого при нулевом сигнале на одном из эмиттеров. Поэтому при различном количестве входов, имеющих потенциал логического нуля, $U_{КЭ1}$ остается малым и не может открыть транзистор *VT2*. Если на всех диодах, кроме одного,

имеется высокий уровень напряжения, то при увеличении напряжения на эмиттере, на котором ранее был низкий потенциал, до напряжения $U_{пор}$ (рис. 8.5, *в*) транзистор *VT1* из области насыщения выходит в активную инверсную область. При этом коллекторный переход смещен в прямом направлении, а все эмиттерные — в обратном.

В цепи «резистор R_1 — коллекторный переход транзистора *VT1* — эмиттерный переход транзистора *VT2*» потечет ток, открывающий транзистор *VT2* и уменьшающий напряжение $U_{К2}$ на его коллекторе. При этом транзистор *VT4* остается закрытым до тех пор, пока падение напряжения на резисторе R_3 не достигнет значения, при котором эмиттерный переход транзистора *VT4* отопрется. Это происходит при достижении входным напряжением значения $U_{пор2}$. При дальнейшем увеличении входного напряжения на участке $U_{пор2} - U_3$ происходит увеличение тока транзистора *VT2* и дальнейшее отпирание транзистора *VT4*. Снижение потенциала коллектора транзистора *VT2*, вызванное увеличением его тока, приводит к запиранию транзистора *VT3*, причем на участке *2—3* транзисторы *VT3* и *VT4* открыты. Это вызывает увеличение тока и мощности, потребляемой логическим элементом.

Для ограничения тока в переходных режимах включен ограничивающий резистор R_4. При дальнейшем увеличении входного напряжения (выше U_3) транзисторы *VT2* и *VT4* входят в насыщение, а транзистор *VT3* запирается, так как напряжение $U_{К2}$ в режиме насыщения не может открыть два последовательно соединенных *p-n*-перехода (переход база—эмиттер транзистора *VT3* и диод *VD*). Диод *VD* вводят только для обеспечения надежного запирания транзистора *VT3* и смещения уровня при его открывании. Если входное напряжение выше U_3, то на выходе логического элемента будет малое напряжение, определяемое напряжением $U_{КЭ4}$ насыщенного транзистора *VT4*. Это соответствует коду 0 в положительной логике. Логический элемент выполняет функцию И-НЕ, так как код нуля появляется на выходе только тогда, когда на все входы поданы коды логической единицы. Непосредственно логическую функцию И выполняет транзистор *VT1*, а инвертор только обеспечивает нормальную его работу. Условное обозначение элементов И-НЕ показано на рис. 8.5, *д*.

Базовые элементы ТТЛ различаются только выполнением инвертора. При его проектировании обычно ставятся задачи улучшения переходных характеристик, повышения помехоустойчивости и нагрузочной способности, а также снижения потребляемой мощности. Для уменьшения входных токов транзистор *VT1* выполняют с малым инверсным коэффициентом передачи базового тока $h_{21э1} << h_{21э}$, $h_{21э1} \approx 0{,}005 \div 0{,}05$.

ТТЛ элементы *имеют сравнительно высокое быстродействие, малые входные и большие выходные токи.* Они хорошо работают на емкостную нагрузку, так как перезарядка конденсаторов осуществляется через низкоомную выходную цепь.

Ориентировочные значения их параметров: напряжение питания $U_{\text{п}} = 5$ В; $U^{0}_{\text{вых max}} = 0{,}4$ В; $U^{1}_{\text{вых min}} = 2{,}4$ В; $U^{0}_{\text{вх пор}} = 6$ В; $I^{0}_{\text{вх}} = -1{,}6$ мА; $I^{1}_{\text{вх}} = 0{,}04$ мА; $t^{1,0}_{\text{зд р}} = 15$ нс; $t^{0,1}_{\text{зд р}} = 22$ нс; $I^{0}_{\text{вых}} = 16$ мА; $I^{1}_{\text{вых}} = -0{,}4$ мА; $U_{\text{пом}} = 0{,}4$ В.

Недостатком их является кратковременное увеличение мощности, потребляемой в переходных режимах, что вызывает появление в цепях питания импульсов помех. Соответственно при увеличении рабочей частоты наблюдается повышение потребляемой мощности. При большом количестве одновременно переключаемых логических элементов броски тока в цепи питания достигают единиц — десятков ампер. Поэтому по цепи питания около отдельных групп корпусов приходится устанавливать конденсаторы большой емкости, которые компенсируют кратковременные импульсы тока и обеспечивают уменьшение взаимосвязей ЛЭ через цепь питания.

В быстродействующих ЛЭ широко применяют ненасыщенные ключи (см. § 7.3), у которых в цепь обратной связи включен диод Шоттки. Такое соединение биполярного транзистора и диода Шоттки называют *транзистором Шоттки* и на принципиальных схемах показывают в виде одного транзистора.

На рис. 8.5, *г* приведена схема логического элемента И-НЕ, выполненного на транзисторах Шоттки.

По принципу действия этот элемент аналогичен логическому элементу, показанному на рис. 8.5, *а*, и отличается от него только тем, что в выходном каскаде использован составной транзистор *VT3*, *VT5*, обеспечивающий повышенный выходной ток, а в эмиттерную цепь включен каскад с ОЭ на транзисторе *VT4*, улучшающий форму переходной характеристики и приближающий ее к прямоугольной.

Для повышения помехоустойчивости логических элементов в эмиттерные цепи МЭТ часто вводят диоды *VD1—VD4* (рис. 8.5, *г*), включенные в обратном направлении для сигналов логического нуля, или единицы. Они открываются только в том случае, если напряжения на входах логического элемента меняют свой знак на противоположный. Последнее связано с особенностями переходных процессов в различных электрических цепях. Из-за наличия паразитных индуктивностей и емкостей в цепях, к которым подключены входы логических элементов, при резких изменениях входных сигналов возникают затухающие колебания. Началь-

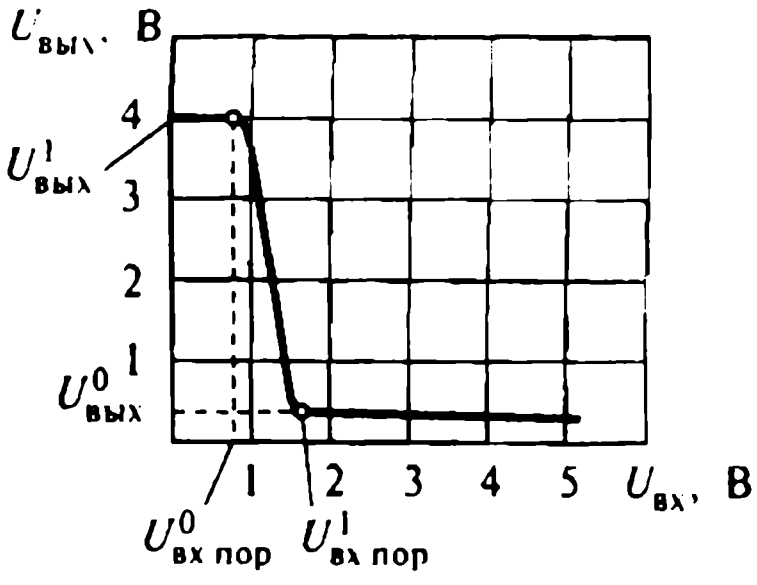
ная амплитуда их может быть значительной, что вызывает ложное срабатывание логического элемента. Однако при наличии диодов на входе МЭТ этого не происходит, так как первая же отрицательная полуволна открывает соответствующий диод *VD1—VD4* при входном напряжении порядка 0,8 В. Следующие затухающие положительные и отрицательные полуволны имеют амплитуду, меньшую 0,8 В. Так как входное пороговое напряжение $U^0_{\text{вх пор}}$ в ЛЭ ТТЛ немного больше 0,8 В, эта помеха не вызовет его ложного срабатывания.

Задержка распространения у быстродействующих ЛЭ на транзисторах Шоттки $t^{1,0}_{\text{зд р}} = 3{,}6$ нс; $t^{0,1}_{\text{зд р}} = 3{,}9$ нс (серия КР 1531) и $t_{\text{зд р}} \approx 20$ нс у маломощных ЛЭ (серия 555).

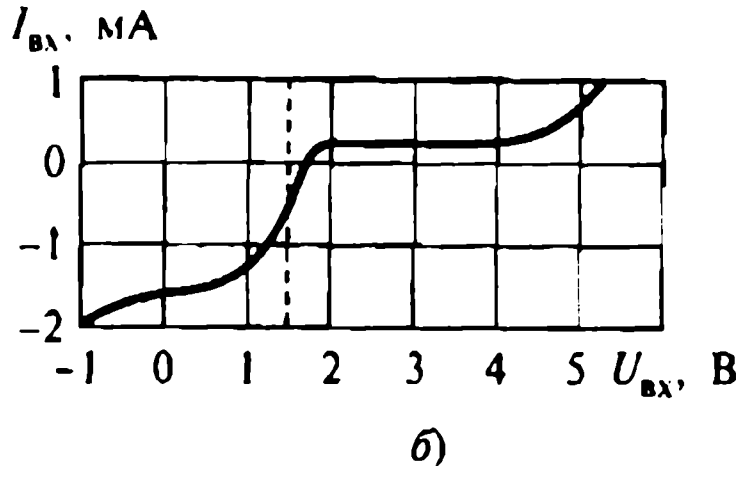
Передаточная и входная характеристики базового элемента серии 155 приведены на рис. 8.6, *а*, *б*. Из них видно, что входное пороговое напряжение у них не более $U^1_{\text{вх пор}} \approx 1{,}5$ В, а $U^0_{\text{вх пор}} \approx 0{,}8$ В. На участке между этими напряжениями передаточная характеристика линейна и ЛЭ *может быть использован как усилитель напряжения*. Для этого на его вход следует подать дополнительное напряжение смещения, значение которого $U_{\text{см}} = U_{\text{вх}}$, $U^0_{\text{вх пор}} < U_{\text{см}} < U^1_{\text{вх пор}}$. Напряжение смещения можно получить, включив резистор $R_{\text{д}}$ во входную цепь МЭТ (рис. 8.7, *а*). Входной ток ЛЭ, протекая через резистор $R_{\text{д}}$, создает на нем падение напряжения

$$U_{\text{вх}} = R_{\text{д}} I_{\text{вх}} \approx \frac{(E - U_{\text{БЭ}})R_{\text{д}}}{R_1 + R_{\text{д}}}. \qquad (8.13)$$

При малых значениях $R_{\text{д}}$, когда падение напряжения на нем меньше 0,4 В, микросхема ведет себя так же, как в случае дейст-

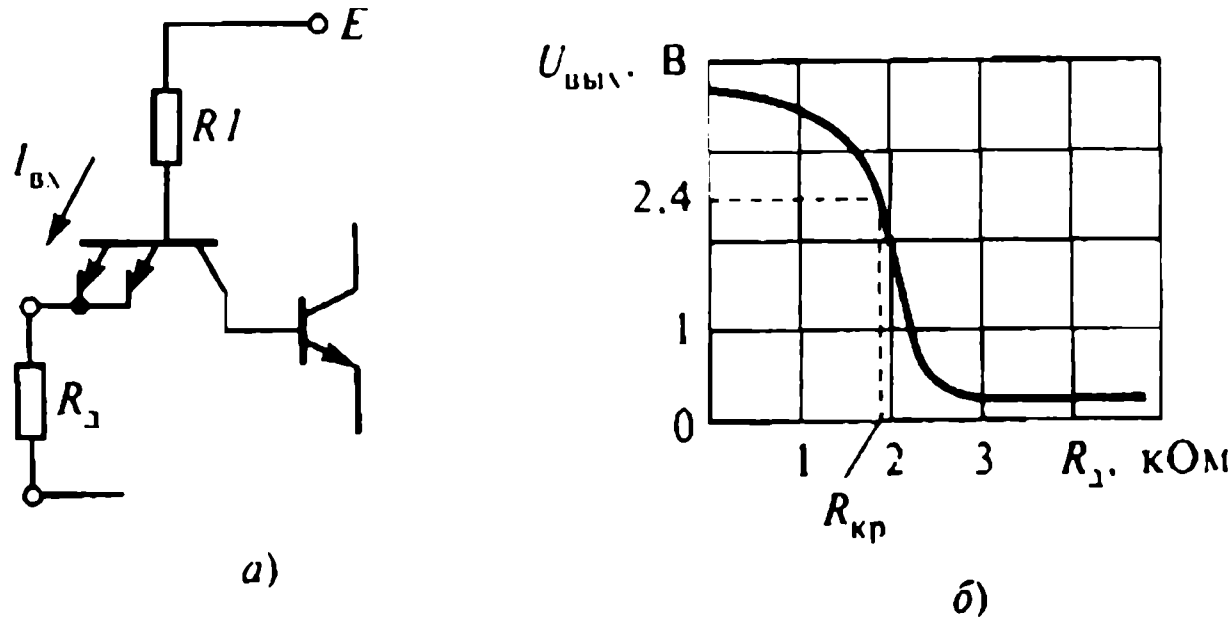


а)



б)

Рис. 8.6. Характеристики базового ЛЭ серии 155:
а — передаточная, *б* — входная



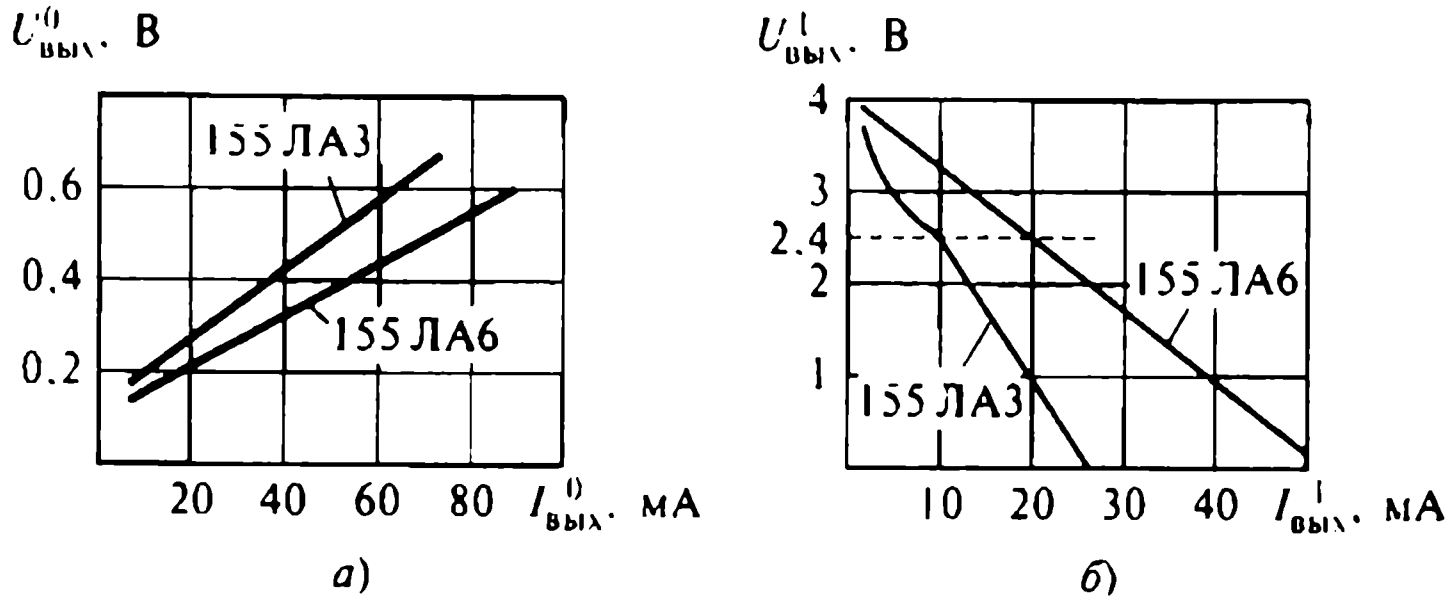
а) *б*)

Рис. 8.7. Включение резистора во входную цепь ЛЭ (*а*) и характеристика выходного напряжения (*б*)

вия на входе сигнала низкого уровня ($R^0_д = 420...500$ Ом для серий 133, 155). При большом $R_д$, когда падение напряжения на нем больше 0,4 В, на выходе ЛЭ будет логическая единица ($R^1_д \geq 5$ кОм для серии 155). Значение $R_д$, при котором выходное напряжение ЛЭ равно $U^1_{вых\ min}$, называется критическим $R_{кр}$ (рис. 8.7, *б*).

Следует обратить внимание на то, что входной ток $I^0_{вх}$ (см. рис. 8.6, *б*) начинает увеличиваться при $U_{вх} > 4$ В. Поэтому следует стремиться, чтобы $U^1_{вх\ max}$ не превышало 5,5 В.

Выходные характеристики ЛЭ ТТЛ имеют вид, показанный на рис. 8.8, *а*, *б*. Из них видно, что выходной сигнал существенно зависит от нагрузки ЛЭ. Поэтому для микросхем серий 133, 155 различают микросхемы с нормальной ($I^0_{вых\ max} = 16$ мА; $K_{раз} = 10$) и повышенной ($I^0_{вых\ max} = 48$ мА) нагрузочной способностью (155ЛА6, 133ЛА7, 155ЛА7, 155ЛА8 и др.). На принципиаль-



а) *б*)

Рис. 8.8. Выходные характеристики элементов ТТЛ серии 155 для сигналов низкого (*а*) и высокого (*б*) уровней

ных схемах это отражают одним и двумя знаками ▷, расположенными после условного обозначения функции преобразования (рис. 8.9, *а*).

В связи с небольшим значением выходных сопротивлений нельзя объединить между собой выходы нескольких ТТЛ ЛЭ, так как в случае разных выходных сигналов через выходные транзисторы ЛЭ будут протекать большие токи.

Для расширения функциональных возможностей у отдельных типономиналов на выходе установлен транзистор, коллекторная цепь которого оставлена свободной (рис. 8.9, *б*).

Это ЛЭ с *открытым коллектором.* При использовании подобной микросхемы коллектор соединяется с источником напряжения через нагрузочное сопротивление. Роль его может выполнять резистор или обмотка реле, светодиод, лампа накаливания и пр., причем напряжение, к которому подключают нагрузочное сопротивление, может быть значительно больше напряжения питания ТТЛ ЛЭ. Так, например, в микросхеме К155ЛА11 возможно подключение нагрузки к напряжению $U < 30$ В.

Кроме того, ЛЭ с открытым коллектором позволяют осуществить непосредственное соединение между собой выходов нескольких микросхем. При этом обеспечивается реализация дополнительной логической функции. Логические элементы, полученные путем внешних соединений нескольких функциональных узлов, которыми могут быть и отдельные микросхемы, называются *монтажной логикой.* Ее условное обозначение — знак ◊ в поле микросхемы или в точке соединений выходов. В схеме рис. 8.9, *в* логическая единица на выходе F появится только в том случае, если заперты все выходные транзисторы микросхем, свободные коллекторы которых подключены к резистору R; $F = Y_1 \ldots Y_n$. Следователь-

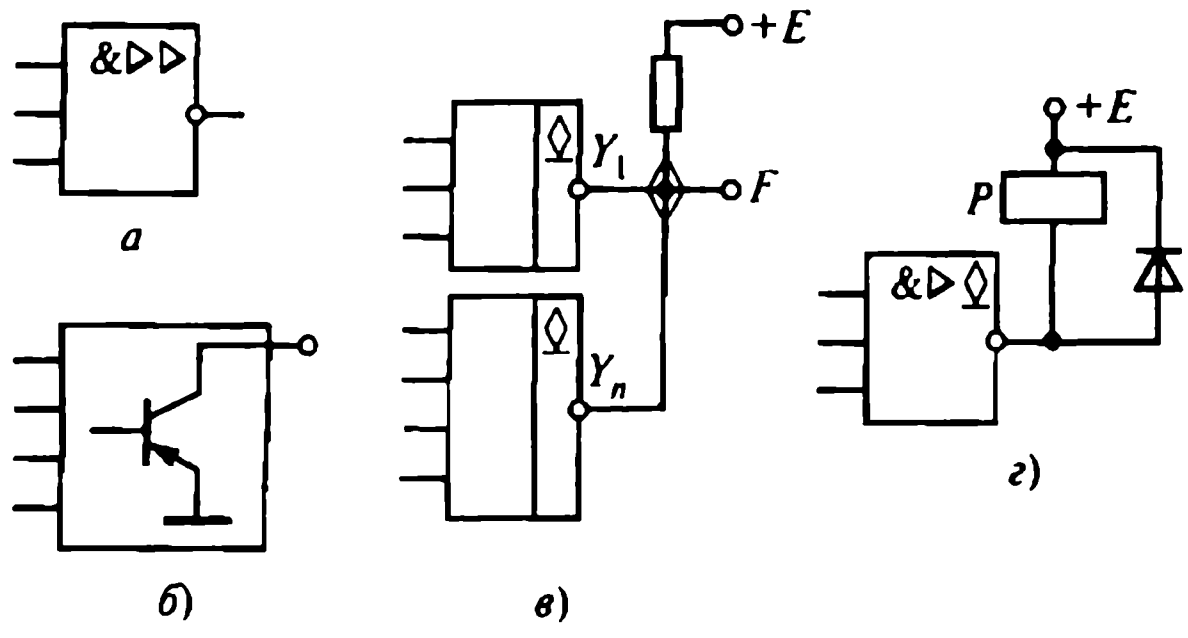


Рис. 8.9. Условное обозначение ЛЭ:

— с повышенной нагрузочной способностью; *б* — с открытым коллектором; *в* — соединение нескольких ЛЭ в монтажное И; *г* — включение обмотки реле в цепь нагрузки

но, объединение свободных выходов микросхем позволило реализовать логическую операцию монтажное И. Знак ◊ показывает наличие открытого вывода: у коллектора транзистора *n-p-n*-типа; у эмиттера транзистора типа *p-n-p*, у стока *n*-канала; у истока *p*-канала. Знак ◊ — свободный вывод у коллектора *p-n-p*-транзистора; эмиттера *n-p-n*-транзистора; стока *p*-канала; истока *n*-канала.

Подавая разные значения напряжения питания E в схеме с открытым коллектором, можно получить разные уровни выходного сигнала. Это позволяет осуществлять согласование микросхем серии ТТЛ с другими сериями, имеющими другие значения $U^0_{вх}$ и $U^1_{вх}$, без использования дополнительных преобразователей уровня.

Для расширения функциональных возможностей одного «корпуса» микросхемы промышленность выпускает логические элементы, выполняющие все три логические функции: И-ИЛИ-НЕ. Принципиальная схема такого логического элемента приведена на рис. 8.10, *а*.

Функцию И здесь выполняют многоэмиттерные транзисторы *VT1*, *VT2*, а функцию ИЛИ — транзисторы *VT3*, *VT4*. Принцип работы каждой пары транзисторов практически не отличается от работы транзисторов *VT1*, *VT2* схемы, приведенной на рис. 8.5, *а*. До появления кода 0 на выходе логического элемента безраз-

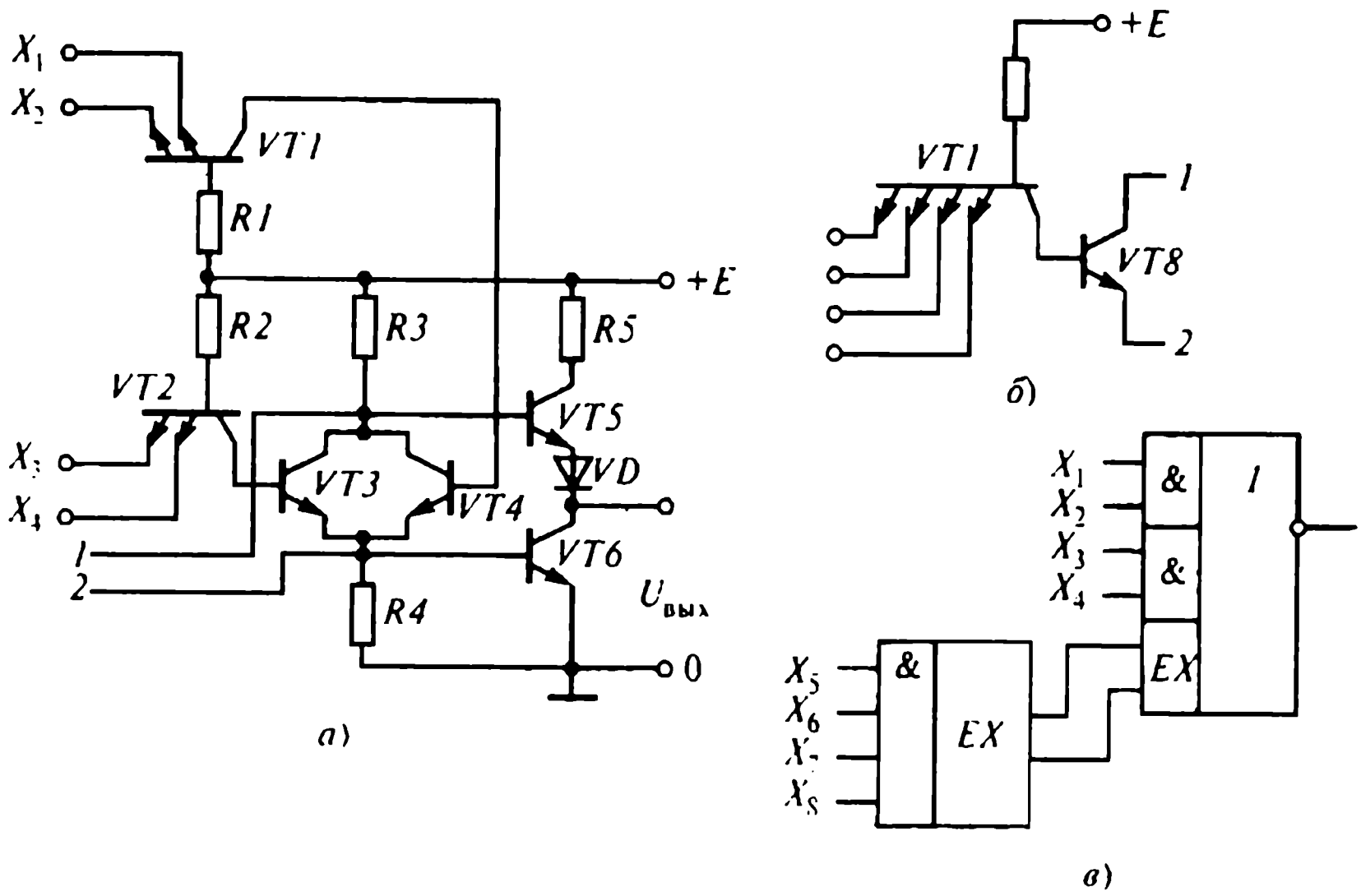


Рис. 8.10. Схема логического элемента 2-2 И-ИЛИ-НЕ (*а*) и четырехвходового расширителя по ИЛИ (*б*), условное обозначение подключения расширителя (*в*)

открыты оба. Это соответствует функции ИЛИ. Один такой логический элемент позволяет реализовать логическую функцию 2-2 И-ИЛИ-НЕ*.

В состав серий интегральных микросхем обычно входят функциональные узлы, выполняемые в отдельных корпусах, которые предназначены для расширения функциональных возможностей микросхем (расширители по входу, увеличивающие коэффициент объединения $K_{об}$, и буферные усилители, увеличивающие коэффициент разветвления $K_{раз}$).

Для серий ТТЛ характерно наличие только расширителей по входу. На рис. 8.10, *б* показан четырехвходовой расширитель по ИЛИ, в его состав входят МЭТ *VT7* и транзистор *VT8*, который подключают к выводам *1*, *2* схемы (рис. 8.10, *а*) параллельно транзисторам *VT3*, *VT4*. Это приводит к тому, что количество входов по ИЛИ увеличивается до трех, так как для получения на выходе кода 0 безразлично, какой из транзисторов *VT3*, *VT4*, *VT8* будет открыт и насыщен, и добавляется элемент И, имеющий четыре входа. Логический элемент с подключенным расширителем по ИЛИ будет выполнять функцию 2-2-4 И-ИЛИ-НЕ.

Выводы расширения обозначаются буквами *ЕХ*. Подключение расширителя показано на рис. 8.10, *в*.

Кроме рассмотренных в состав серий ТТЛ входят ЛЭ со стробированием и ЛЭ с тремя выходными состояниями.

В микросхемах со *стробированием* присущие элементу логические функции выполняются в том случае, если на дополнительном стробирующем входе имеется сигнал логической единицы. Так, например, микросхема К155ЛЕ3 (рис. 8.11, *а*) работает как элемент ИЛИ-НЕ в том случае, если на вход стробирования *С* подана логическая 1. При логическом 0 на этом входе входной сигнал равен 1 и не зависит от напряжений на входах X_1—X_4. Вход стробирования обозначается буквой *С* (рис. 8.11, *б*).

ЛЭ с тремя устойчивыми состояниями появились в связи с развитием информационной техники. У них в отличие от обычных имеется *третье состояние*, при котором выходные транзисторы заперты сигналом управляющего вывода. Выходное сопротивление запертых транзисторов велико, и микросхема практически полностью отключена от нагрузки. Это состояние ЛЭ часто называют *высокоимпедансным*. При использовании ЛЭ с тремя устойчивыми состояниями их выходы подключают к одной нагрузке. Управление микросхем организуется так, что в любой момент времени все

---

* Цифры показывают количество входов у соответствующих логических элементов.

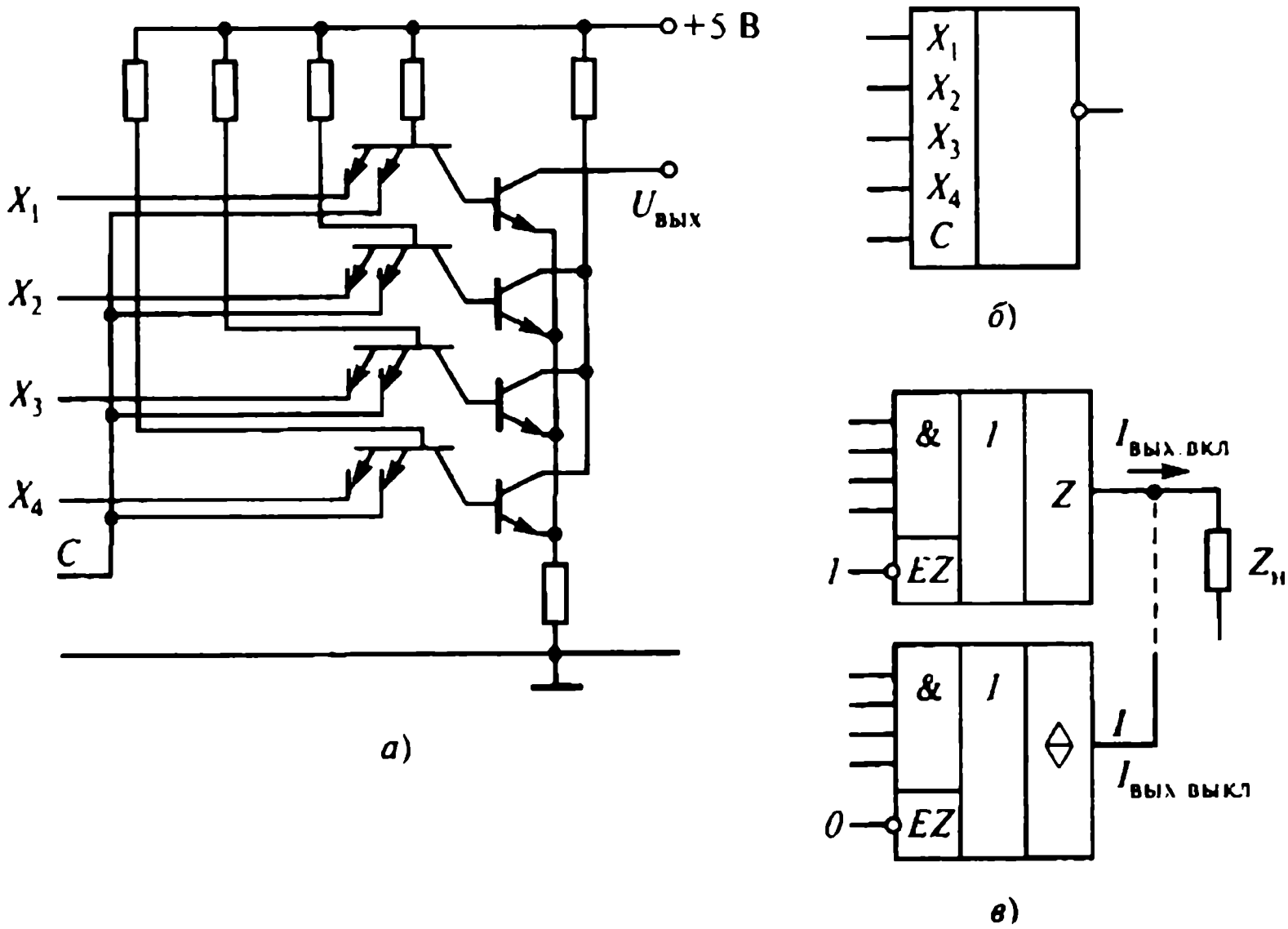


Рис. 8.11. Микросхема К155ЛЕ3, имеющая вход стробирования (*а*), и ее обозначение (*б*); подключение к нагрузке ЛЭ с тремя состояниями (*в*)

микросхемы, кроме одной, находятся в высокоимпедансном состоянии. Таким образом, удается по одной шине передавать в разных направлениях информацию от нескольких источников сигнала и сократить количество информационных магистралей. Вход включения третьего состояния имеет метку *EZ*, а выход, имеющий состояние высокого импеданса, обозначается *Z* или ◈, причем управление *EZ* — входом может быть прямым или инверсным (рис. 8.11, *в*). Примером таких ЛЭ ТТЛ являются микросхемы типа К1531ЛА17А, К531ЛА19П и др.

Отдельные серии интегральных микросхем с ТТЛ ЛЭ имеют напряжения питания и параметры, обеспечивающие непосредственное подключение корпусов различного назначения. В табл. 8.1 приведены параметры ЛЭ ТТЛ некоторых серий.

При практическом применении ЛЭ ТТЛ неиспользованные входы можно оставлять свободными. При этом снижается помехоустойчивость из-за воздействия наводок на свободные выводы. Поэтому их обычно или объединяют между собой, если это не ведет к повышению нагрузки для предшествующего ЛЭ, или подключают к источнику питания +5 В через резистор $R = 1$ кОм, ограничивающий входной ток. К каждому резистору можно подключать до 20 входов.

Таблица 8.1

Параметры	Серии				
	универсальные	высокого быстродействия		микромощные	
	133, 155	К531	КР1531	К555	КР1533
Входной ток $I^0_{вх}$, мА	−1,6	−2,0	−0,6	−0,36	−0,2
Входной ток $I^1_{вх}$, мА	0,04	0,05	0,02	0,02	0,02
Выходное напряжение $U^0_{вых}$, В	0,4	0,5	0,5	0,5	0,4
Выходное напряжение $U^1_{вых}$, В	2,4	2,7	2,7	2,7	2,5
Коэффициент разветвления по выходу $K_{раз}$	10	10	10	20	20
С буферным выходом	30	30	—	60	—
Коэффициент объединения по входу $K_{об}$	8	10	—	20	—
Время задержки распространения, нс:					
$t^{1,0}_{зд\ р}$	15	5	3,6	20	14
$t^{0,1}_{зд\ р}$	22	4,5	3,9	20	14
Потребляемый ток, мА:					
$I^0_{пот}$ (при $U^0_{вых}$)	22	36	10,2	4,4	3
$I^1_{пот}$ (при $U^1_{вых}$)	8	16	2,8	1,6	0,85
Допустимое напряжение помехи, В	0,4	0,3	0,3	0,3	0,4
Напряжение питания, В	5	5	5	5	5
Выходные токи, мА:					
$I^0_{вых}$	16	20	20	8	4
$I^1_{вых}$	−0,4	−1	−1	−0,4	−0,4
Средняя потребляемая мощность на элемент, мВт	10	19	4	2	1,2

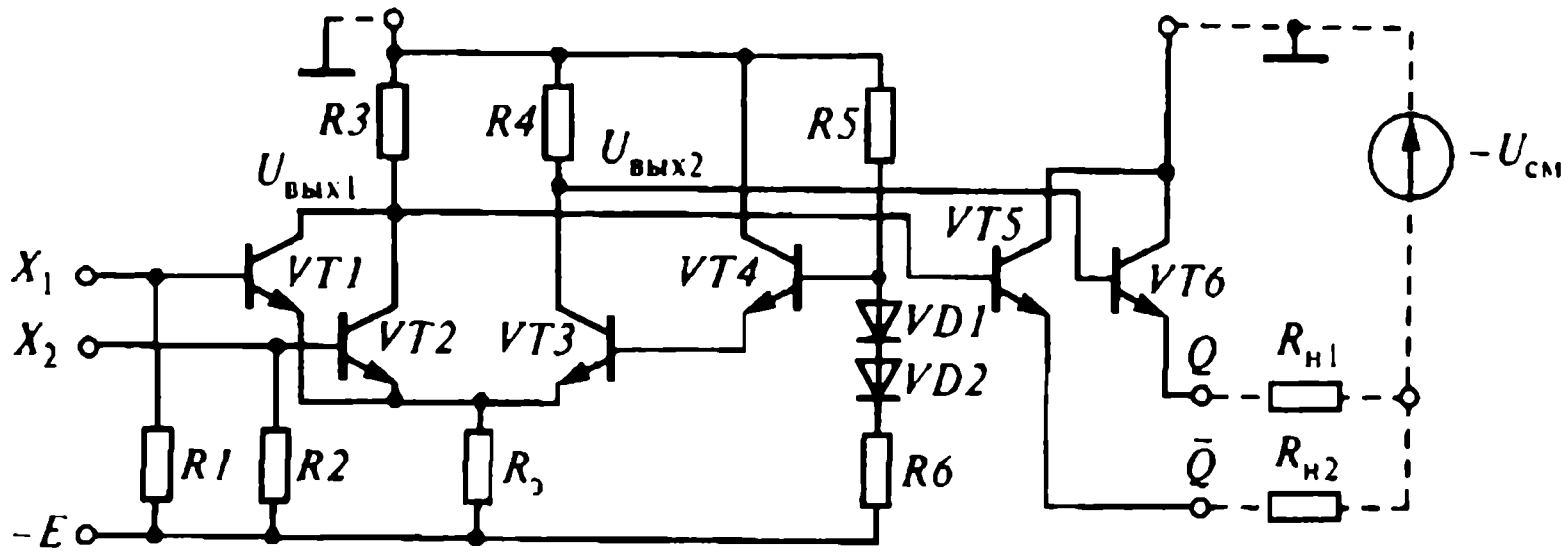
Для уменьшения помех по цепи питания в точках подключения к шинам групп ЛЭ устанавливают развязывающие керамические конденсаторы емкостью порядка 0,1 мкФ на один корпус. На каждой плате между цепью питания и общей шиной включают 1—2 электролитических конденсатора емкостью 4,7...10 мкФ.

Логические элементы с эмиттерной связью (ЭСЛ) относятся к числу наиболее быстродействующих. Используя их, создают сверхбыстродействующие цифровые устройства различного назначения. Для ЛЭ этой группы характерны: большая нагрузочная способность; независимость тока потребления от частоты переключения; небольшая энергия переключения.

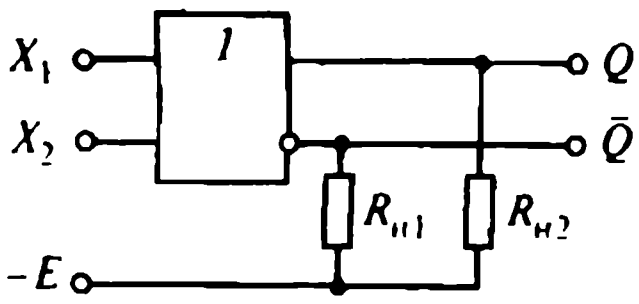
ЛЭ ЭСЛ строятся на основе дифференциального усилительного каскада. При сравнительно небольшой разности потенциалов между входами дифференциального усилителя транзистор одного плеча запирается, а другой находится в активной области. Смена полярности дифференциального сигнала приводит к тому, что запирается ранее открытый транзистор и открывается закрытый. При этом общий ток, потребляемый каскадом, практически не меняется. По существу, в ЛЭ ЭСЛ осуществляется «переключение» тока с одного плеча на другое. Поэтому говорят, что в основу их работы положено использование токовых переключателей (ТП). В связи с тем что транзисторы в таких схемах никогда не попадают в режим насыщения, устройства с токовыми переключателями имеют максимально возможное быстродействие. Для реализации логических зависимостей в плечи дифференциального каскада включают дополнительные компоненты.

Базовая схема ЛЭ ЭСЛ 500 серии приведена на рис. 8.12, *а*. В ней токовый переключатель выполнен на транзисторах *VT1—VT4*. Потенциал базы транзистора *VT4* задан с помощью резисторов R_5, R_6 и диодов *VD1*, *VD2*, введенных для параметрической температурной компенсации. Если на входах X_1, X_2, низкий потенциал логического 0, то транзисторы *VT1*, *VT2* заперты из-за положительного относительно базы потенциала их эмиттеров. Падение напряжения на резисторе $R_э$ равно $U_{R_э} = I_{э3}R_э \approx -(E - U_{Б4} - U_{БЭ3} - U_{БЭ4})$.

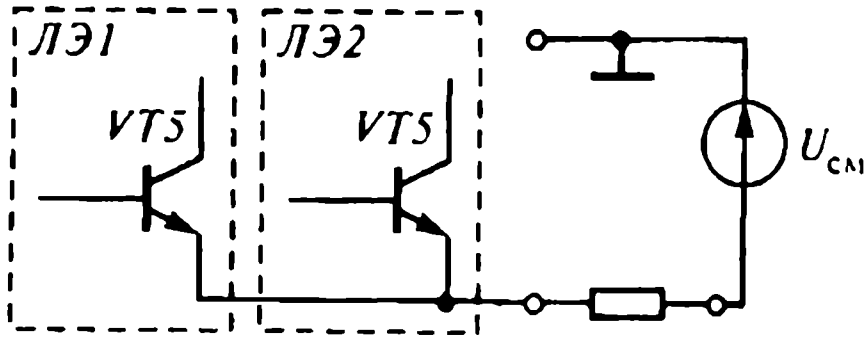
Если на один из входов или оба входа подать напряжение такого значения, что потенциал $U_{БЭ}$ транзисторов *VT1* или *VT2* станет больше порогового значения, то соответствующий или оба транзистора вместе откроются. Ток, протекающий через них, создаст падение напряжения на резисторе $R_э$. Потенциалы $U_{БЭ3}$ и $U_{БЭ4}$ будут ниже порогового значения. В результате транзисторы *VT3*, *VT4* закроются и произойдет переключение тока плеч. Напряжение $U_{вых1}$ понизится, а $U_{вых2}$ повысится. Базовый элемент позволит выполнить функцию ИЛИ или ИЛИ-НЕ в положительной логике, причем вид функции зависит от того, с коллектора каких транзисторов снимается выходной сигнал. Для повышения нагрузочной способности и расширения функциональных возможностей на выходе токового переключателя включены транзисторы *VT5*, *VT6*. Они имеют свободный вывод эмиттера и предназначены для использования в качестве выходных эмиттерных повторителей. Для этого к их эмиттерам подключаются резисторы $R_{н1}$, $R_{н2}$ (рис. 8.12, *б*), которые для повышения быстродействия обычно берут сравнительно небольшими (240...50 Ом). С целью уменьшения потребляемой мощности при малых значениях сопротивлений нагрузок ($R_н = 50$, 75, 100 Ом) часто используют второй источник питания $-U_{см}$ (рис. 8.12, *а*). Напряжение его



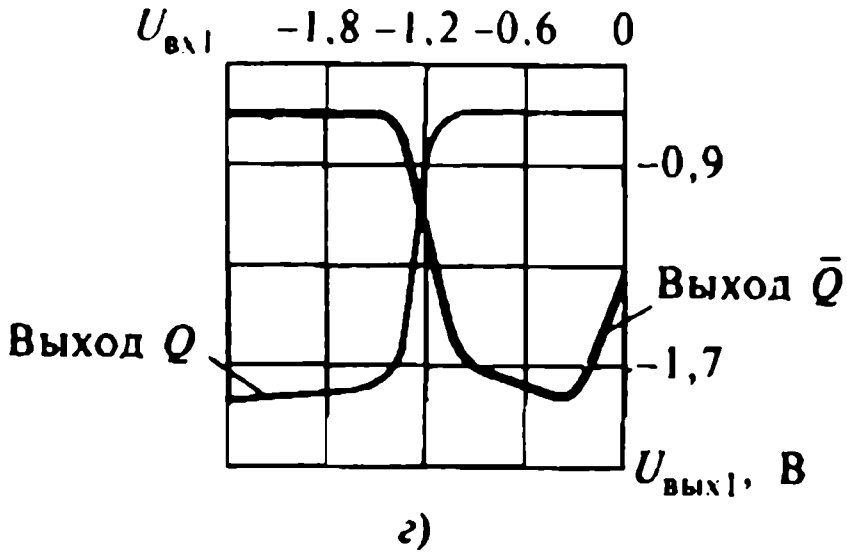
а)



б)



в)



г)

Рис. 8.12. Базовый элемент ЭСЛ 500 серии (*а*); возможная схема его включения (*б*); объединение эмиттеров (*в*); передаточная функция (*г*)

берут равным −2,0 или −2,4 В, причем в быстродействующих устройствах эти резисторы включают на конце линии связи, подключенной к выходу ЛЭ. При равенстве их значений волновому сопротивлению линий они кроме вышесказанного обеспечивают согласование линии связи с нагрузкой.

Для повышения помехоустойчивости у ЭСЛ заземляется коллекторная цепь, причем токовый переключатель и транзисторы эмиттерных повторителей имеют раздельные выводы, хотя схемотехнически они подключаются к одной шине. Это обусловлено тем, что токовый переключатель потребляет неизменный ток и при переключении не создает помех по цепи питания.

Ток эмиттерного повторителя зависит от сигнала ЛЭ, что приводит к появлению бросков тока в шине питания. Раздель-

ные выводы этих цепей позволяют подключить все токовые переключатели, выполняющие логические функции, к одной шине, а эмиттерные повторители, для которых помехи по цепи питания не так страшны,— к другой. Эти шины можно питать или от разных источников напряжения, или соединять между собой в одной точке около конденсатора большой емкости.

Так как во входных цепях ЛЭ ЭСЛ установлены резисторы R_1, R_2, неиспользованные выводы можно оставлять свободными. Эти резисторы также выполняют роль сопротивлений $R_{н1}$ и $R_{н2}$ при последовательном соединении микросхем.

При практическом применении функциональные возможности нескольких ЛЭ ЭСЛ можно расширить, соединяя между собой выводы эмиттеров транзисторов разных ЛЭ. При этом выходное напряжение будет равно логической 1 в случае, если хотя бы у одного эмиттерного повторителя на базе будет сигнал логической 1 (рис. 8.12, *в*). Другими словами, *объединение эмиттерных выводов нескольких микросхем позволяет создать вторую монтажную ступень логики — монтажное ИЛИ (монтажное И в отрицательной логике).* При эмиттерном объединении нагрузку следует подключать к напряжению $-U_{см}$. Применяют также коллекторное объединение, при котором соединяются между собой коллекторы транзисторов нескольких ЛЭ.

Для еще большего расширения функциональных возможностей иногда применяют *двух- или трехуровневое переключение тока.* Его сущность заключается в том, что ток в одном токовом переключателе переключается два раза или более на разных смещенных друг относительно друга уровнях. Для осуществления этого на входе токового переключателя включают эмиттерный повторитель, который осуществляет смещение входного сигнала по напряжению.

Передаточная функция ЛЭ ЭСЛ приведена на рис 8.12, *г* для выходов Q и $\overline{Q}$. Из нее видно, что при входных сигналах, больших −0,35 мВ, выходное напряжение начинает увеличиваться. В связи с нежелательностью этого уровень логической единицы в ЛЭ ЭСЛ серии 500 не следует брать более −0,4 В.

Перспективными считаются серии К500 и К1500, причем серия К1500 относится к числу субнаносекундных и имеет время задержки распространения менее 1 нс. Ориентировочные параметры серий К500 и К1500 приведены в табл. 8.2.

Из табл. 8.1 и 8.2 видно, что ЛЭ ЭСЛ имеют большее быстродействие и меньшие входные токи по сравнению с ЛЭ ТТЛ, но по помехоустойчивости и потребляемой мощности они уступают ЛЭ ТТЛ.

Таблица 8.2

Параметры	Серии	
	К500	К1500
Входной ток $I^0_{вх}$, мА	0,265	0,35
Входной ток $I^1_{вх}$, мА	0,0005	0,0005
Выходное напряжение $U^0_{вых}$, В	−1,85...−1,65	−1,81...−1,62
Выходное напряжение $U^1_{вых}$, В	−0,96...−0,81	−1,025...−0,88
Выходные пороговые напряжения, В:		
$U^0_{вых\ пор}$	−1,63	−1,61
$U^1_{вых\ пор}$	−0,98	−1,035
Время задержки распространения, нс	2,9	1,5
Допустимое напряжение помехи, В	0,125	0,125
Коэффициент разветвления $K_{раз}$	15	—
Напряжение питания, В	−5,2; −2,0	−4,5; −2,0
Потребляемая мощность на элемент, мВт	8—25	40

При совместном использовании ЛЭ ЭСЛ и ТТЛ между ними приходится включать специальные микросхемы, которые согласуют уровни логических сигналов. Их называют *преобразователями уровня* (ПУ). В преобразователях уровня имеются логические элементы той и другой логик, которые согласованы между собой с помощью электронных схем смещения уровней напряжения. Поэтому они питаются от двух источников напряжений, характерных для согласуемых серий. Так, на преобразователи уровня, преобразующие сигналы ЛЭ ТТЛ в сигналы ЛЭ ЭСЛ, и наоборот, подаются напряжения +5 и −5,2 В. К входу ПУ прикладывается сигнал логики одного типа, а с выхода снимается сигнал логики другого типа. Для согласования ЛЭ ЭСЛ и ЛЭ ТТЛ применяют преобразователи уровня типа К500ПУ124, К500ПУ125, К1500ПУ125 и др.

При этом для улучшения помехоустойчивости в отдельных ЛЭ используют стробирование, а также парафазные входные сигналы. Примером ПУ со стробированием является микросхема типа К500ПУ124 (рис. 8.13, *а*), преобразующая уровни ТТЛ в уровни ЭСЛ. В ней имеется четыре идентичных ПУ, у которых выходные сигналы, соответствующие уровням входных сигналов, появляются только при наличии логической единицы на входе стробирования *С*. В противном случае на всех выходах имеется сигнал логической 1. Наличие прямого и инверсного выходов позволяет получить парафазные выходные сигналы, имеющие повышенную помехозащищенность. При парафазном входном сигнале на ПУ подаются основной логический сигнал и его инвер-

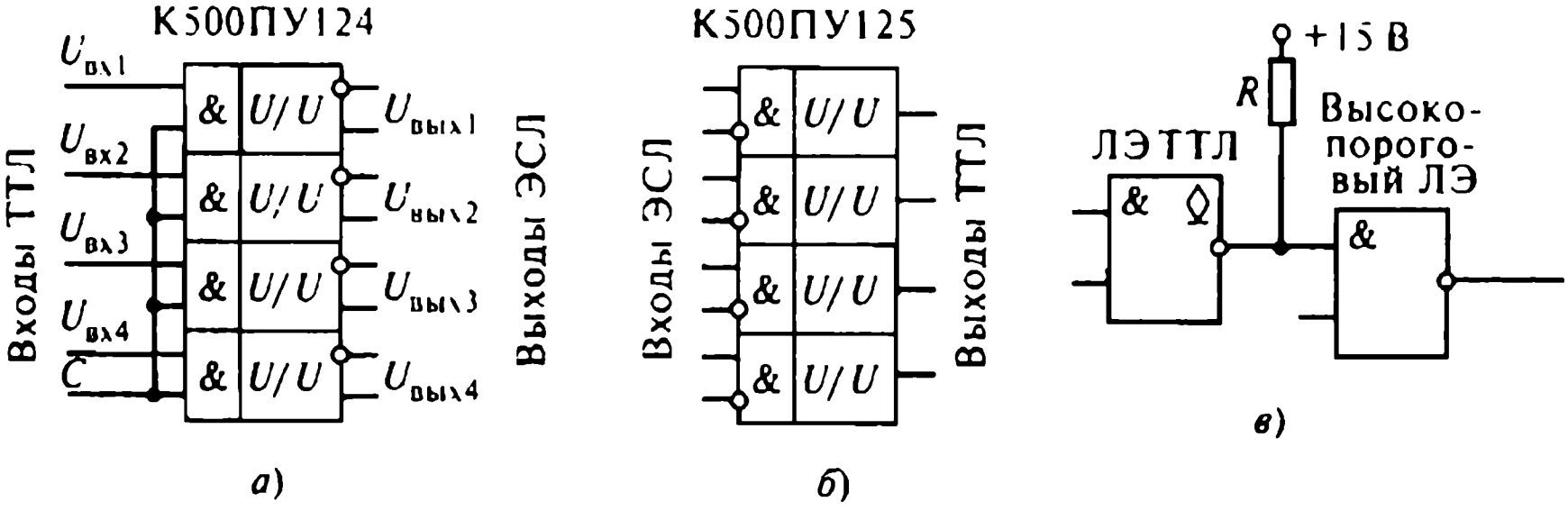


Рис. 8.13. Преобразователь уровней ТТЛ в уровни ЭСЛ со стробированием (*а*) и уровней ЭСЛ в уровни ТТЛ с парафазным входом (*б*); согласование ЛЭ низко- и высокопороговой логик (*в*)

тированное значение, т. е. на одном входе имеется логическая 1, а на другом — логический 0 (рис. 8.13, *б*). Такой преобразователь срабатывает на разность входных сигналов, которая мало меняется при помехах в линии связи. Парафазный входной сигнал характерен для преобразователей сигналов уровня ЭСЛ в уровень ТТЛ, например микросхемы типа К1500ПУ125, К500ПУ125.

При согласовании ЛЭ ТТЛ с элементами высокопороговой логики, например серии 511, используют микросхемы с открытым коллектором. К свободному выводу коллектора подключают резистор, который соединяют с источником питания повышенного уровня (+15 В). Ток запертого или открытого транзистора, установленного на выходе ЛЭ ТТЛ, создает на резисторе R (рис. 8.13, *в*) падения напряжения, соответствующие $U^1_{вых}$ и $U^0_{вых}$ высокопороговой логики. Если у ЛЭ ТТЛ открытый коллектор отсутствует, можно применять ПУ типа К511ПУ2. Это преобразователь сигналов низких уровней ($U^0_{вх} = 0{,}4$ В; $U^1_{вх} = 2{,}4$ В) в высокие ($U^0_{вых} < 1{,}5$ В; $U^1_{вых} = 12$ В). Он содержит два ЛЭ 2И-НЕ и два ЛЭ НЕ, имеющих вывод расширения по ИЛИ, и питается напряжением 15 В.

Промышленностью выпускается широкая номенклатура ЛЭ ТТЛ и ЭСЛ, выполняющих функции И-НЕ; ИЛИ-НЕ; И; ИЛИ; И-ИЛИ-НЕ и имеющих различное количество входов и разные функциональные возможности.

§ 8.3. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

Существенными преимуществами логических элементов на МОП-транзисторах перед логическими элементами на биполярных транзисторах являются: малая мощность, потребляемая входной

цепью, в результате чего соответственно возрастает коэффициент разветвления по выходу $K_{раз} >> 10 \div 20$; простота технологического процесса изготовления; сравнительно низкая стоимость и малая потребляемая мощность.

Однако по быстродействию даже лучшие ЛЭ на МОП-транзисторах уступают схемам на биполярных транзисторах. Это обусловлено тем, что у них имеются сравнительно большие входные емкости, на перезарядку которых затрачивается определенное время. Кроме того, выходное сопротивление у открытого МОП-транзистора обычно больше, чем у биполярного, что увеличивает время зарядки конденсаторов нагрузки и ограничивает нагрузочную способность ЛЭ.

Наиболее перспективны серии, выполненные на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП) (К176, К561, 564, 765, КР1554 и др.). В них отсутствуют нагрузочные резисторы, а МОП-транзисторы с разной электропроводностью каналов выполняют роль ключей. При напряжении на затворах, большем порогового, для транзисторов с каналом определенного типа соответствующий транзистор отперт, а другой заперт. При другом значении, большем порогового, для транзисторов с электропроводностью противоположного типа отпертый и запертый транзисторы меняются местами. Такие структуры успешно работают при изменении в широких пределах напряжения источника питания (от 3 до 15 В), что недостижимо для ЛЭ, в состав которых входят резисторы. В статическом режиме при большом сопротивлении нагрузки ЛЭ КМОП практически не потребляют мощности. Для них также характерны: стабильность уровней входного сигнала и малое его отличие от напряжений источника питания; высокое входное и небольшое выходное сопротивления; хорошая помехоустойчивость; легкость согласования с микросхемами других серий.

ЛЭ КМОП, выполняющие функцию 3И-НЕ, приведен на рис. 8.14, *а*. В нем использованы транзисторы с индуцированным каналом. Транзисторы *VT1—VT3* имеют канал *p*-типа и открыты при напряжении затворов, близких к нулю. Транзисторы *VT4—VT6* имеют канал *n*-типа и открыты при напряжениях затворов, больших порогового значения $U_{вх\ пор}$.

При нулевом входном сигнале хотя бы на одном из входов ЛЭ один из транзисторов *VT1—VT3* открыт и выходное напряжение равно *E*. И только в том случае, если на всех входах есть сигнал логической единицы (обычно равный *E*), все транзисторы *VT1—VT3* закрыты, а ярусно включенные транзисторы *VT4—VT6* открыты. Выходное напряжение равно потенциалу общей шины (логический 0). Таким образом, сочетание ярусного включения транзисторов с каналами, имеющими один тип электропроводно-

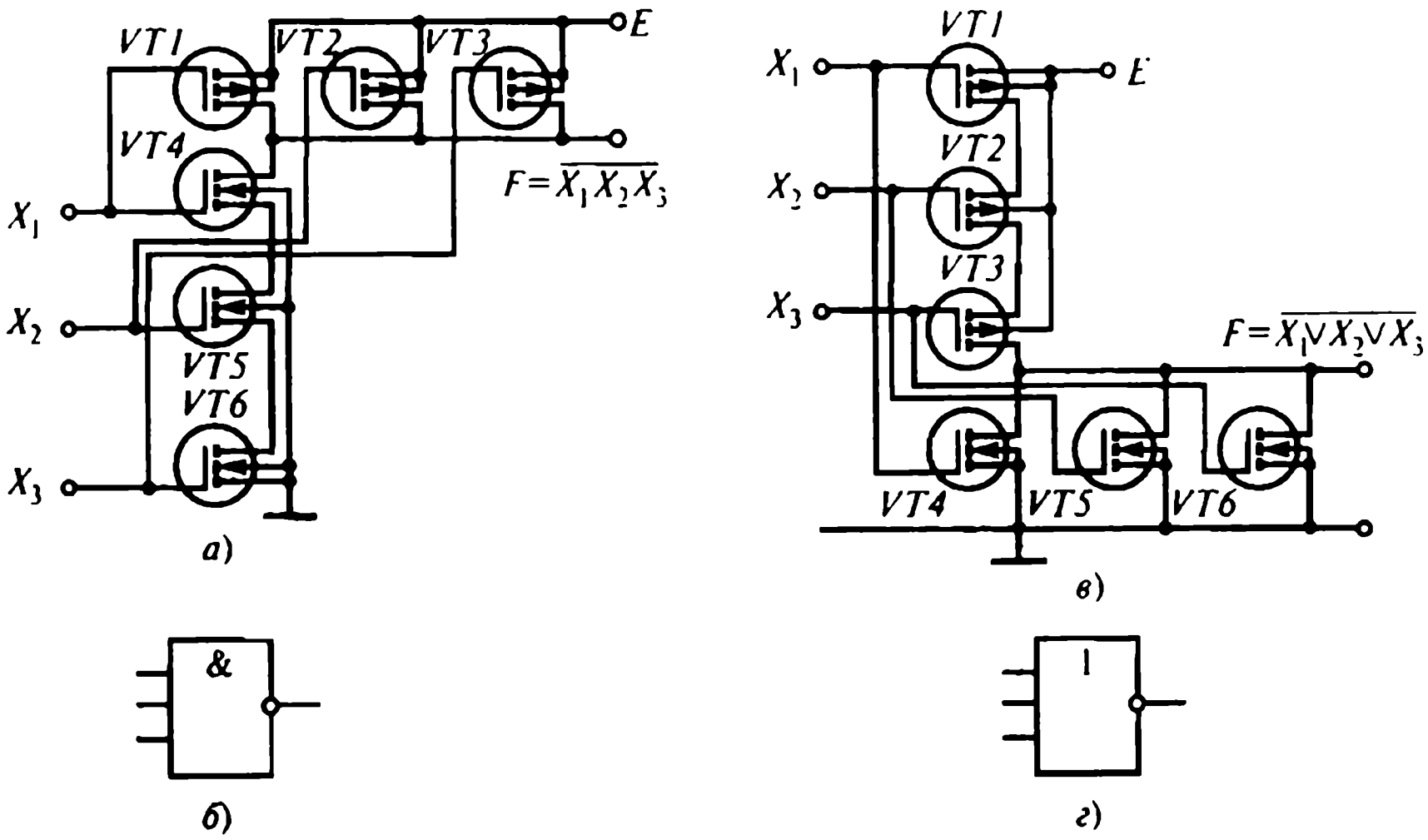


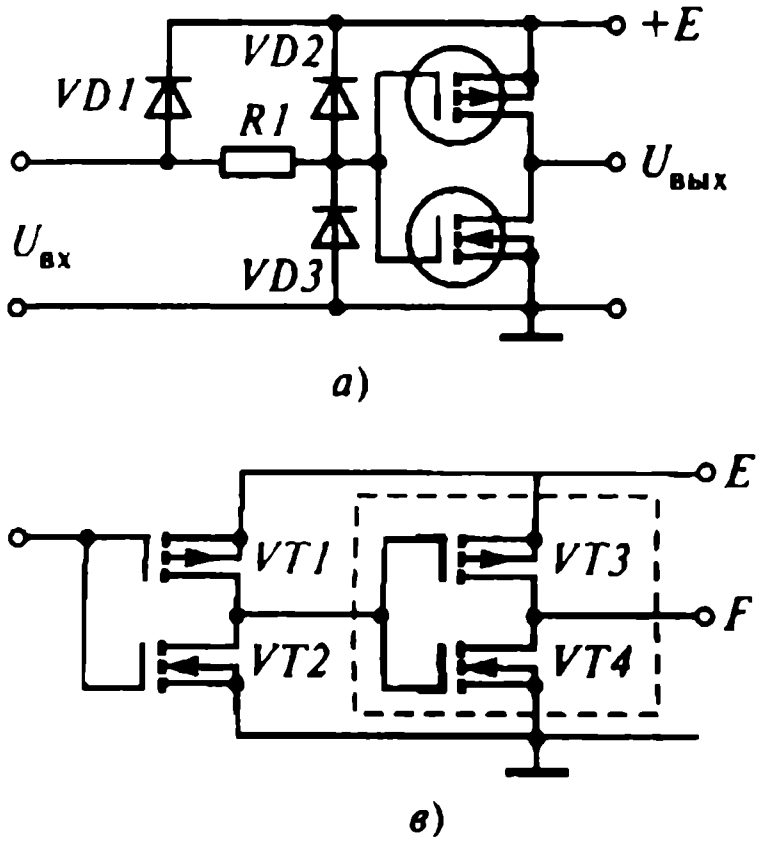
Рис. 8.14. Схема ЛЭ КМОП, выполняющего логическую функцию ЗИ-НЕ (*а*), и его условное обозначение (*б*); схема ЛЭ КМОП, выполняющего логическую функцию ИЛИ-НЕ (*в*), и его условное обозначение (*г*)

сти, и параллельного соединения транзисторов с каналами другого типа электропроводности позволили реализовать функцию И-НЕ. Условное обозначение такого ЛЭ показано на рис. 8.14, *б*.

Если группы ярусно и параллельно включенных транзисторов поменять местами, то будет реализован элемент, выполняющий функцию ИЛИ-НЕ (рис. 8.14, *в*). Он работает аналогично предыдущему. Условное обозначение его приведено на рис. 8.14, *г*. Транзисторы *VT4—VT6* открыты в том случае, если на их затворах логическая 1, и заперты при входных сигналах логического 0.

Из рассмотренных схем видно, что в статическом режиме один из транзисторов, включенных последовательно, всегда закрыт, а другой открыт. Так как закрытый транзистор имеет большое сопротивление $R_{\text{си закр}}$, то ток в цепи определяется только малыми значениями токов утечек и микросхема практически не потребляет электрическую мощность.

В качестве базового инвертора, устанавливаемого на входе ЛЭ, обычно используется цепь (рис. 8.15, *а*). Для предотвращения пробоя пленки оксида под затворами МОП-транзисторов схему инвертора обычно дополняют диодами, выполняющими защитные функции. Так, в схеме рис. 8.15, *а* для этой цели введены диоды *VD1—VD3* и резистор R_1 ($R_1 = 0{,}2...2$ кОм). Постоянная времени этих компонентов около 10 нс. Поэтому их введение существенно не меняет динамические характеристики ЛЭ. При по-



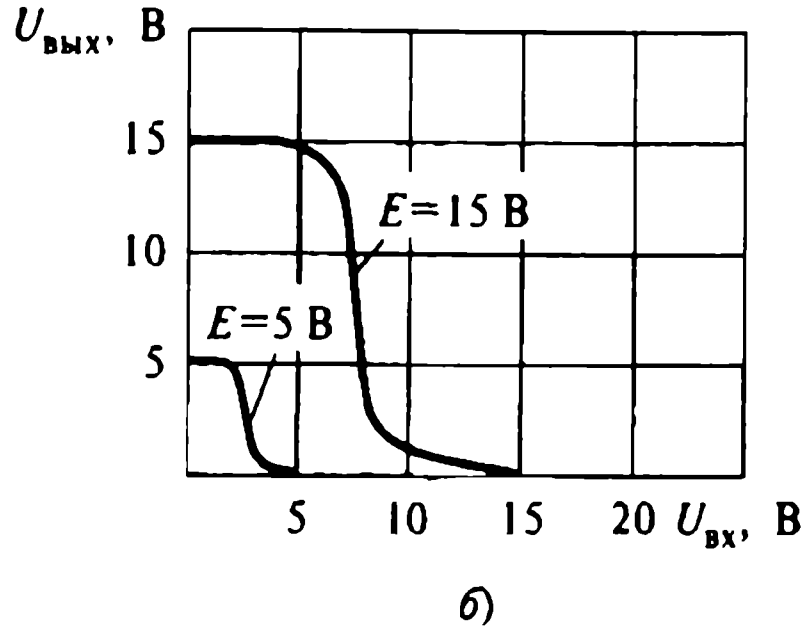


Рис. 8.15. ЛЭ КМОП:
а — входная цепь; *б* — передаточная функция; *в* — буферный выход

падании в цепь входа статических напряжений той или иной полярности соответствующие диоды открываются и закорачивают на цепь источника питания источник статического заряда. Резистор R_1, который вместе с барьерными емкостями диодов *VD2*, *VD3* образует интегрирующую цепь, уменьшает скорость увеличения напряжения на затворе до значения, при котором диоды *VD2*, *VD3* успевают открыться.

Наличие диодов защиты делает недопустимый режим, когда $U_{вх} > E$. Если источник напряжения $U_{вх}$ имеет малое внутреннее сопротивление, то через диод *VD1* при $U_{вх} > E$ потечет большой прямой ток. Поэтому при включении аппаратуры с подобными ЛЭ напряжение питания должно подаваться раньше входного сигнала, а при выключении — наоборот. В тех случаях, когда допустимо некоторое снижение быстродействия, в цепь входа можно включать резисторы, ограничивающие входной ток на уровне 1...2 мА.

Передаточная функция инвертора показана на рис. 8.15, *б*, причем уровни выходных напряжений логических 0 и 1 зависят от напряжения питания *E*.

В ряде микросхем для увеличения крутизны передаточной функции и повышения нагрузочной способности к выходу инвертора ЛЭ подключают один или два дополнительных инвертора (рис. 8.15, *в*). Транзисторы дополнительного инвертора *VT3*, *VT4* имеют повышенную мощность. За счет них обеспечивается уменьшение сопротивлений каналов открытых выходных транзисторов инвертора с 0,75...2,5 кОм до 0,5...1,5 кОм. Эти значения выходных сопротивлений позволяют не вводить в выходные цепи токоограничивающие резисторы, защищающие от короткого замыкания на выходе.

В ЛЭ КМОП предельно просто реализуют элементы с тремя устойчивыми состояниями. Для этого последовательно с транзисторами инвертора включают два комплементарных транзистора *VT1, VT4* (рис. 8.16, *а*), управляемых инверсными сигналами *EZ* и $\overline{EZ}$. Если при подаче сигналов *EZ* и $\overline{EZ}$ транзисторы *VT1*, *VT4* закрыты, то выходное сопротивление инвертора имеет большое значение (инвертор находится в третьем высокоимпедансном состоянии). Третье состояние имеется у отдельных микросхем, например у ЛЭ типа 564ЛН1, а также у сложных функциональных узлов серий КМОП.

Согласование ЛЭ ТТЛ с ЛЭ КМОП можно выполнить несколькими способами: 1) питать ЛЭ КМОП малыми напряжениями (+5 В), при которых сигналы ЛЭ ТТЛ переключают транзисторы ЛЭ КМОП; 2) использовать ЛЭ ТТЛ с открытым коллектором, в цепь выхода которых включен резистор, подключенный к дополнительному источнику напряжения (рис. 8.16); 3) применять микросхемы преобразователей уровня (564ПУ4 при согласовании серий КМОП с сериями ТТЛ и 511ПУ2, 564ПУ7, 564ПУ8 при согласовании серий ТТЛ с сериями КМОП).

Ориентировочные значения параметров, характеризующих серии КМОП, приведены в табл. 8.3.

При необходимости увеличить выходную мощность допускается параллельное соединение нескольких микросхем. Для подавления помех по цепи питания между шинами питания включают электролитический конденсатор емкостью 10 мкФ и параллельно ему керамические конденсаторы емкостью 0,01...0,1 мкФ на корпус. Последние подключают непосредственно к выходам микросхем. Емкость нагрузки, как правило, не должна превышать 500 пФ. При большем значении емкости нагрузки последователь-

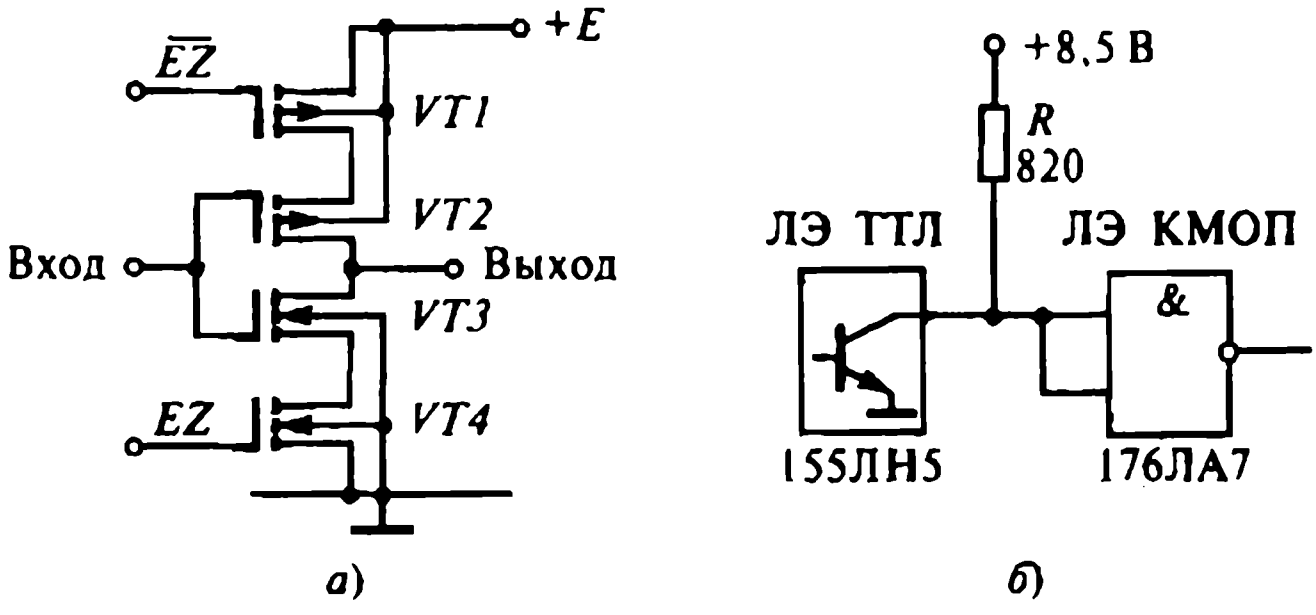


Рис. 8.16. Инвертор с тремя выходными состояниями (*а*); согласование ЛЭ ТТЛ с ЛЭ КМОП (*б*)

но с выходом устанавливают дополнительный резистор, ограничивающий ток ее переразрядки. При наличии выбросов напряжения во входном сигнале последовательно с входом ЛЭ можно включить ограничительный резистор номиналом до 10 кОм. Неиспользованные входы ЛЭ следует обязательно подключать к шинам источника питания или соединять параллельно с подключенными входами. В противном случае возможны пробой диэлектрика под затвором и нарушение работоспособности вследствие сильного влияния помех.

Таблица 8.3

Параметры	Серии	
	176, 561, 564	1554
Напряжение питания $U_п$, В	3...15	2...6
Выходные напряжения, В:		
низкого уровня $U^0_{вых}$	<0,05	<0,1
высокого уровня $U^1_{вых}$	$U_п$ — 0,05	$U_п$ — 0,01
Средняя задержка распространения, нс:		
для $U_п$ = 5 В	60	3,5
для $U_п$ = 10 В	20	—
Допустимое напряжение помехи, В	0,3 $U_п$	—
Мощность, потребляемая в статическом режиме, мВт/корпус	0,1	0,1—0,5
Входное напряжение, В	От −0,5 В до $U_п$ + 0,5 В	
Выходные токи, мА	1 — 2,6	>2,4
Мощность, потребляемая при частоте переключения f = 1 МГц, $U_п$ =10 В, $C_н$ = 50 пФ, мВт/корпус	20	—
Тактовая частота, МГц	—	150

Допускается кратковременное замыкание накоротко выходных зажимов микросхем при малом напряжении питания.

При хранении и монтаже следует опасаться статического электричества. Поэтому при хранении выводы электрически замыкают между собой. Монтаж их проводится при выключенном напряжении питания, причем обязательно использование браслетов, с помощью которых тело электромонтажников соединяется с землей.

ЛЭ КМОП-серий широко применяются при построении экономичных цифровых устройств малого и среднего быстродействия. По мере усовершенствования технологии их изготовления они все больше составляют конкуренцию для ЛЭ ТТЛ при создании быстродействующих устройств.

§ 8.4. ТРИГГЕРЫ

Триггерами называют устройства, имеющие два устойчивых состояния, у которых переход из одного состояния в другое происходит вследствие *регенеративного* процесса.

Под регенеративным процессом обычно понимают переходный процесс в электрической цепи, охваченной положительной ОС с петлевым усилением $K\beta > 1$, действующей в широком диапазоне частот, который характеризуется резкими изменениями токов и падений напряжений на элементах цепи.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое происходит при воздействии управляющего сигнала и сопровождается скачкообразным изменением токов и напряжений.

Рассмотрим принцип работы симметричного триггера на транзисторах *n-p-n*-типа, схема которого приведена на рис. 8.17, *а*. Триггер представляет собой два усилителя на транзисторах *VT1* и *VT2*. Выход каждого усилителя соединен с входом другого. Обратная связь, получаемая в результате такого соединения усилителей, является положительной.

В принципе, в приведенной схеме возможно состояние электрического равновесия, при котором оба транзистора *VT1* и *VT2* открыты и находятся в активной области. В этом случае токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ равны между собой и падения напряжений на элементах схемы не изменяются в течение времени. Однако такое состояние является неустойчивым и любые флуктуации тока или напряжения приведут к лавинообразному процессу нарастания тока одного и убывания тока другого транзистора. Например, увеличение коллекторного тока $i_{к1}$ приведет к уменьшению коллекторного напряжения $U_{К1}$ транзистора *VT1*. Это в свою очередь приведет к уменьшению напряжения $U_{Б2}$ и тока $I_{Б2}$ транзистора *VT2*. Последнее вызовет уменьшение $I_{К2}$ и увеличение $U_{К2}$, $U_{Б1}$. Следовательно, произойдет дальнейшее увеличение тока $I_{К1}$. Процесс носит лавинообразный характер и продолжается до тех пор, пока не прекратится действие положительной обратной связи. Это возможно при запирании одного транзистора (например *VT2*) или насыщении другого (*VT1*). В обоих случаях триггер будет находиться в состоянии устойчивого равновесия.

Если параметры схемы выбраны так, что когда один из транзисторов закрыт, другой открыт и насыщен, то такой триггер называют *насыщенным*. Если открытый транзистор находится на границе активной области и не входит в режим насыщения, то триггер называется *ненасыщенным*.

В одном из устойчивых состояний триггер может находиться как угодно долго до момента, пока не поступит сигнал от источ-

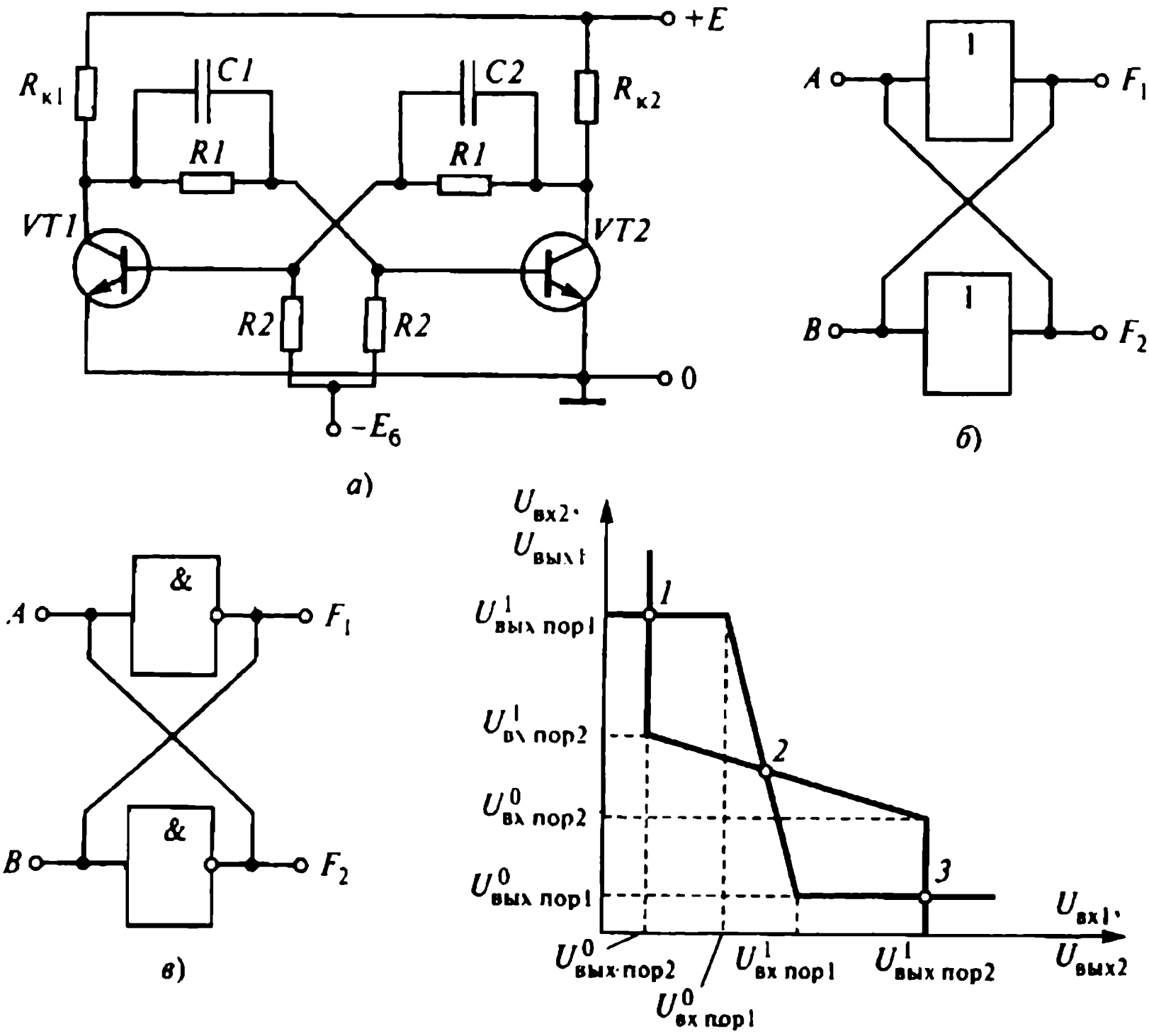


Рис. 8.17. Схема симметричного триггера (*а*) и представление его в виде двух логических элементов (*б*, *в*); переключательные характеристики логических элементов триггера (*г*)

ника внешнего управляющего напряжения. Пусть оно вводится в цепь базы запертого коллектора *VT2*. Как только напряжение управляющего сигнала достигнет уровня, при котором *VT2* откроется, появится коллекторный ток $I_{К2}$ и уменьшится ток базы $I_{Б1}$. Транзистор *VT1* выйдет в активную область, и будет восстановлена петля положительной обратной связи. Возникающий при этом регенеративный процесс совершенно аналогичен описанному выше. Он приведет к опрокидыванию триггера. В итоге транзистор *VT1* закроется, а транзистор *VT2* откроется и окажется в области насыщения. Триггер перейдет во второе устойчивое состояние. В процессе опрокидывания триггера на коллекторах транзисторов формируются положительные и отрицательные перепады токов и напряжений.

Конденсаторы C_1 и C_2 включены для ускорения процесса переключения и носят название ускоряющих. Они также выполняют роль элементов памяти о предыдущем состоянии триггера и обеспечивают четкость его переключения в новое состояние.

Работу триггера можно рассматривать более укрупненно, представляя каждый транзистор с соответствующими соединениями как логический элемент, выполняющий в зависимости от типа логики функцию И-НЕ или ИЛИ-НЕ. В этом случае выход логического элемента соединен с входом второго логического элемента и схема триггера для разных (положительной и отрицательной) логик имеет вид, показанный на рис. 8.17, *б*, *в*. Если на выходе одного логического элемента, например F_1, имеется сигнал логической 1, то на входе другого будет также логическая 1. На выходе второго и входе первого логического элемента будет сигнал логического 0. Логический ноль на входе первого логического элемента обеспечивает получение логической единицы на его выходе. Следовательно, состояние триггера устойчиво. Изменение сигналов на выходах триггера приводит к тому, что схема принимает новое устойчивое состояние, в котором может находиться как угодно долго. Так как логические элементы И-НЕ в логике другого типа выполняют функцию ИЛИ-НЕ, схемы рис. 8.17, *б*, *в* эквивалентны между собой.

Поскольку входной сигнал одного логического элемента является выходным сигналом другого, т. е. $U_{вх1} = U_{вых2}$, $U_{вх2} = U_{вых1}$, анализ свойств такой укрупненной цепи удобно проводить с помощью передаточных (переключательных) характеристик логических элементов (рис. 8.17, *г*). Состояния равновесия триггера определяются точками пересечения передаточных характеристик логических элементов. У триггера таких точек три (*1*, *2*, *3*), причем только *1*, *3* характеризуют устойчивое состояние, так как в них транзисторы логических элементов находятся или в состоянии насыщения, или в состоянии отсечки и положительная обратная связь отсутствует. Точка *2* характеризует неустойчивое состояние равновесия. В ней транзисторы обоих логических элементов находятся в активной области и действует цепь положительной обратной связи. При $K\beta \geq 1$ малейшее отклонение от точки *2* вызывает регенеративный процесс, в результате которого выходные сигналы триггера определяются положениями точек *1* или *3*.

Для возникновения регенеративного процесса на входы логических элементов, например второго, должны быть поданы сигналы, которые выведут транзисторы обоих ЛЭ в активную область ($U^1_{вх\ пор} > U > U^0_{вх\ пор}$). При этом обеспечится восстановление

цепи положительной ОС, появится регенерация и триггер перейдет в другое устойчивое состояние.

При выполнении триггерных схем на основе стандартных логических элементов процесс их проектирования сводится к разработке схем соединения логических элементов и организации цепи управления. Большое число комбинаций возможных внешних соединений привело к появлению значительного количества триггерных устройств, свойства которых существенно различаются. Их обычно классифицируют по способу записи информации и функциональному признаку.

Классификация по *способу записи* информации характеризует временную диаграмму работы. По этому признаку триггеры подразделяют на *несинхронизируемые* (*асинхронные*) и *синхронизируемые* (*синхронные* или *тактируемые*).

У *асинхронного* триггера изменение его состояния происходит непосредственно с приходом управляющего сигнала. В *синхронизируемых* кроме информационных входов, на которые подаются управляющие сигналы, имеются входы синхронизации или, что то же самое, тактовые входы. Изменение состояния триггера при наличии на входах информационных сигналов может произойти только в моменты подачи на входы синхронизации соответствующих разрешающих сигналов, причем управление может осуществляться либо потенциалом импульса, либо его фронтом.

Основой классификации триггеров по *функциональному признаку* является вид логического уравнения, характеризующего состояние входов и выходов триггера в момент времени до t_n и после его срабатывания t_{n+1}. По этому признаку триггеры подразделяют на *RS*-; *D*-; *T*-; *JK*-типы и т. д. Название триггера отражает особенности организации его управления и характеризует вид логического уравнения, описывающего его функционирование при подаче электрических сигналов. Один из выходов триггера называют прямым и обозначают буквой Q, другой — инверсным и обозначают — $\overline{Q}$. Состояние триггера отождествляют с сигналом на прямом выходе. Триггер находится в единичном состоянии при $Q = 1$, $\overline{Q} = 0$ и нулевом — при $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$.

Обозначения входов проводят исходя из состояний, в которые устанавливается триггер при подаче на них управляющих сигналов. При этом используют следующие метки: S — вход для раздельной установки триггера в состояние 1 (S-вход); R — вход для раздельной установки триггера в состояние 0 (R-вход); J — вход для установки состояния 1 в универсальном триггере (J-вход); K — вход для установки состояния 0 в универсальном триггере (K-вход); T — счетный вход (T-вход); D — информационный вход

для установки триггера в состояния 1 или 0 (*D*-вход); *E* — дополнительный управляющий вход для разрешения приема информации*; *C* — управляющий вход разрешения приема информации (вход синхронизации, *C*-вход или тактовый). Триггер обозначают в виде прямоугольника, имеющего основное и дополнительные поля. Внутри *основного* поля пишется буква *T* или буквы *TT*, если триггер двухступенчатый; внутри *дополнительных* полей записываются буквы, характеризующие входы и выходы триггера. Причем, если триггер управляется инверсным сигналом (логическим 0), то у соответствующего входа имеется метка ○. При наличии нескольких входов одного назначения допускается добавлять к буквам цифры, например: 1, 2, *C1*, *C2*; 1, 2, 3 и т. д. Если переключение триггера осуществляется только в момент действия фронта или среза импульса (динамическое управление), то соответствующие входы обозначают дополнительным маленьким треугольником или косой линией. Треугольник повернут вершиной внутрь триггера, а косая линия имеет наклон 45°, если тот срабатывает по перепаду 0, 1. Если переключение происходит по перепаду 1, 0, то направление вершины треугольника изменяется на противоположное, а косая линия проводится под углом 135°. Выходы триггера показывают с правой стороны прямоугольника, причем инверсный выход ($\overline{Q}$) также обозначают кружком. Примеры условного обозначения триггера приведены на рис. 8.18, *а—ж*. Следует обратить внимание на то, что хотя входы двухступенчатого триггера часто показываются не как динамические (рис. 8.18, *д*), его переключение осуществляется в момент перепада сигнала на входах. Это следует из принципа действия триггера этого типа. Поэтому двухступенчатый триггер иногда показывают как одноступенчатый, имеющий динамические входы.

Триггер RS-типа (рис. 8.19, *а*) представляет собой устройство, имеющее два информационных входа: *R* и *S*. В нем возможны два устойчивых состояния.

При $R = 0$ и $S = 1$ триггер принимает состояние 1 ($Q = 1$), а при $R = 1$, $S = 0$ — состояние 0 ($Q = 0$). Иногда вход *S* называют единичным, а *R* — нулевым. Для триггера *RS*-типа комбинация $S = 1$; $R = 1$ является запрещенной, так как после такой комбинации состояние триггера будет неопределенным (*X*) и он может оказаться или в нуле, или в единице. Поэтому необходимо пре-

---

* В соответствии с ГОСТ 2.743—72, замененным ГОСТ 2.743—82, этот вход ранее обозначался буквой *V*. Соответственно в литературе и во многих ОСТ указана буква *V*, а триггеры, имеющие этот вход, обозначены *TV*, *DV* и т. д.

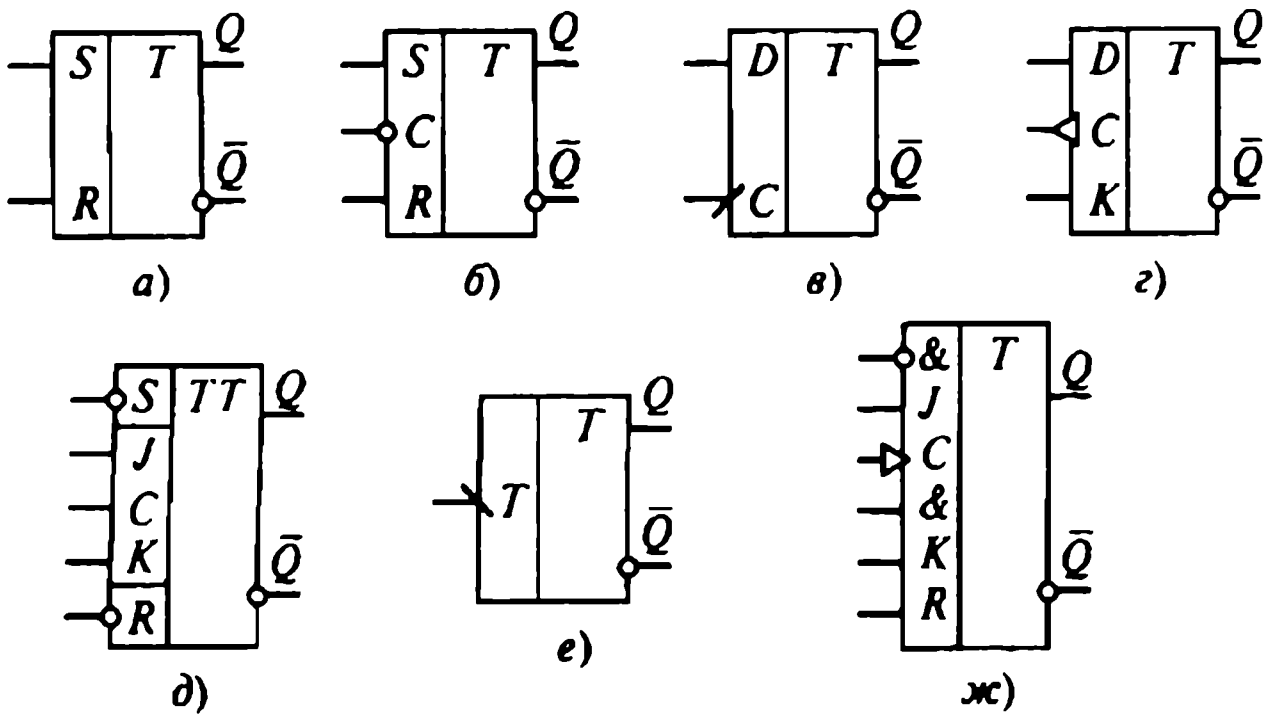


Рис. 8.18. Примеры условных обозначений триггеров:

а — асинхронный *RS*-триггер; *б* — синхронизируемый логическим нулем *RS*-триггер; *в* — *D*-триггер, срабатывающий по фронту 0, 1; *г* — *JK*-триггер, срабатывающий по срезу 1, 0; *д* — двухступенчатый *JK*-триггер с входами раздельной установки в нулевое (*R*) и единичное *S* состояния; *е* — *T*-триггер, срабатывающий по срезу 1,0; *ж* — синхронизируемый фронтом 1, 0 *JK*-триггер с логическими элементами И на входах *J* и *K*

дусматривать исключение этой комбинации. Состояния *RS*-триггера в зависимости от входных сигналов иллюстрирует табл. 8.4.

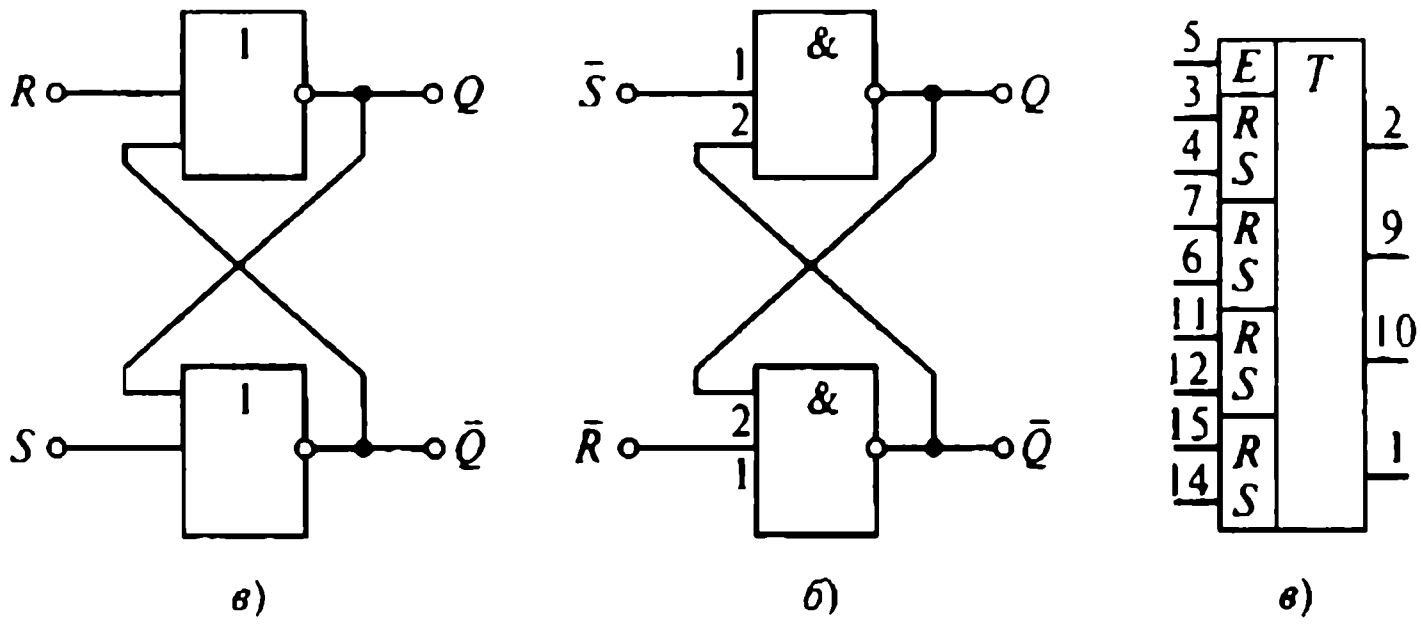
Таблица 8.4

t_n		t_{n+1}
R	*S*	Q_n
0	0	Q_n^*
0	1	1
1	0	0
1	1	*X*

Примечание: Q^* — исходное состояние триггера; *X* — неопределенное состояние.

Как видно из рис. 8.19, *а*, *б*, соединения логических элементов таковы, что если на выходе одного из них установится потенциал, соответствующий коду 0, то на выходе другого будет потенциал логической единицы.

В схеме, показанной на рис. 8.19, *б*, триггер устанавливается в состояние 1 сигналом $\overline{S}=0$, а в состояние 0 ($Q=0$) — сигналом $\overline{R}=0$. Запрещенной является комбинация $\overline{S}=\overline{R}=0$. Установка данного триггера по $\overline{S}$- и $\overline{R}$-входам производится сигналами, уровень которых соответствует логическому нулю. Такой *RS*-триггер можно назвать триггером с *инверсным* управлением.



в) *б*) *в*)

Рис. 8.19. Схемы асинхронного *RS*-триггера на элементах: *а* — ИЛИ-НЕ; *б* — И-НЕ; *в* — ИС типа 564ТР2

Нетрудно убедиться, что при любом начальном состоянии триггера Q_n подача на вход $\bar{S}$ кода 0 приводит к появлению 1 на выходе ($Q = 1$), а подача потенциала логического нуля на вход $\bar{R}$ вызывает появление на выходе сигнала $Q = 0$. Для примера рассмотрим ход рассуждений в этом случае. Пусть на входы $\bar{S}$ и $\bar{R}$ подана логическая 1. В этом случае в зависимости от предыдущих сигналов возможны два состояния выхода: $Q_n = 0$; $\bar{Q}_n = 1$; и $Q_n = 1$; $\bar{Q}_n = 0$. Напряжения кодов на входах и выходах логических элементов, верхний из которых обозначим *а*, а нижний — *б*, можно охарактеризовать с помощью табл. 8.5.

Таблица 8.5

Вариант 1							Вариант 2						
	а			*б*				*а*			*б*		
t	вход 1 (*S*)	вход 2	Q_n	вход 1 (*R*)	вход 2	$\bar{Q}_n$	*t*	вход 1 (*S*)	вход 2	Q_n	вход 1 (*R*)	вход 2	$\bar{Q}_n$
t_n	1	1	0	1	0	1	t_n	1	0	1	1	1	0
t_{n+1}	0	0	1	1	1	0	t_{n+1}	0	0	1	1	1	0
t'_{n+1}	1	1	0	0	0	1	t'_{n+1}	1	1	0	0	0	1

Из таблицы видно, что, в каком бы исходном состоянии ни был триггер в момент времени t_n, подача кода 0 на вход $\bar{S}$ в момент времени t_{n+1} переводит триггер в положение 1. Аналогично, подача на вход $\bar{R}$ нуля в момент t'_{n+1} обеспечивает установку триггера в положение 0. В триггерах, показанных на рис. 8.19, *б*,

в, установка в определенное их состояние осуществляется кодом логической 1 (положительная логика).

Для нормальной работы триггера необходимо, чтобы длительность сигналов, действующих на его входах, была больше задержки переключения обоих плеч триггера.

Асинхронные *RS*-триггеры находят ограниченное применение в качестве самостоятельных устройств. Однако они часто входят составной частью в схемы более сложных триггеров. В ряде случаев *RS*-триггеры выпускают в виде самостоятельных микросхем. Так, например, в корпусе ИС типа 564ТР2 имеется четыре *RS*-триггера, имеющие свои информационные выходы $Q_1 - Q_4$ (1, 2, 9, 10 рис. 8.19, *в*). Кроме того, имеется один вход *E* разрешения приема информации. Если на нем имеется логическая 1, то все триггеры работают независимо друг от друга. При логическом 0 на входе *E* никакие сигналы на остальных входах триггеров не могут изменить их состояния.

Синхронизируемые (тактируемые) *RS*-триггеры имеют на входе каждого плеча схемы совпадения, первые входы которых объединены и являются входами синхронизирующих (тактирующих) импульсов. На вторые входы подают информационные сигналы. Такое включение обеспечивает поступление на входы *R* и *S* триггера информационных сигналов только во время действия потенциала импульсов синхронизации. Некоторые варианты синхронизируемых *RS*-триггеров показаны на рис. 8.20, *а*, *б*.

Для примера рассмотрим работу триггера (рис. 8.20, *а*). Пусть триггер находится в положении $Q = 1$. На вход *R* подан сигнал логической 1. В этом случае при подаче тактирующего импульса на вход *C* верхняя схема И-НЕ сформирует на своем выходе сигнал нуля. Он вызовет появление выходного сигнала $\bar{Q}$, равного единице, как и в асинхронном *RS*-триггере.

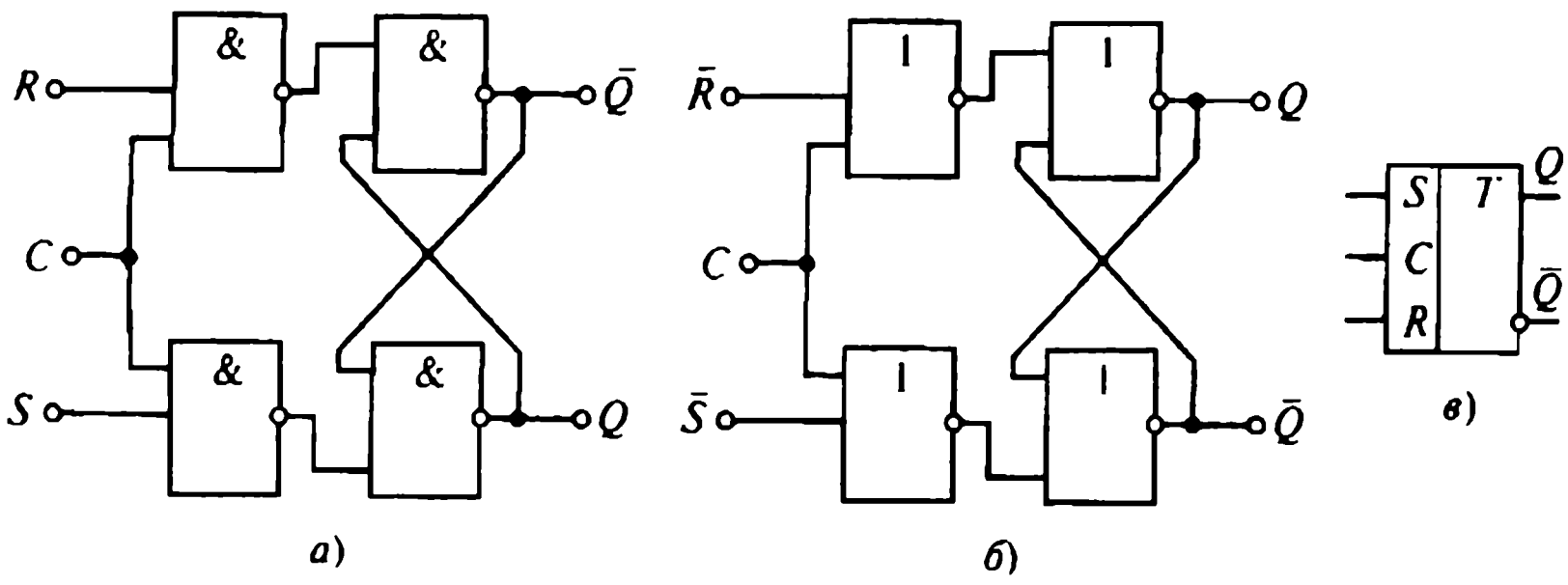


Рис. 8.20. Синхронизируемые *RS*-триггеры:
а — на ЛЭ И-НЕ; *б* — на ЛЭ ИЛИ-НЕ; *в* — условное обозначение синхронизируемого *RS*-триггера

Этот сигнал подается на второй вход нижней схемы И самого триггера и фиксирует, таким образом, ее состояние. Следовательно, по окончании тактового импульса, хотя левая верхняя схема совпадений и закроется, состояние триггера не изменится.

Аналогично, при комбинации $S = 1$ и $C = 1$ триггер установится в состояние $Q = 1$. Комбинация $R = S = C = 1$ является запрещенной, так как ведет к неопределенности, как и в асинхронном триггере.

Иногда используют двухтактные *RS*-триггеры, у которых первый импульс обеспечивает запись информации по входу *S*, а второй — по входу *R*. Возможны варианты с одним тактируемым и одним асинхронным входами.

Условное графическое обозначение синхронного триггера приведено на рис. 8.20, *в*.

Триггеры D-типа иногда называют *триггерами задержки*. У них имеется один информационный вход *D* и возможны два устойчивых состояния.

Логическое уравнение, описывающее работу *D*-триггера, имеет вид

$$Q^{n+1} = Q^n. \qquad (8.14)$$

Оно показывает, что состояние *D*-триггера в момент времени t_{n+1} совпадает с кодом входного сигнала, действующего в момент времени t_n.

Роль простейшего асинхронного *D*-триггера может выполнять схема, состоящая из двух или нескольких последовательно включенных логических элементов (рис. 8.21, *а*), в которой входной сигнал из-за задержки распространения в каждом логическом элементе сдвинут во времени относительно предыдущего входного сигнала.

В состав *D*-триггеров, применяемых на практике, обычно входят *RS*-триггеры, управление которыми организовано соответствующим образом. Возможная структура такого *D*-триггера показана на рис. 8.21, *б*. В нем вследствие задержки распространения в логических элементах сигнал на выходе *Q* появляется также с определенной задержкой времени.

Действительно, если на вход *D* был подан сигнал 1, то на выходе триггера $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. При подаче на вход *D* кода 0 на входе *S* *RS*-триггера, входящего в *D*-триггер, появится код 0, а на входе *R* из-за задержки распространения в логическом элементе останется код 0. Состояние триггера не изменится. Через промежуток времени, равный $t_{зд\,р}$, на входе *R* появится код 1, который

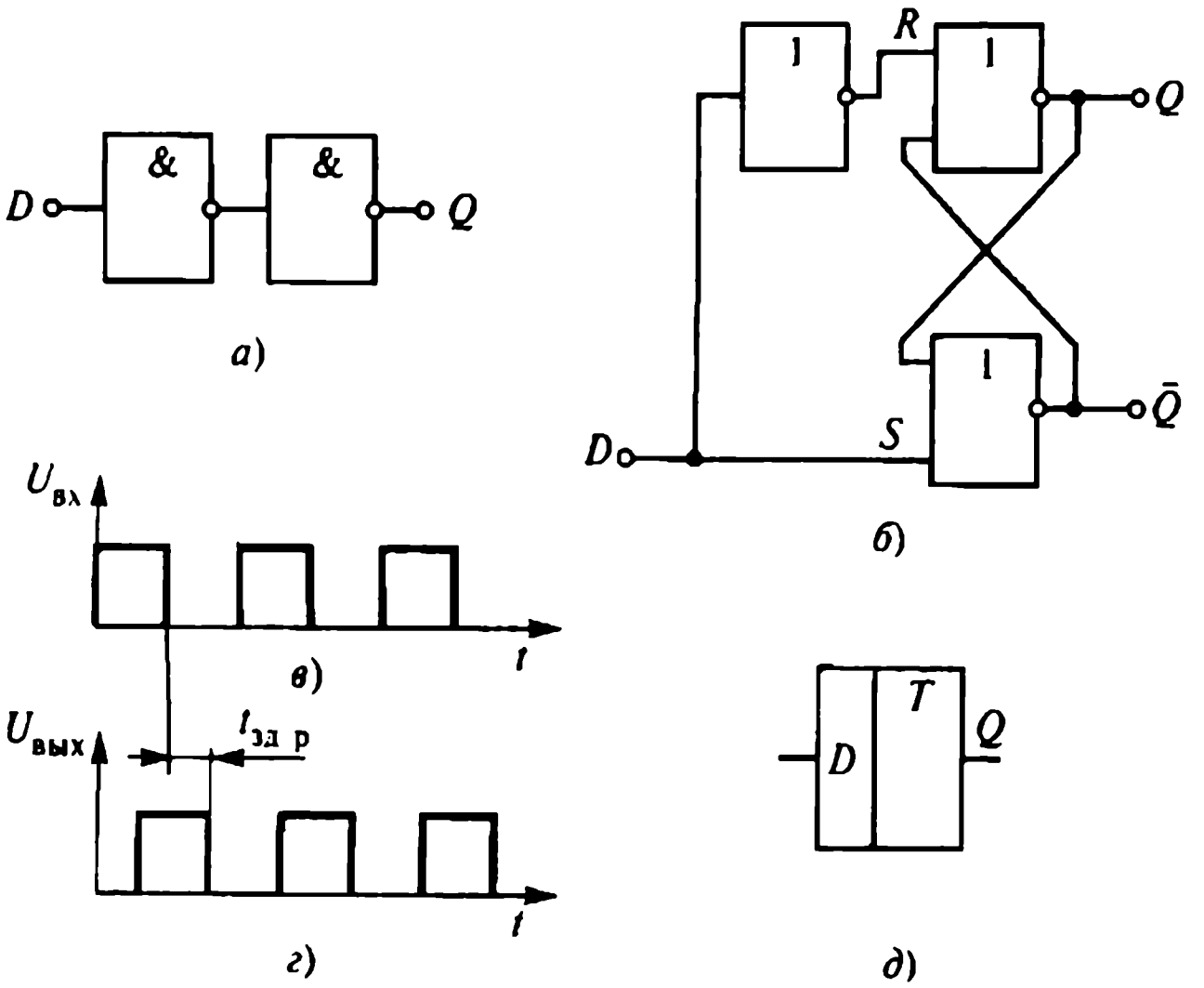


Рис. 8.21. Схемы асинхронных *D*-триггеров (*а*, *б*); диаграммы изменений входного и выходного напряжений (*в*, *г*); условное обозначение (*д*)

изменит состояние выхода Q на 0, а выхода $\bar{Q}$ — на 1. Другими словами, выходной сигнал повторит входной сигнал с задержкой $t_{зд\ р}$ (рис. 8.21, *в*, *г*). Если теперь сигнал входа D примет значение 1, то на выходе Q должен появиться сигнал 0. Но так как на входе R на время $t_{зд\ р}$ останется код 1, состояние триггера измениться не успеет. Через промежуток времени $t_{зд\ р}$ на выходе R появится 0, а на выходе Q установится код 1. Сигнал на выходе триггера опять повторит входной сигнал с задержкой $t_{зд\ р}$. Данный *D*-триггер работоспособен в том случае, когда задержка в элементах *RS*-триггера больше времени задержки дополнительно введенного элемента ИЛИ-НЕ, так что информация не теряется при возникающих неопределенных состояниях. Состояние триггера в различные моменты времени можно определить из табл. 8.6.

Таблица 8.6

t	Состояние триггера				
t_n	1	0	1	1	0
$t_{n+1} < t + t_{зд\ р}$	0	0	0	1	0
$t_{n+2} < t_n + t_{зд\ р}$	0	1	0	0	1
t_{n+3}	1	1	1	0	1
$t_{n+4} > t_{n+3} + t_{зд\ р}$	1	0	1	1	0

Варианты практической реализации синхронизируемых однотактных триггеров *D*-типа, выполненные на элементах И-НЕ или ИЛИ-НЕ, показаны на рис. 8.22, причем схема рис. 8.22, *а* тактируется сигналами логической 1, а схема рис. 8.22, *б* — сигналами логического 0. На рис. 8.22, *в* показано условное обозначение синхронизируемого *D*-триггера.

В отсутствие сигнала на входе *C* логические элементы *DD1* и *DD2* закрыты (они выполняют роль вентилей). Информационный сигнал на входе *D* не меняет состояние триггера. Если подается тактовый импульс $C = 1$ и при этом $D = 1$ (рис. 8.22, *а*), то на выходе *DD1* формируется потенциал логического 0. Этот сигнал, поступая на вход элемента *DD3*, устанавливает триггер в состояние $Q = 1$ и одновременно блокирует включение *DD2*. При $D = 0$ и $C = 1$ *DD1* останется закрытым, а на выходе его будет логическая 1. На выходе *DD2*, который в этом случае открыт, появится сигнал логического нуля и триггер установится в положение $Q = 0$.

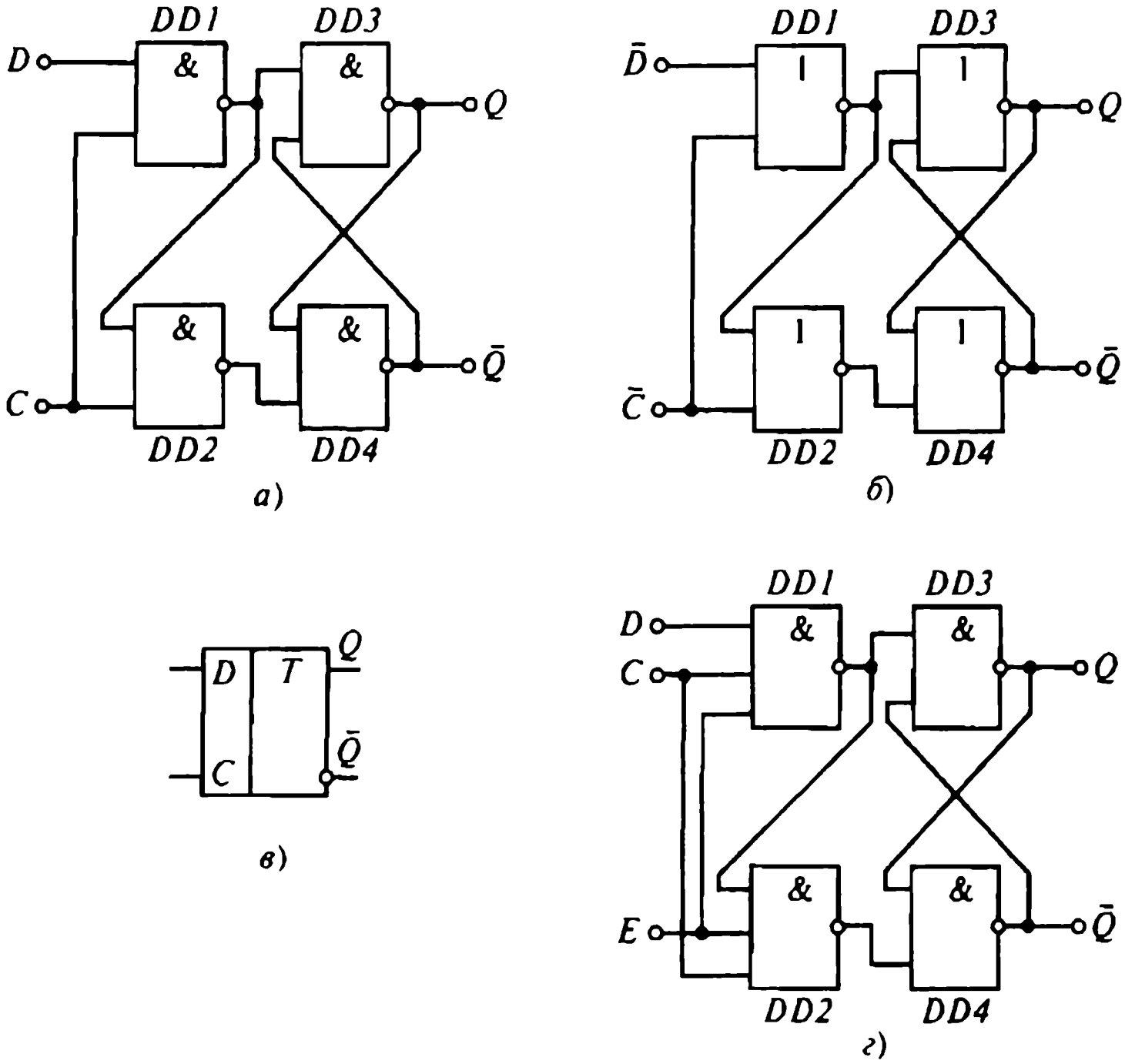


Рис. 8.22. Синхронизируемые *D*-триггеры:

а — на элементах И-НЕ; *б* — на элементах ИЛИ-НЕ; *в* — условное обозначение; *г* — *D*-триггер с дополнительным управляющим входом *E*

Таким образом, в триггере записывается та информация, которая была на входе *D* до прихода импульса синхронизации. Для четкой работы триггера (без сбоев) необходимо, чтобы к приходу следующего импульса синхронизации потенциалы выходов логических элементов приняли значения, исключающие ложные срабатывания. Поэтому минимальный интервал между импульсами синхронизации у триггеров с подобной структурой $t_{min} = 4t_{зд\,ср}$, а максимальная частота включения $f_{max} = 1/t_{min} = 0{,}25t_{зд\,ср}$, где $t_{зд\,ср}$ — среднее время задержки распространения сигнала одним ЛЭ.

Структура триггера не меняется, если в нем логические элементы И-НЕ будут заменены на ИЛИ-НЕ. При этом могут меняться местами выходы, а прямые входы могут меняться на инверсные.

При динамической синхронизации запись информации в *D*-триггер осуществляется в момент действия фронта или среза импульса синхронизации (при перепаде напряжения входа *C* 0, 1 или 1, 0).

У ряда *D*-триггеров также имеется дополнительный вход *E* (*V*) разрешения приема информации (*DV*-триггеры). При $E = 1$ такие триггеры функционируют как обычные *D*-триггеры, а при $E = 0$ сохраняют исходное состояние независимо от информации на входе *D*. Реализовать такой триггер можно путем введения в *D*-триггер дополнительного элемента И, включенного так, как показано на рис. 8.22, *г*. Наличие дополнительного входа *E* позволяет расширить функциональные возможности триггера и сохранять записанную информацию при непрерывном изменении сигналов на входах *D* и *C*. Запись информации возможна только в том случае, если на входе *E* будет логическая 1.

Промышленностью выпускаются микросхемы синхронизируемых *D*-триггеров с разными функциональными возможностями. Так, в ИС типа 155ТМ7 (рис. 8.23, *а*) в одном корпусе имеется четыре синхронизируемых *D*-триггера, причем каждая пара триггеров может синхронизироваться своим потенциалом входа синхронизации. У ИС типа 564ТМ2 (рис. 8.23, *б*) в одном корпусе имеется два триггера. Использована динамическая синхронизация перепадом сигнала 0, 1. Каждый триггер имеет входы независимой установки в состояние 0 (*R1* и *R2*) и состояние 1 (*S1* и *S2*). ИС типа 155ТМ8 (рис. 8.23, *в*) содержит четыре *D*-триггера с динамической синхронизацией фронтом 0, 1 и инверсным входом $\overline{R}$ установки в нулевое состояние.

Триггер Т-типа — это логическая схема с двумя устойчивыми состояниями и одним информационным входом *T*, изменяющая свое состояние на противоположное всякий раз, когда на вход *T* поступает управляющий сигнал. Его часто называют *триггером со*

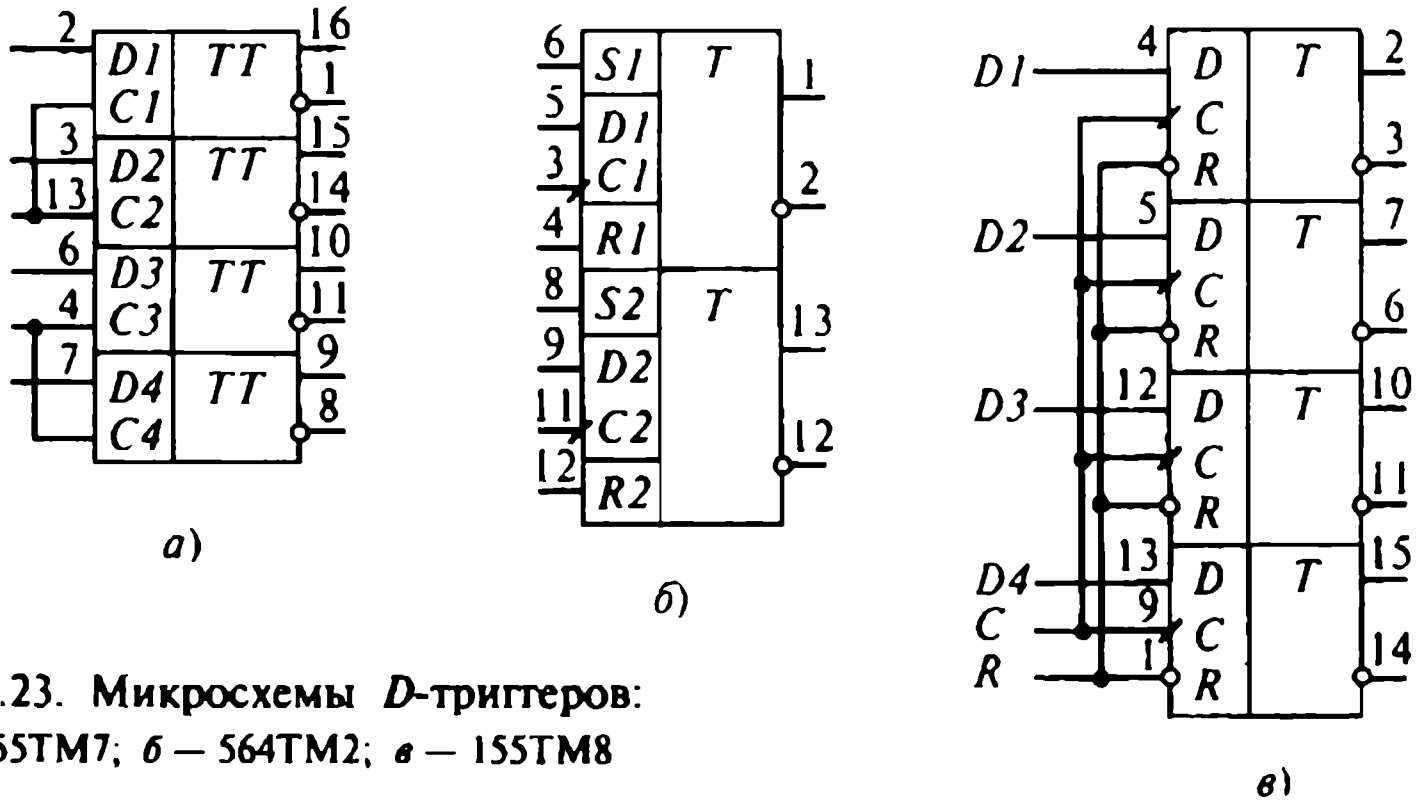


Рис. 8.23. Микросхемы *D*-триггеров:
а — 155ТМ7; *б* — 564ТМ2; *в* — 155ТМ8

счетным входом. Основным способом построения счетных триггеров является введение соответствующих обратных связей в тактируемые *RS*- и *D*-триггеры.

Рассмотрим реализацию *T*-триггера на основе схемы *D*-триггера с динамической синхронизацией. Для этого инверсный выход $\bar{Q}$ соединим с входом *D*, а информационный сигнал подадим на вход *C* (рис. 8.24, *а*). Пусть исходное состояние триггера будет таким, что сигнал на выходе $Q = 0$, а на выходе $Q = 1$. Следовательно, и сигнал на выходе *D* равен логической единице. При первом же перепаде напряжений 0, 1 на входе синхронизации *C* триггер примет единичное состояние ($Q = 1$), так как на его входе будет потенциал логической 1. При этом потенциалы на выходе $\bar{Q}$ и на входе *D* соответствуют логическому нулю.

Так как переключение триггера происходит в течение очень короткого времени, то изменение сигнала на входе *D*, происходящее с небольшой задержкой относительно момента срабатывания триггера, не может изменить его состояния. Таким образом, первый импульс синхронизации установит триггер в состояние 1. На его входе *D* будет потенциал логического 0. Поэтому следующий перепад напряжения 0, 1 на входе *C* установит триггер в состояние 0. Потенциал на входе *D* станет равным логической 1. Таким образом, состояние триггера меняется на противоположное при каждом перепаде импульса напря-

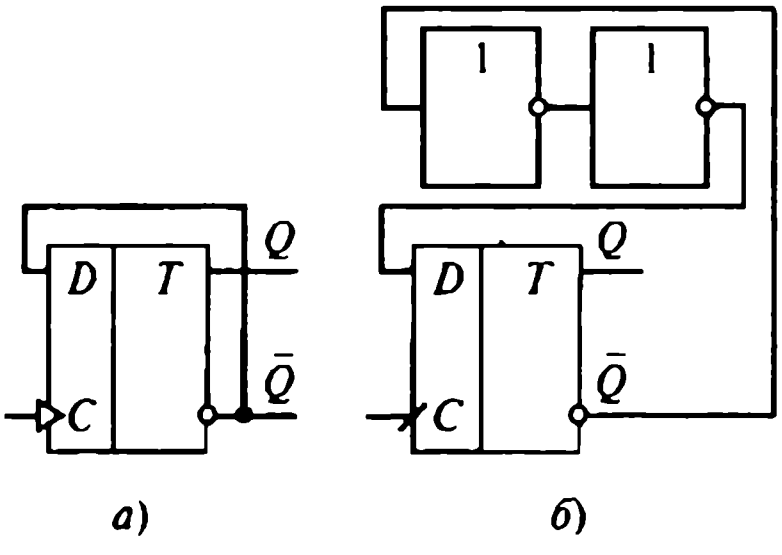


Рис. 8.24. *T*-триггер, выполненный на основе *D*-триггера (*а*); устранение «гонки» в *T*-триггере (*б*)

жения на входе синхронизации и триггер как бы считает проходящие импульсы.

Подобный *D*-триггер нормально функционирует в том случае, если сигнал на входе *D* не успевает измениться за время переключения триггера. В противном случае начнется «состязание» или «гонки». В результате их триггер может переключиться два раза или более вследствие быстрого изменения сигнала на входе *D*, которое он успевает отработать. Для исключения этого выход соединяют с входом *D* через линию задержки, в качестве которой можно использовать один или два логических элемента (рис. 8.24, *б*). Их задержка распространения сигнала обычно бывает достаточной для четкой работы *T*-триггеров, выполненных на микросхемах любых типов.

У *T*-триггеров также может иметься дополнительный вход *E* (*V*) разрешения приема информации. Действие его аналогично действию *E*-входа *RS*- и *D*-триггеров. Промышленность не выпускает самостоятельных ИС *T*-триггеров. Их обычно получают путем соответствующих включений *D*- и *JK*-триггеров.

Триггер JK-типа часто называют универсальным. Это устройства, имеющие входы *J* и *K*, у которых нет неопределенного состояния. Если на входы *J* и *K* подаются сигналы логической единицы, то состояние *JK*-триггера меняется на противоположное при каждом новом приходящем импульсе. Другими словами, если входы *J* и *K* объединены между собой, то *JK*-триггер работает как *T*-триггер. В остальных случаях он функционирует как триггер *RS*-типа. При этом вход *J* эквивалентен входу *S*, а *K* — входу *R*. На рис. 8.25, *а* показана структурная схема простейшего *JK*-триггера. При одновременной подаче на входы *J* и *K* сигнала

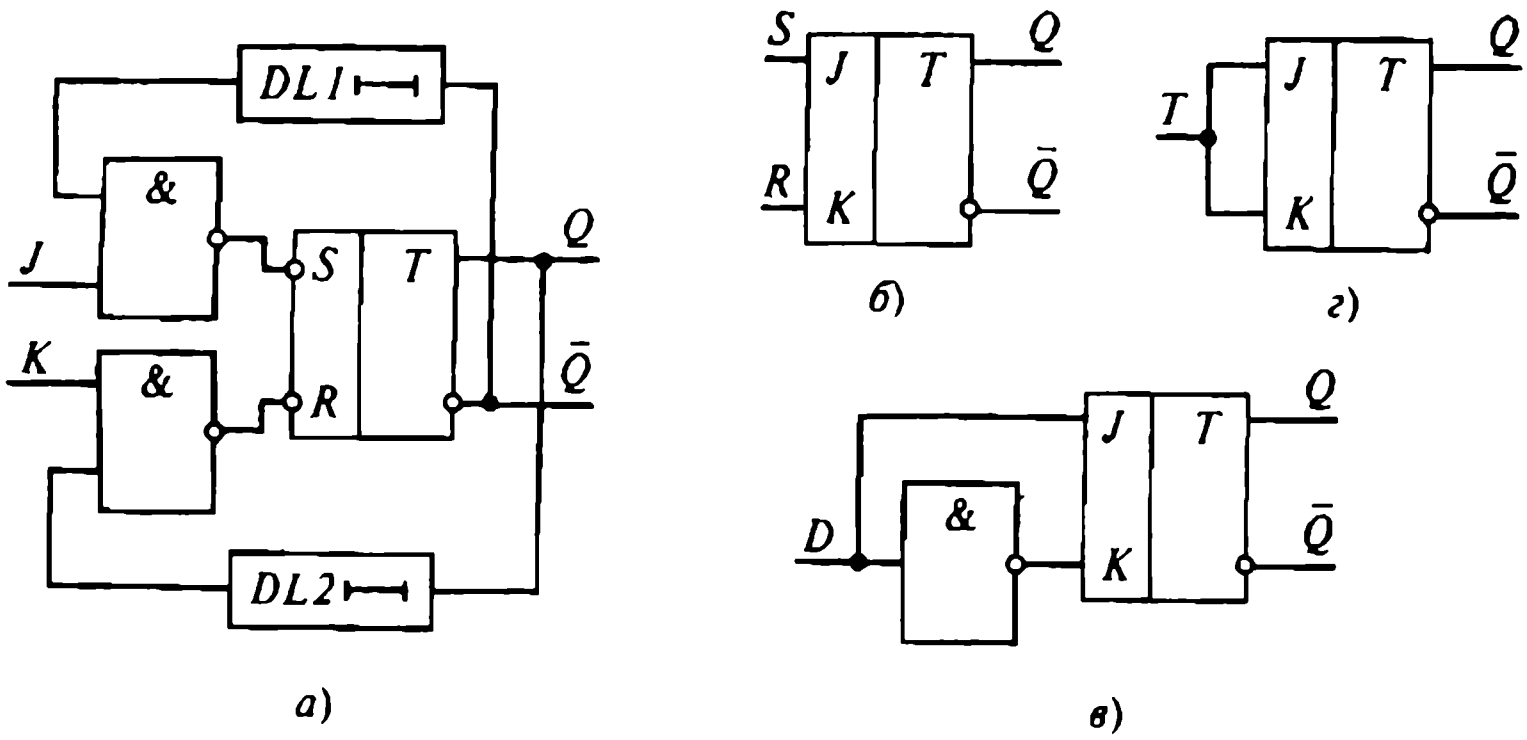


Рис. 8.25. Схема *JK*-триггера (*а*); применение тригтера для построения триггеров *RS* (*б*), *D* (*в*) и *T* (*г*)

логической единицы триггер с помощью соответствующих схем совпадений устанавливается в положение 1 или 0 в зависимости от его начального состояния (т. е. ведет себя как триггер *T*-типа). Если сигнал подается на вход *J* или *K*, то триггер, аналогично *RS*-триггеру, устанавливается соответственно в состояние 1 или 0. Линии задержки необходимы для устранения «состязаний» сигналов. Так, если при объединенных входах *J* и *K* за время действия входного сигнала произойдет изменение потенциала на входе одного из входных ЛЭ, то триггер переключится дополнительно. Для устранения подобных сбоев длительность входного сигнала должна быть меньше времени задержки распространения, вносимых линиями задержки *DL*.

Триггер *JK*-типа *универсальным* называют потому, что на его основе с помощью несложных коммутационных изменений можно получить *RS*- и *T*-триггеры (рис. 8.25, *б*, *в*, *г*).

В интегральной схемотехнике *JK*-триггеры обычно выполняются *синхронными* и *двухступенчатыми*. В них имеется основной триггер (первая ступень), в который записывается приходящая информация, и вспомогательный (вторая ступень), в который переписывается информация из основного триггера.

Построение *двухступенчатого* триггера разберем на примере схемы рис. 8.26, *а*. Он состоит из основного триггера на логических элементах *DD3*, *DD4* с вентилями *DD1* и *DD2* и дополнительного триггера на логических элементах *DD7*, *DD8* с вентилями *DD5* и *DD6*. Дополнительный триггер также является тактируе-

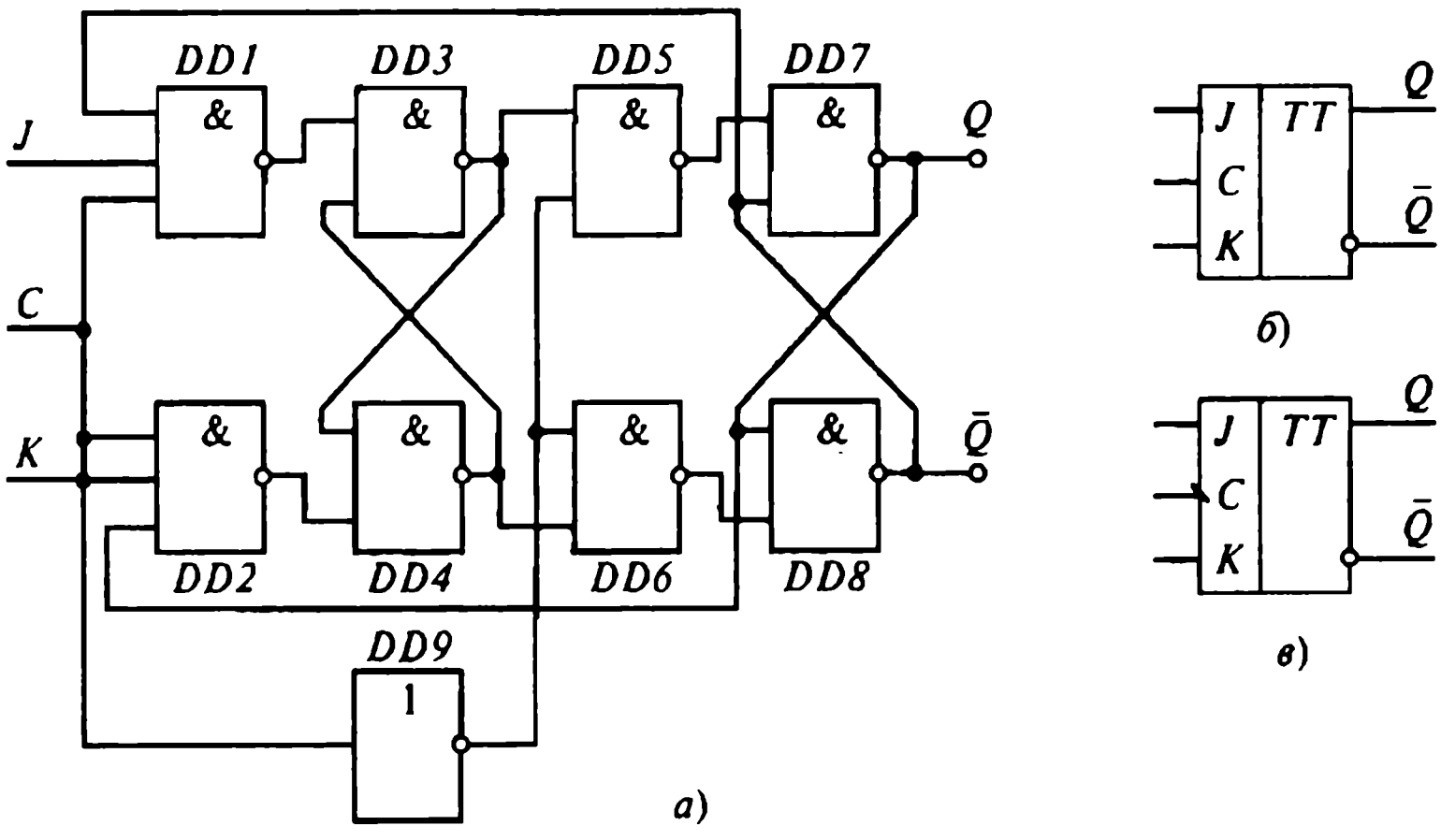


Рис. 8.26. Схема двухступенчатого *JK*-триггера (*а*) и его условные обозначения (*б*, *в*)

мым, причем в отличие от основного он синхронизируется потенциалом логического 0. Для этой цели в схему введен инвертор *DD9* на логическом элементе ИЛИ-НЕ.

Рассмотрим работу триггера при разных комбинациях входного сигнала. Пусть в исходном положении триггер находится в нулевом состоянии ($Q = 0$). Тогда на одном из входов вентилей *DD1* и *DD2* будут соответственно логическая 1 ($\overline{Q} = 1$) и логический 0 ($Q = 0$). При отсутствии тактового импульса на выходе *C* вентили *DD1* и *DD2* закрыты независимо от того, какие сигналы на остальных входах *DD1* и *DD2*.

Пусть на вход *J* подан сигнал логической 1. Тогда с приходом импульса синхронизации *C1* вентиль *DD1* откроется, а вентиль *DD2* останется закрытым. Одновременно закроются оба вентиля *DD5* и *DD6* сигналом логического 0, снимаемого с выхода инвертора *DD9*. Сигнал логического нуля, снимаемого с открытого вентиля *DD1*, записывает в основной триггер информацию, устанавливая его в состояние 1. Тогда на одном из входов вентиля *DD5* будет сигнал логической 1, а на входе вентиля *DD6* — сигнал логического 0. Однако эти сигналы никак не меняют состояние вспомогательного триггера, так как эти вентили во время действия импульса синхронизации $C = 1$ закрыты. По его окончании на вторых входах вентилей *DD5* и *DD6* появится логическая 1, а вентили *DD1* и *DD2* закроются. Так как основной триггер находится в положении *1*, то откроется вентиль *DD5* и информация запишется во вспомогательный триггер, который установится в положении 1 ($Q = 1$).

Совершенно аналогично сигнал, поданный на вход *K* ($K = 1$), установит триггер в состояние логического нуля: $Q = 0$.

Таким образом, в триггере данного типа изменение выходного сигнала происходит только в моменты, когда потенциал *C* переходит из 1 в 0. Поэтому говорят, что эти триггеры тактируются фронтом или срезом в отличие от триггеров, тактируемых потенциалом.

Если соединить вместе входы *J* и *K*, то триггер станет счетным и превратится в триггер *T*-типа. Действительно, если триггер находится в положении 1 ($Q = 1$), то при одновременной подаче $K = J = 1$ и $C = 1$ вентиль *DD1* будет закрыт сигналом 0 ($\overline{Q} = 0$), снимаемым с выхода триггера. Так как открывается только вентиль *DD2*, триггер установится в нулевое состояние $Q = 0$. При этом выходной потенциал $Q = 0$ блокирует вентиль *DD2*. Поэтому следующая комбинация $K = J = C = 1$ переводит триггер в состояние $Q = 1$ и т. д. Если входы *J*, *K*, *C* объединить между собой, то синхронный *JK*-триггер будет работать как синхронный

T-триггер. Тот же результат получается в случае, если на входы *J* и *K* подать логическую 1, а счетные импульсы — на вход *C*.

Двухступенчатый триггер ведет себя подобно триггеру с инверсной динамической синхронизацией, хотя и основной, и вспомогательный триггеры имеют статическое управление.

Промышленностью выпускаются *JK*-триггеры, имеющие разные функциональные возможности. Так, в ИС типа 155ТВ1 (рис. 8.27, *а*) на входах *J* и *K* установлены трехвходовые логические элементы И и имеются входы раздельной установки в состояние 0 (*R*) и состояние 1 (*S*). Использование этой микросхемы в качестве *T*-триггера показано на рис. 8.27, *б*, а несинхронизируемого *RS*-триггера — на рис. 8.27, *в*. Наличие логического элемента И на входах *J* и *K* расширяет функциональные возможности микросхемы. Так, при введении дополнительных логических элементов и использовании логики, имеющейся во входных цепях триггеров, удается реализовать устройства с видоизмененными уравнениями функционирования. В ряде случаев они имеют свои названия, например триггеры типа *S* (при $S = R = 1$ устанавливаются в единичное состояние), типа *R* (при $S = R = 1$ устанавливаются в нулевое состояние), типа *E* (при $S = R = 1$ не меняют своего состояния).

Переходные процессы в триггерах, выполненных на основе интегральных логических элементов, протекают достаточно быстро.

При ориентировочной оценке можно считать, что для каждой пары логических элементов, соединенных так, что образуется петля положительной ОС, длительность фронта и среза равна времени задержки распространения сигнала в этих логических элементах.

Из рассмотренного следует, что триггеры осуществляют запоминание информации и остаются в заданном состоянии после прекращения действия переключающих сигналов. Поэтому они относятся к классу устройств, которые носят название *конечных*

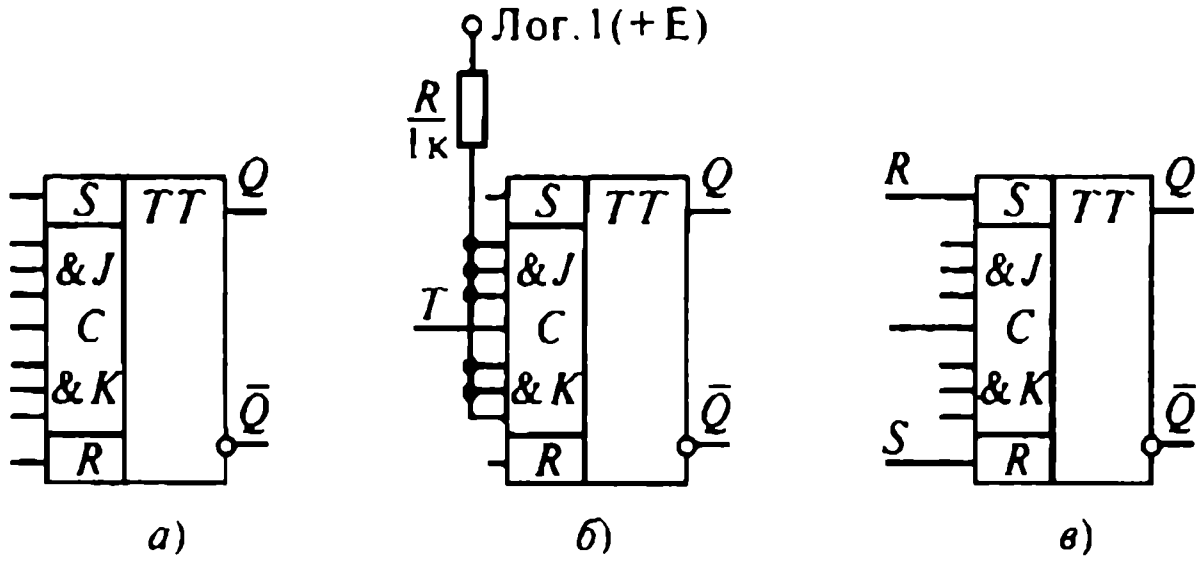


Рис. 8.27. Микросхема *JK*-триггера типа 155ТВ1 (*а*) и ее включение *T*-триггером (*б*) и *RS*-триггером (*в*)

автоматов — устройств, имеющих память об их предыдущем состоянии.

Триггеры широко используют при цифровой обработке информации в устройствах измерительной техники, автоматики и вычислительной техники.

§ 8.5. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ТРИГГЕРЫ

Несимметричные триггеры часто называют *триггерами Шмитта*. По своим свойствам они существенно отличаются от симметричных триггеров, так как у них нет памяти о предыдущем состоянии. Несимметричный триггер — это регенеративное устройство, имеющее гистерезисную передаточную характеристику, у которой выходной сигнал может принимать два значения. Переход от одного уровня выходного напряжения к другому происходит скачкообразно при определенном значении входного сигнала — напряжении срабатывания. Возвращение в исходное состояние происходит при другом уровне входного сигнала — напряжении отпускания. По модулю оно всегда меньше напряжения срабатывания на величину ΔU, характеризующую ширину петли гистерезиса.

Подобные регенеративные устройства обычно используются для формирования резких перепадов напряжения из сравнительно медленно меняющихся входных сигналов.

Рассмотрим работу триггера Шмитта (рис. 8.28, *а*). Пусть транзистор *VT2* открыт и насыщен, а транзистор *VT1* закрыт. В режиме насыщения падение напряжения на транзисторе *VT2* близко к нулю. Это позволяет показать его в виде точки («стянуть» в точку) на эквивалентной схеме рис. 8.28, *б*. Такой прием широко применяется при анализе устройств с насыщенными ключами.

Через транзистор *VT2* (рис. 8.28, *б*) протекает ток, создающий на резисторе $R_э$ падение напряжения. Параметры резисторов R_3, R_4, $R_э$ выбраны так, что напряжение $U_{БЭ}$ транзистора *VT1* меньше порогового, и он находится в области глубокой или неглубокой отсечки. Для определенности будем считать, что падение напряжения на резисторе $R_э$ таково, что транзистор *VT1* находится в области глубокой отсечки и ток его базы $I_{БО1}$ равен $I_{БО1} = -I_{КБО1}$ (рис. 8.28, *б*).

При подаче входного напряжения $U_{вх}$ транзистор *VT1* откроется в тот момент, когда напряжение $U_{БЭ}$ транзистора *VT1* станет равным пороговому. Отпирание транзистора *VT1* приводит к увеличению тока через резистор $R_{к1}$ и повышению падения напряжения на нем. Соответственно потенциалы коллектора транзистора *VT1* и базы транзистора *VT2* понижаются. Это приводит к уменьшению тока базы транзистора *VT2* и выходу его из состояния насыщения в активную область. Возникает *регенерация*. Уме-

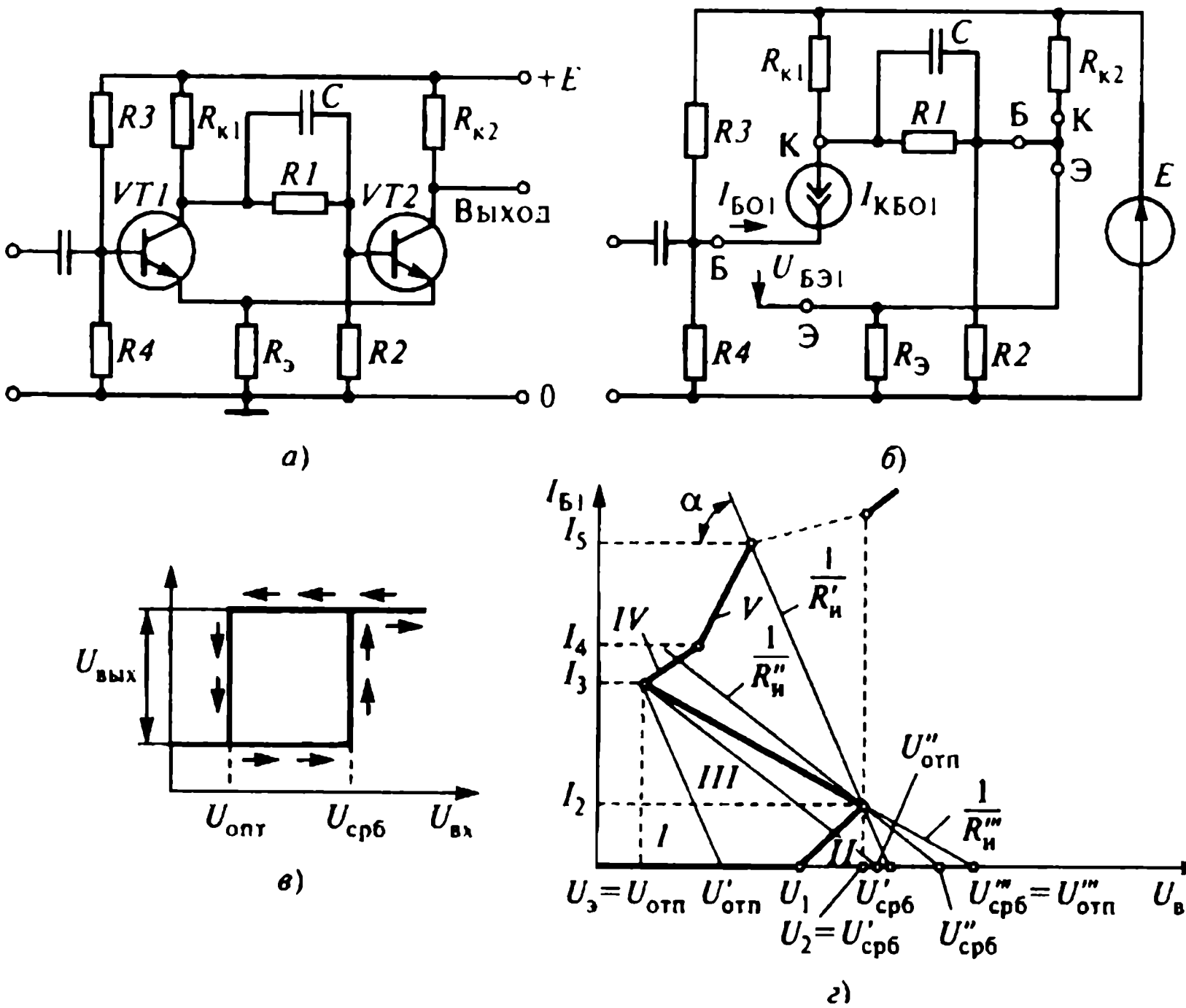


Рис. 8.28. Схема триггера Шмитта (*а*), его эквивалентная схема (*б*), передаточная (*в*) и входная (*г*) характеристики

ньшение тока транзистора *VT2* приводит к снижению падения напряжения на резисторе $R_э$. При этом повышается напряжение $U_{БЭ1}$ и уменьшаются потенциал его коллектора, токи базы и коллектора транзистора *VT2* и дополнительно снижается падение напряжения на резисторе $R_э$. Последнее приводит к дальнейшему увеличению тока базы транзистора *VT1* и снижению потенциала его коллектора. Процесс идет лавинообразно. В результате транзистор *VT2* попадает в область отсечки, а транзистор *VT1* насыщается или находится на границе области насыщения. Напряжение, при котором происходит переброс триггера, называется напряжением *срабатывания* $U_{срб}$ (рис. 8.28, *в*). Дальнейшее увеличение входного напряжения увеличивает только глубину насыщения транзистора *VT1*, так как ток $I_{К1}$ уменьшается из-за увеличения тока $I_{Э1}$ и соответствующего увеличения падения напряжения на сопротивлении $R_э$.

Если теперь уменьшать входное напряжение, то обратное опрокидывание триггера происходит не в точке $U_{срб}$, а при не-

сколько меньшем напряжении $U_{отп}$. Напряжение, при котором происходит возврат триггера в исходное состояние, называется напряжением отпускания $U_{отп}$.

Параметры элементов схемы выбирают так, чтобы ток транзистора *VT2*, находящегося в режиме насыщения $I_{К\,нас2} \approx E/(R_{к2} + R_э)$, был больше тока насыщения транзистора *VT1* $I_{К\,нас1} \approx E/(R_{к1} + R_э)$.

Соответственно падение напряжения $U_Э$ на резисторе $R_э$ при насыщенном транзисторе *VT2* больше, чем при открытом транзисторе *VT1*. Этим и обусловлено то, что модуль напряжения $|U_{отп}|$ всегда меньше $|U_{срб}|$. Действительно, при напряжении $U_{срб}$ из-за меньшего падения напряжения на резисторе $R_э$ напряжение $U_{БЭ}$ транзистора *VT1* таково, что он находится в области насыщения.

Потенциал базы транзистора *VT2* составляет часть потенциала коллектора транзистора *VT1*. Следовательно, транзистор *VT2* находится в области глубокой отсечки. Он может открыться только после того, как транзистор *VT1* выйдет из насыщения и коллекторный ток $I_{К1}$ достаточно уменьшится. Только тогда потенциал $U_{К1}$, пониженный делителем R_1, R_2, станет равным пороговому напряжению, что требуется для отпирания транзистора *VT2*.

В соответствии со сказанным передаточная характеристика триггера Шмитта имеет вид, показанный на рис. 8.28, *в*. Она соответствует режиму идеального источника напряжения на входе триггера ($R_и = 0$).

При реальном источнике входного сигнала напряжения отпирания и закрывания оказываются больше соответствующих величин $U_{срб}$ и $U_{отп}$, а при достаточно большом сопротивлении источника триггер вообще может перестать переключаться. Это обусловлено тем, что высокоомный источник приближается к генератору тока. Тогда ток во входной цепи мало зависит от падения напряжения на резисторе $R_э$. Следовательно, регенерация будет отсутствовать и триггер потеряет свои основные свойства.

Для оценки предельного значения внутреннего сопротивления источника входного сигнала используют входную характеристику триггера (рис. 8.28, *г*). Ее снимают, задавая значение входного тока от генератора с высоким выходным сопротивлением.

Характеристика имеет пять ярко выраженных участков.

На участке *I* входной ток $I_{Б1} \approx 0$. Это соответствует закрытому состоянию транзистора *VT1*. При напряжении U_1 транзистор *VT1* отпирается. Рабочая точка переходит на участок *II*, на котором его эмиттерный переход смещен в прямом направлении тока. Потенциал база — эмиттер транзистора *VT1* с повышением $I_{Б1}$ увеличивается по модулю. На участке *II* транзистор *VT2* открыт и насыщен. Часть тока, протекающего через резистор $R_{к1}$, ответвляется в

его базу. При токе $I_{Б1} = I_2$ и напряжении $U_{вх} = U_2$ транзистор *VT2* выходит из насыщения. На участке *III* оба транзистора работают в активном режиме и действует положительная ОС. Уменьшение тока транзистора *VT2* вызывает увеличение тока транзистора *VT1* и уменьшение падения напряжения на резисторе $R_э$. В точке I_3, U_3 транзистор *VT2* запирается, а транзистор *VT1* продолжает работать в активном режиме. На участке *IV* увеличение тока $I_{Б1}$ сопровождается пропорциональным увеличением тока эмиттера $I_{Э1}$ и напряжения $U_{вх}$. При токе $I_{Б1} = I_4$ и напряжении $U_{вх} = U_4$ транзистор *VT1* входит в насыщение. Дальнейший рост $U_{вх}$ на участке *V* обусловлен увеличением падения напряжения на входном сопротивлении триггера, создаваемого током $I_{Б1}$.

Во входной характеристике легко оценить роль сопротивления источника сигнала $R_и$ и получить критерий триггерного режима. Если $R_и = 0$, то линиями нагрузки являются вертикальные прямые. В этом случае в точках U_2, U_3 имеют место скачки тока базы $I_{Б1}$. В общем случае при $R_и \neq 0$ напряжения отпускания $U'_{отп}$ и срабатывания $U'_{срб}$ зависят от сопротивления источника сигнала:

$$U'_{отп} = U_{отп} + I_3 R_и; \quad U'_{срб} = U_{срб} + I_2 R_и.$$

С ростом сопротивления $R_и$ рабочая точка, характеризующая состояние после срабатывания, перемещается с участка *V* на участок *IV*. Рабочая точка, характеризующая схему сразу после отпускания, с участка *I* перемещается на участок *II*. При этом напряжения срабатывания и отпускания сближаются и при определенном значении сопротивления источника $R''_и$ сливаются. При этом цепь перестает работать как триггер, а превращается в регенеративный усилитель, имеющий большое усиление за счет положительной ОС с петлевым усилением $K\beta \approx 1$.

Таким образом, различие в уровнях срабатывания и отпускания является необходимым условием работы цепи в триггерном режиме.

Следует обратить внимание на некоторую возможную нестабильность уровней срабатывания и отпускания. Их разброс и дрейф обусловлены разбросом параметров и старением элементов цепи, а также влиянием внешних условий, особенно температуры. Эти возможные нестабильности уровней необходимо учитывать при использовании триггеров Шмитта на транзисторах в качестве различных сравнивающих устройств.

Триггеры Шмитта выпускаются в виде самостоятельных микросхем в составе отдельных серий, например типа К155ТЛ1, К155ТЛ2, К155ТЛ3, 564ТЛ1 и др. В их входную цепь часто включен логический элемент И, расширяющий функциональные

возможности интегральной схемы. Так, в микросхеме 564ТЛ1 (рис. 8.29, *а*) в одном корпусе выполнены четыре триггера Шмитта. На входе триггеров установлен двухвходовой элемент И, а на каждом выходе — инвертор сигнала, уменьшающий влияние сопротивления нагрузки на значение и форму выходного сигнала. Напряжение срабатывания у триггеров на биполярных транзисторах (серии 155, 133) около 1,5 В. Напряжение отпускания около 1 В. У триггеров серий КМОП (564, 176) напряжения срабатывания и отпускания зависят от напряжения источника питания. Так, у 564ТЛ1 $U_{срб}$ равны 2,9, 5,2, 7,3 В при напряжениях питания 5, 10 и 15 В. Соответственно напряжения отпускания равны 0,7, 1,0, 1,3 В.

Интегральные триггеры Шмитта устанавливают перед логическими элементами в тех случаях, когда им приходится работать с входными сигналами, имеющими значительную длительность фронтов. В этих случаях триггеры Шмитта повышают крутизну нарастания сигналов, «предохраняют» ЛЭ от длительного нахождения в активном режиме, в котором те могут самовозбудиться, и подвергаются повышенному действию помех.

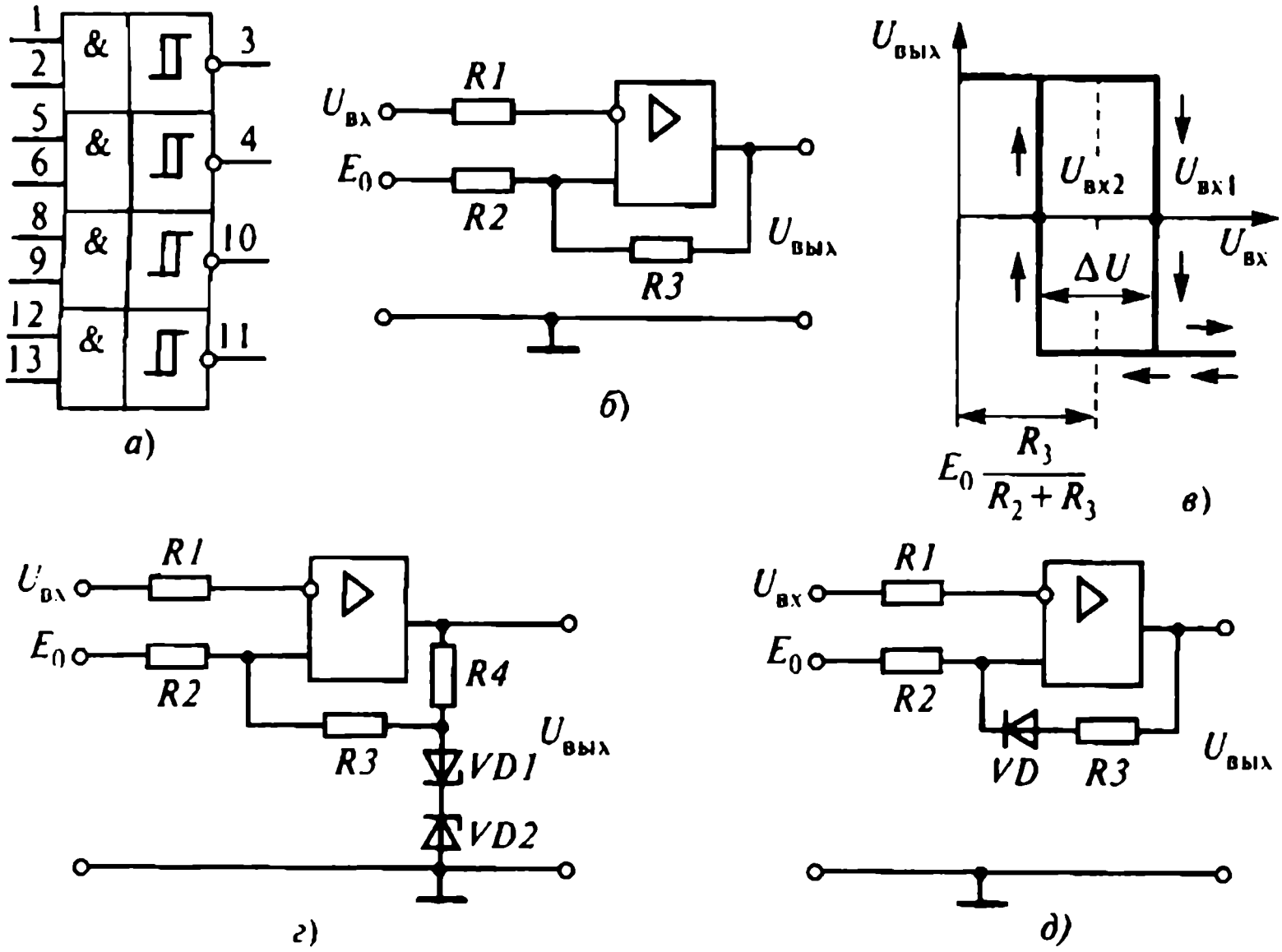


Рис. 8.29. Микросхема 564ТЛ1 (*а*); триггер Шмитта на ОУ (*б*) и его передаточная характеристика (*в*); триггеры Шмитта с улучшенными характеристиками (*г*) и работающие защелкой (*д*)

При необходимости получить повышенную стабильность напряжений срабатывания и отпускания триггеры Шмитта выполняют на операционных усилителях, например так, как показано на рис. 8.29, *б*. Уровень входного сигнала его срабатывания определяется значением напряжения E_0. Его можно легко регулировать в широких пределах.

Рассматриваемый триггер Шмитта представляет собой ОУ, охваченный положительной ОС с помощью резисторов R_2, R_3. Коэффициент ОС $\beta = R_2/(R_2 + R_3)$.

Из теории обратной связи известно, что усилитель, охваченный положительной ОС, переходит в автогенераторный режим или становится регенеративным устройством при выполнении условия $K\beta \geq 1$. Следовательно, если $R_2/(R_2 + R_3) > 1/K$, то данное устройство будет обладать регенеративными свойствами и выходная характеристика будет релейной.

Пусть на инвертирующий вход подано входное напряжение, существенно меньшее E_0. Тогда ОУ находится в состоянии, в котором $U_{вых} = U^{+}_{вых\ max}$. Значение этого напряжения определяется типом ОУ и напряжениями питания

$$U_{н1} = E_0 + \frac{(U^{+}_{вых\ max} - E_0)R_2}{R_2 + R_3} = \frac{U^{+}_{вых\ max}R_2 + E_0 R_3}{R_2 + R_3}. \qquad (8.15)$$

Если пренебречь влиянием синфазного сигнала, то можно считать, что выходной сигнал ОУ начнет изменяться в том случае, если между его входами будет разность напряжений, меньшая ΔU_1,

$$\Delta U_1 = U^{+}_{вых\ max} / K_{у\,и}, \qquad (8.16)$$

где $K_{у\,и}$ — коэффициент усиления ОУ.

Таким образом, если входное напряжение $U_{вх}$ будет меняться, то в тот момент, когда разность напряжений между входами станет меньше ΔU_1, напряжение на выходе ОУ изменится. ОУ выйдет из состояния насыщения, и вследствие действия цепи положительной ОС начнет регенеративный процесс. Так как на неинвертирующем входе напряжение равно $U_{н1}$, то регенерация начнется в момент времени, когда

$$U_{вх1} = U^{+}_{вых\ max}\frac{R_2}{R_2 + R_3} + E_0\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \Delta U_1, \qquad (8.17)$$

или

$$U_{вх1} = U^{+}_{вых\ max}\left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{1}{K}\right) + E_0\frac{R_3}{R_2 + R_3}. \qquad (8.18)$$

В результате процесса регенерации ОУ окажется снова в состоянии насыщения, но выходное напряжение будет уже противоположного знака и равно $U^{-}_{вых\ max}$. Процесс регенерации протекает следующим образом: как только входное напряжение станет равным $U_{вх1}$, усилитель выходит из насыщения. Выходное напряжение начинает уменьшаться, снижая напряжение на неинвертирующем входе. Это приводит к уменьшению разности потенциалов между входами и дальнейшему снижению выходного напряжения. После того как выходное напряжение перейдет нулевое значение, разность потенциалов между входами начнет возрастать по модулю, но полярность меняется на противоположную. Процесс протекает лавинообразно, и в итоге усилитель «попадает» в насыщение по другой полярности. На входе ОУ, который не инвертирует входной сигнал, установится напряжение

$$U_{н2} = E_0 - \frac{(|U^{-}_{вых\ max}| + E_0)R_2}{R_2 + R_3} =$$
$$= -|U^{-}_{вых\ max}|\frac{R_2}{R_2 + R_3} + E_0\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right). \qquad (8.19)$$

Это состояние будет устойчивым при всех значениях входного напряжения, больших $U_{вх1}$.

Если теперь уменьшить входное напряжение, то выходное напряжение не изменит своего значения до момента, пока ОУ не выйдет из насыщения, что имеет место при дифференциальном сигнале ОУ:

$$\Delta U_2 = U^{-}_{вых\ max} / K_{у.и}. \qquad (8.20)$$

Процесс регенерации, обусловленный выходом ОУ в активную область, начнется при

$$U_{вх2} = -|U^{-}_{вых\ max}|\frac{R_2}{R_2 + R_3} + E_0\frac{R_3}{R_2 + R_3} + \Delta U_2. \qquad (8.21)$$

Подставив (8.20) в (8.21), получим

$$U_{вх2} = -|U^{-}_{вых\ max}|\left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{1}{K}\right) + E_0 \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \qquad (8.22)$$

Разные входные напряжения, при которых формирователь срабатывает, говорит о наличии гистерезиса, аналогичного гистерезису у триггера Шмитта. Ширина петли гистерезиса определится разностью входных напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$:

$$\Delta U = U_{вх1} - U_{вх2} = (U^{+}_{вых\ max} + |U^{-}_{вых\ max}|)\left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{1}{K}\right). \qquad (8.23)$$

Как видно из выражения (8.23), ширина петли гистерезиса зависит от напряжений $U^{+}_{вых\ max}$ и $U^{-}_{вых\ max}$, а также от коэффициента обратной связи. Если $\beta = 1/K$, то гистерезис отсутствует совсем, так как выражение, стоящее во вторых скобках в (8.23), обращается в нуль. Если $\beta >> 1/K$, то (8.23) можно упростить и записать в виде

$$\Delta U = (U^{+}_{вых\ max} + |U^{-}_{вых\ max}|)\frac{R_2}{R_2 + R_3}. \qquad (8.24)$$

Таким образом, передаточная характеристика формирователя имеет вид, показанный на рис. 8.29, *в*.

Напряжение E_0 смещает середину петли гистерезиса, практически не меняя ее ширины, зависящую от коэффициента обратной связи β и уровней ограничения ОУ. Следует обратить внимание на то, что при очень малом β коэффициент усиления ОУ влияет на ширину петли гистерезиса.

Нестабильность напряжений $U^{+}_{вых\ max}$ и $U^{-}_{вых\ max}$ приводит к изменению ширины петли гистерезиса и изменениям уровней срабатывания и отпускания. Этого недостатка лишен формирователь, схема которого показана на рис. 8.29, *д*. В нем напряжение ОС стабилизировано по обеим полярностям с помощью стабилитронов *VD1* и *VD2*. При этом все полученные выше уравнения остаются справедливыми, только в них вместо $U^{+}_{вых\ max}$ и $U^{-}_{вых\ max}$ необходимо подставить напряжение стабилизации соответствующего стабилитрона, добавляя к нему падение напряжения на стабилитроне, который при данной полярности выходного напряжения выполняет функции открытого диода.

Возможны и другие схемы выполнения формирователей с характеристиками типа триггера Шмитта, например такие, как показано на рис. 8.29, *д*.

У формирователя (рис. 8.29, *д*) в цепь обратной связи включен диод *VD*. Введение его приводит к тому, что один уровень срабатывания для уменьшающегося $U_{вх}$ приблизительно равен E_0. Другой уровень, для увеличивающегося $U_{вх}$, определяется из выражения

$$U_{вх} \approx E_0 \frac{R_3}{R_2 + R_3} + U^{+}_{вых\ max} \frac{R_2}{R_2 + R_3}. \qquad (8.25)$$

Если значения входного напряжения меньше второго уровня срабатывания, то цепь работает как «защелка». Действительно, стоит только раз входному напряжению уменьшиться до значения ниже E_0, как формирователь сработает и останется в этом положении до тех пор, пока не будет подан входной сигнал, больший второго уровня срабатывания формирователя.

§ 8.6. ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ

Общие сведения об автогенераторах. Электронные цепи, в которых периодические изменения напряжения и тока возникают без приложения к ним дополнительного периодического сигнала, называются *автономными автоколебательными цепями*, а устройства, выполненные на их основе,— *автогенераторами* или *генераторами колебаний* соответствующей формы. Эти цепи следует рассматривать как преобразователи энергии источника питания постоянного тока в энергию периодических электрических колебаний.

Автогенераторы можно разделить на генераторы импульсов и генераторы синусоидальных колебаний. *Генераторы импульсов* в зависимости от формы выходного напряжения делят на генераторы: напряжения прямоугольной формы (ГПН); напряжения экспоненциальной формы; линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН); напряжения треугольной формы; ступенчато изменяющегося напряжения; импульсов, вершина которых имеет колоколообразную форму (блокинг-генератор).

Генераторы *синусоидальных колебаний* классифицируют по типу колебательной системы и подразделяют на: *LC*-автогенераторы; *RC*-автогенераторы; генераторы с кварцевой стабилизацией частоты; генераторы с электромеханическими резонансными системами стабилизации частоты.

Для получения незатухающих колебаний во всех названных автогенераторах используются компоненты электроники, на вольт-амперных характеристиках которых имеется или создан с помощью цепи положительной ОС участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Так как в большинстве автогенераторов используются электронные усилители с положительной ОС, то будем рассматривать только их.

В § 4.2 было показано, что при положительной ОС, когда фазовый сдвиг по петле усилитель — цепь обратной связи $\varphi_{пет}$ равен нулю и $K\beta \geq 1$, усилитель теряет устойчивость. Если в цепи усилителя или цепи ОС нет элемента, накапливающего электрическую энергию, то усилитель с положительной ОС превращается в триггер и имеет устойчивые состояния (см. § 8.4, 8.5).

При наличии в петле усилитель — цепь обратной связи элемента, накапливающего энергию, например конденсатора, усилитель с положительной ОС не имеет ни одного устойчивого состояния и генерирует периодически изменяющееся напряжение. Генераторы импульсов, состоящие из широкополосных электронных усилителей, охваченных положительной обратной связью, глубина которой остается почти постоянной в широкой полосе частот, и имеющие в петле обратной связи элементы, накапливающие энергию, называются *мультивибраторами.*

Широкополосность цепи ОС является характерным признаком всех генераторов импульсов, причем во всех случаях на частоте $\omega \to 0$ выполняется условие $K\beta < 1$. В противном случае устройство превратится в триггер. Это условие свидетельствует о наличии накопителя энергии, уменьшающего петлевое усиление на низких или инфранизких частотах до уровня, при котором невозможно появление неустойчивого состояния в этой полосе частот и невозможности триггерного режима работы.

Генераторы синусоидального напряжения отличаются тем, что у них цепь обратной связи имеет резонансные свойства. Поэтому условия возникновения колебаний выполняются только на одной частоте, а не в полосе частот, как у генераторов импульсов. В качестве резонаторов, обеспечивающих получение резонансных свойств, используют *LC*-контуры, *RC*-цепи определенного вида, кварцевые резонаторы, электромеханические колебательные системы и др.

Различают «мягкий» и «жесткий» режимы возбуждения генераторов. При *мягком* режиме петлевое усиление больше единицы ($|K\beta| > 1$) в момент включения напряжения питания. Тогда любые шумы или возмущения в системе, вызванные случайными факторами, усиливаются и через цепь обратной связи подаются на вход

усилителя в фазе, совпадающей с фазой входного сигнала, причем величина этого дополнительного сигнала больше того возмущения, которое вызвало его появление. Соответственно увеличится выходное напряжение, что приведет к дальнейшему увеличению входного сигнала и т. д. В итоге случайно возникшее возмущение приведет к непрерывному нарастанию выходного сигнала, которое достигло бы бесконечного большого значения, если бы это было возможно. Однако при определенном уровне сигнала начинают проявляться нелинейные свойства электронного усилителя. Коэффициент усиления начинает уменьшаться с увеличением значения сигнала в системе. При выполнении условия $K\beta = 1$ амплитуда автоколебаний стабилизируется и автогенератор начинает давать колебания, имеющие постоянную амплитуду.

Жесткий режим возбуждения отличается от рассмотренного тем, что при нем для возникновения автоколебаний необходимо приложить к устройству дополнительный внешний сигнал, не меньший определенного значения. Это связано с особенностями нелинейности усилительного устройства. В момент включения напряжения питания и отсутствия автоколебаний $K\beta < 1$. Поэтому они сами собой возникнуть не могут. Коэффициент усиления K зависит от амплитуды выходного сигнала. Поэтому если на вход усилителя подать дополнительный электрический сигнал, то при определенном его значении начнет выполняться условие $K\beta > 1$. При этом возникнут автоколебания, амплитуда которых будет нарастать и примет стационарное значение при $K\beta = 1$. Процесс возникновения колебаний поясняет рис. 8.30. При приложении входного сигнала, большего $U_{вх\,А}$, например $U_{вх1}$, он усиливается до напряжения, определяемого точкой *1*, и снова подается на вход. Входное напряжение станет равным $U_{вх2}$. Выходное напряжение будет определяться точками *2—6* и т. д. Процесс увеличения амплитуды прекратится при достижении выходным сигналом значения $U_{уст}$ (точка *6*, в которой $K\beta = 1$). Если каким-либо путем амплитуду выходного сигнала уменьшить до значения, меньшего $U_{вх\,А}$, то автоколебания прекратятся.

На практике активные приборы в автогенераторах часто работают с отсечкой тока. Поэтому подход, основанный на использовании теории обратной связи, обычно применяют для пояснения физической картины процессов. Анализ и расчет автогенераторов проводят другими методами, в основе которых лежит баланс энергий, рассеиваемых в устройстве и отбираемых от источника питания.

Генераторы напряжения прямоугольной формы. Принцип работы генератора напряжения прямоугольной формы разберем на приме-

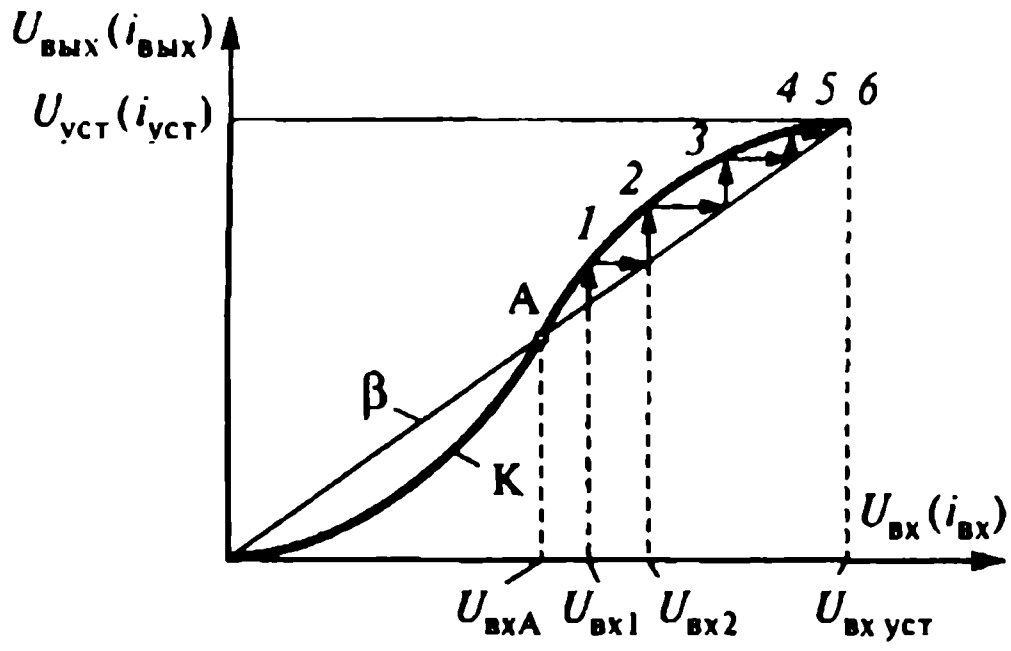


Рис. 8.30. «Жесткий» режим возникновения автоколебаний

ре схемы рис. 8.31, *а*. В состав ее входят два дифференциальных усилителя *DA1*, *DA2*, *RS*-триггер *DD1* и управляемый им электронный ключ *S*. Дифференциальные усилители *DA1*, *DA2* имеют большой коэффициент усиления по напряжению и выполняют роль компараторов напряжений. Компараторами называются устройства, используемые для сравнений двух или нескольких сигналов. Например, если на неинвертирующем входе усилителя *DA1* напряжение меньше, чем U_2, то на его выходе будет низкий уровень выходного сигнала, соответствующий коду 0 для триггера *DD1*. При повышении входного напряжения и достижения им уровня, большего U_2, на выходе *DA1* будет высокий потенциал, соответствующий коду 1. Ввиду большого коэффициента усиления по напряже-

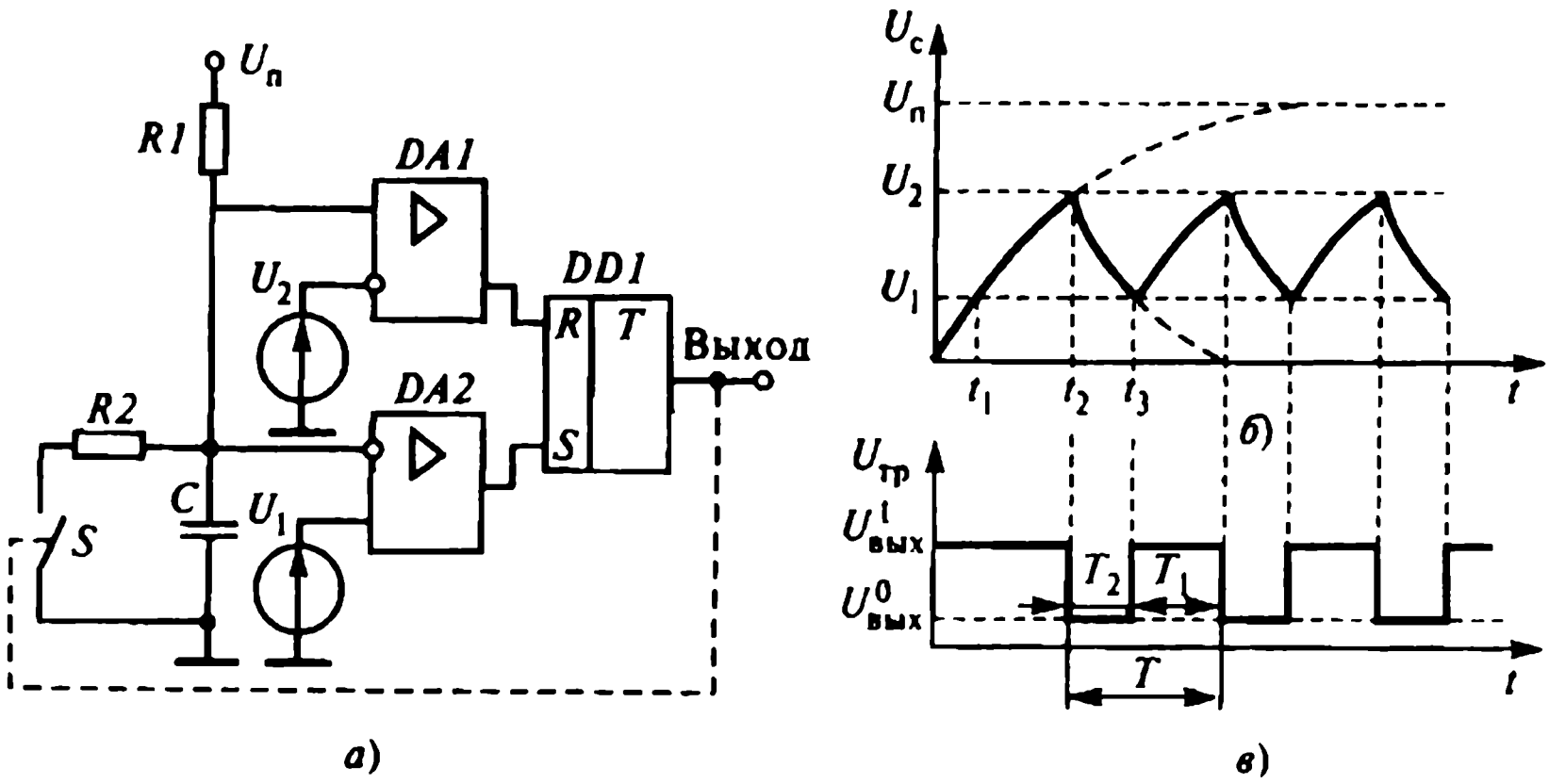


Рис. 8.31. Упрощенная схема генератора напряжения прямоугольной формы (*а*); диаграммы напряжений на конденсаторе *C* (*б*) и выходе триггера (*в*)

нию у усилителя обычно можно считать, что изменение выходного сигнала компараторов происходит в моменты равенства напряжений на их дифференциальных входах.

Пусть в исходном состоянии конденсатор C разряжен ($U_c = 0$). Тогда на выходе компаратора *DA1* будет логический 0, а на выходе компаратора *DA2* — логическая 1. Триггер *DD1* находится в состоянии 0 и ключ S разомкнут.

Конденсатор C заряжается от источника напряжения питания $U_п$ через резистор R_1. Напряжение на нем нарастает по экспоненциальному закону

$$U_c(t) = U_п(1 - e^{-t/R_1C}). \qquad (8.26)$$

В момент времени t_1 напряжение U_c станет равным напряжению U_1, $U_c(t) = U_1$. На выходе компаратора *DA2* появится напряжение логического 0, которое не может изменить состояние триггера *DD1*. Конденсатор C продолжает заряжаться. В момент времени t_2 напряжение U_c станет равным U_2. При этом на выходе компаратора *DA1* появится логическая 1. При подаче логической единицы на вход S триггер *DD1* установится в единичное состояние и ключ S замкнется. Параллельно конденсатору C подключится резистор R_2. Тем самым создается цепь разрядки конденсатора. Разрядка осуществляется разностью токов резисторов R_1 и R_2. Однако если выполняются условия $R_1 >> R_2$ и U_2 близко к $U_п$, то током резистора R_1 можно пренебречь ввиду его малости. В этом случае изменения напряжения U_c можно охарактеризовать уравнением

$$U_c(t) = U_2\, e^{-t/R_1C}. \qquad (8.27)$$

Как только напряжение U_c достигнет значения U_1, сработает компаратор *DA2* и переведет триггер *DD1* в состояние 1. Ключ S разомкнется, и процесс зарядки и разрядки конденсатора повторится. Промежутки времени, в течение которых происходит зарядка и разрядка конденсатора C, а выходной сигнал триггера остается неизменным, часто называют *стадиями квазиравновесия* (почти равновесия). Длительность их найдем из уравнений (8.26), (8.27). Подставив в (8.26) вместо $U_c(t)$ значения U_1 и U_2, найдем промежутки времени t_1 и t_2:

$$U_1 = U_п(1 - e^{-t_1/R_1C}); \qquad (8.28)$$

$$U_2 = U_п(1 - e^{-t_2/R_1C}). \qquad (8.29)$$

Преобразуем (8.28), (8.29) и прологарифмируем:

$$e^{-t_1/R_1C} = (U_п - U_1)/U_п; \quad e^{-t_2/R_1C} = (U_п - U_2)/U_п; \qquad (8.30)$$

$$t_1 = -R_1C \ln(U_п - U_1)/U_п;$$

$$t_2 = -R_1C \ln(U_п - U_2)/U_п. \qquad (8.31)$$

Так как длительность стадии квазиравновесия, определяемая зарядкой конденсатора C,

$$T_1 = t_2 - t_1, \qquad (8.32)$$

то, подставив (8.30), (8.31) в (8.32), получим

$$T_1 = -R_1C \ln \frac{U_п - U_2}{U_п - U_1} = R_1C \ln \frac{U_п - U_1}{U_п - U_2}. \qquad (8.33)$$

Длительность промежутка времени $t_2 - t_3$ найдем из (8.27), подставив вместо $U_c(t)$ напряжение U_1:

$$U_1 = U_2 e^{-(t_3 - t_2)/R_2C}. \qquad (8.34)$$

Преобразовав (8.34) аналогично рассмотренному, получим

$$T_2 = R_2C \ln \frac{U_2}{U_1}. \qquad (8.35)$$

Период колебаний

$$T = T_1 + T_2, \qquad (8.36)$$

а частота

$$f = 1/T. \qquad (8.37)$$

Длительность фронтов прямоугольного напряжения определяется параметрами триггера *DD1* и обычно оценивается удвоенным временем задержки распространения у ЛЭ, на основе которых выполнен *RS*-триггер.

Генераторы напряжения прямоугольных форм часто называют *мультивибраторами*. Они относятся к классу релаксационных генераторов, т. е. генераторов, у которых изменения состояния от-

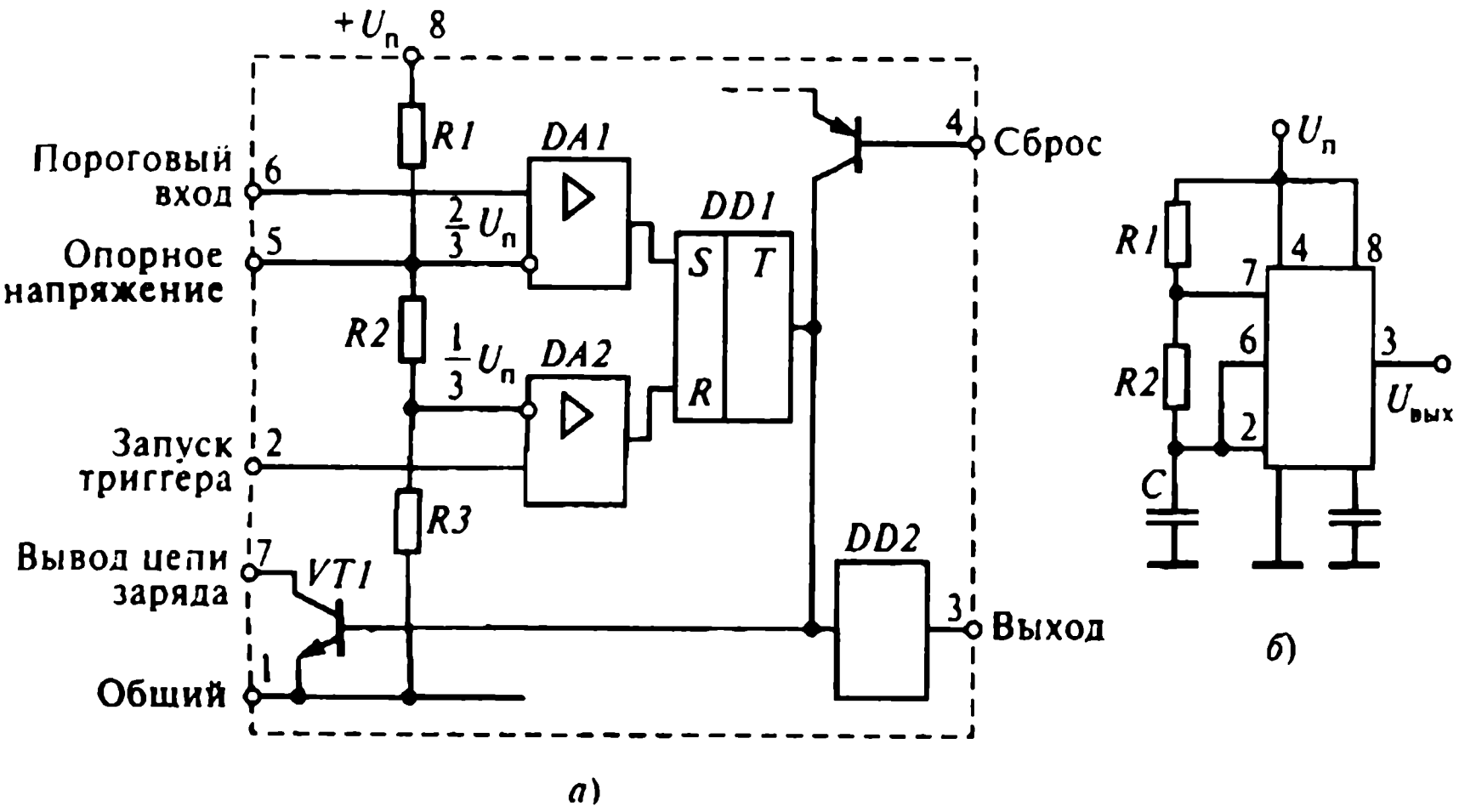


Рис. 8.32. Упрощенная схема таймера КР1006ВИ1 (*а*) и его включение мультивибратором (*б*)

дельных активных приборов происходят в результате процесса регенерации (см. § 8.4).

Рассмотренный принцип получения прямоугольного напряжения используется в микросхеме интегрального таймера КР1006ВИ1* (рис. 8.32, *а*). В нем ключ *S* выполнен на транзисторе *VT1*, на выходе установлен дополнительный буферный элемент *DD2*, а роль источников опорных напряжений U_1, U_2 выполняет делитель напряжений на резисторах R_1, R_2, R_3. Схема включения его мультивибратором показана на рис. 8.32, *б*. При таком включении конденсатор *C* заряжается через резисторы R_1, R_2 до напряжения $U_2 = \frac{2}{3}U_п$, а разряжается через резистор R_2 до напряжения $U_1 = \frac{1}{3}U_п$.

Длительность стадий зарядки T_1 и разрядки конденсатора *C* можно оценить с помощью уравнений

$$T_1 \approx 0{,}693(R_1 + R_2)C; \qquad (8.38)$$

$$T_2 \approx 0{,}693 R_2 C. \qquad (8.39)$$

* Таймерами называются устройства, предназначенные для получения точных интервалов времени или последовательности импульсов со стабильными частотами.

Частота генерируемых импульсов

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \approx \frac{1{,}443}{(2R_2 + R_1)C}. \qquad (8.40)$$

Следует отметить, что минимальное значение T_2 ограничено параметрами ключа *VT1* и при $R_2 = 0$, как правило, около 50 нс.

Структуры, подобные рассмотренным, обеспечивают получение прямоугольных напряжений со сравнительно стабильной частотой (изменение частоты из-за влияния внешних факторов менее десятых — сотых долей процента).

Худшие результаты получают при использовании мультивибраторов, у которых непрерывно изменяются полярность и значение напряжения, от которого заряжается конденсатор *C*. Примером такого подхода служат схемы, приведенные на рис. 8.33, *а*, *б*. В обеих схемах усилитель работает в режиме регенеративного компаратора, у которого полярность и значение опорного напряжения (U_1 и U_2) изменяются в зависимости от полярности выходного сигнала. Процессы регенерации возникают вследствие наличия у обоих устройств широкополосной положительной ОС. Выходное напряжение усилителя, охваченного цепью положительной ОС с $K\beta > 1$, может принимать два стабильных во времени значения: $U^{+}_{\text{вых max}}$ и $U^{-}_{\text{вых max}}$. Это объясняется тем, что его активные приборы в результате процесса регенерации попадают в режим ограничения по соответствующей полярности.

Для примера рассмотрим схему рис. 8.33, *а*. Пусть в результате процесса регенерации ОУ оказался в насыщении по отрицательной полярности. Его выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U^{-}_{\text{вых max}}$. Напря-

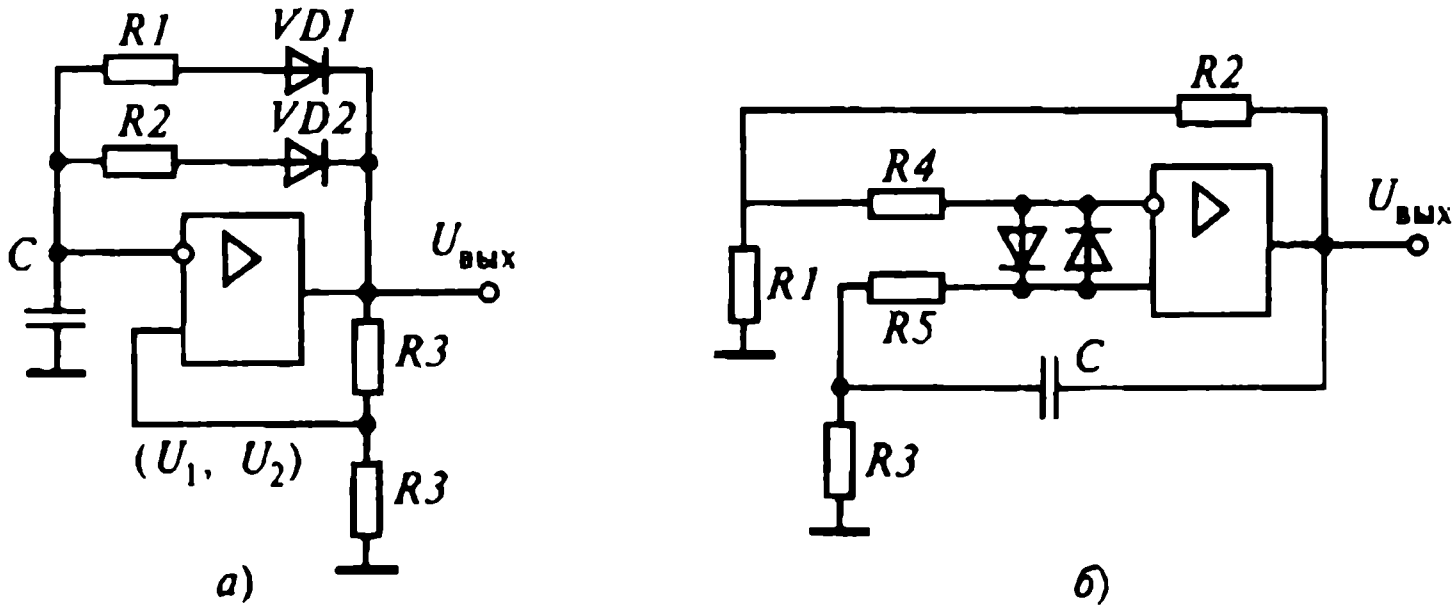


Рис. 8.33. Мультивибраторы на операционных усилителях:
а — с накопителем электрической энергии в цепи отрицательной ОС; *б* — с накопителем электрической энергии в цепи положительной ОС

жение на неинвертирующем входе определяется коэффициентом положительной ОС $\beta = R_4/(R_3 + R_4)$ и равно

$$U_1 = U^-_{\text{вых max}}\beta.$$

Если бы ОУ оказался в состоянии насыщения по положительной полярности, то на его выходе было бы напряжение $U^+_{\text{вых max}}$, а на неинвертирующем входе появилось бы напряжение U_2:

$$U_2 = U^+_{\text{вых max}}\beta.$$

Компаратор на ОУ срабатывает в моменты, когда напряжения на конденсаторе достигают значений U_1 или U_2.

Будем считать, что компаратор только что сработал при напряжении U_2 и напряжение на конденсаторе C равно $U_c = U_2$. Конденсатор начнет перезаряжаться через резистор R_2, причем напряжение, создающее ток перезарядки, эквивалентно U:

$$U = U^-_{\text{вых max}} - U^+_{\text{вых max}}\beta = -(|U^-_{\text{вых max}}| + U^+_{\text{вых max}}\beta).$$

Напряжение на инвертирующем входе U_c изменяется с течением времени

$$\begin{aligned} U_c(t) &= U^+_{\text{вых max}}\beta - (|U^-_{\text{вых max}}| + U^+_{\text{вых max}}\beta)(1 - e^{-t/R_2C}) = \\ &= -|U^-_{\text{вых max}}| + (|U^-_{\text{вых max}}| + U^+_{\text{вых max}}\beta)\, e^{-t/R_2C}. \end{aligned} \tag{8.41}$$

При $U_c(t) = U_1$ усилитель выходит в активную область. Начинается процесс регенерации, в результате которого происходит лавинообразное изменение выходного напряжения. Подставив в (8.41) значение $U_c(t) = U_1 = U^-_{\text{вых max}}\beta$, получим

$$|U^-_{\text{вых max}}|(1-\beta) = (|U^-_{\text{вых max}}| + U^+_{\text{вых max}}\beta)\, e^{-T_2/R_2C}. \tag{8.42}$$

Решив его аналогично рассмотренному, получим

$$T_2 = R_2C \ln \frac{|U^-_{\text{вых max}}| + U^+_{\text{вых max}}\beta}{|U^-_{\text{вых max}}|(1-\beta)}. \tag{8.43}$$

При выходном напряжении ОУ $U^{+}_{\text{вых max}}$ к конденсатору C в начальный момент времени приложено напряжение:

$$U = U^{+}_{\text{вых max}} - U^{-}_{\text{вых max}}\beta = U^{+}_{\text{вых max}} + |U^{-}_{\text{вых max}}\beta|. \qquad (8.44)$$

Уравнение, характеризующее изменения напряжения на инвертирующем входе ОУ, при зарядке конденсатора C через резистор R_1 имеет вид

$$U_c(t) = |U^{-}_{\text{вых max}}\beta| - (U^{+}_{\text{вых max}} + |U^{-}_{\text{вых max}}|\beta)(1 - e^{-t/R_1C}). \qquad (8.45)$$

Стадия квазиравновесия, при которой происходит «медленное» изменение напряжения на конденсаторе C, кончается при $U_c(t) = |U_2|$. Подставив значение $U_c(t)$ в (8.45) и решив его, получим

$$T_1 = R_1C \ln \frac{U^{+}_{\text{вых max}} + |U^{-}_{\text{вых max}}|\beta}{U^{+}_{\text{вых max}}(1-\beta)}. \qquad (8.46)$$

Частота колебаний $f = 1/(T_1 + T_2)$. Меняя R_1 и R_2 можно изменять как частоту, так и скважность следующих друг за другом прямоугольных импульсов. Подобные мультивибраторы удовлетворительно работают в диапазоне частот от долей герц до сотен килогерц.

Мультивибратор на рис. 8.33, *б* по принципу работы аналогичен рассмотренному. Отличие его в том, что времязадающий конденсатор C включен в цепь положительной обратной связи, а уровни пороговых напряжений изменяются на неинвертирующем входе. Это осуществляется с помощью резисторов R_1, R_2.

Диоды и резисторы R_4, R_5 включены для защиты входа ОУ от больших значений дифференциального входного напряжения. Применение их обязательно в тех случаях, когда разность напряжений на дифференциальных входах превышает максимально допустимое напряжение для данной микросхемы.

Мультивибраторы, к стабильности частоты которых не предъявляются жесткие требования, часто выполняют на ЛЭ (рис. 8.34, *а*, *б*). Они эквивалентны схеме рис. 8.33, *б*, так как ЛЭ — это усилители с большим коэффициентом усиления, имеющие два значения пороговых напряжений: $U^{0}_{\text{вх пор}}$, $U^{1}_{\text{вх пор}}$. В обеих схемах имеется положительная обратная связь. Стадии квазиравновесия обусловлены тем, что после процесса регенерации, возникающего при выходе в активную область всех ЛЭ, входящих в петлю ОС, ко входу

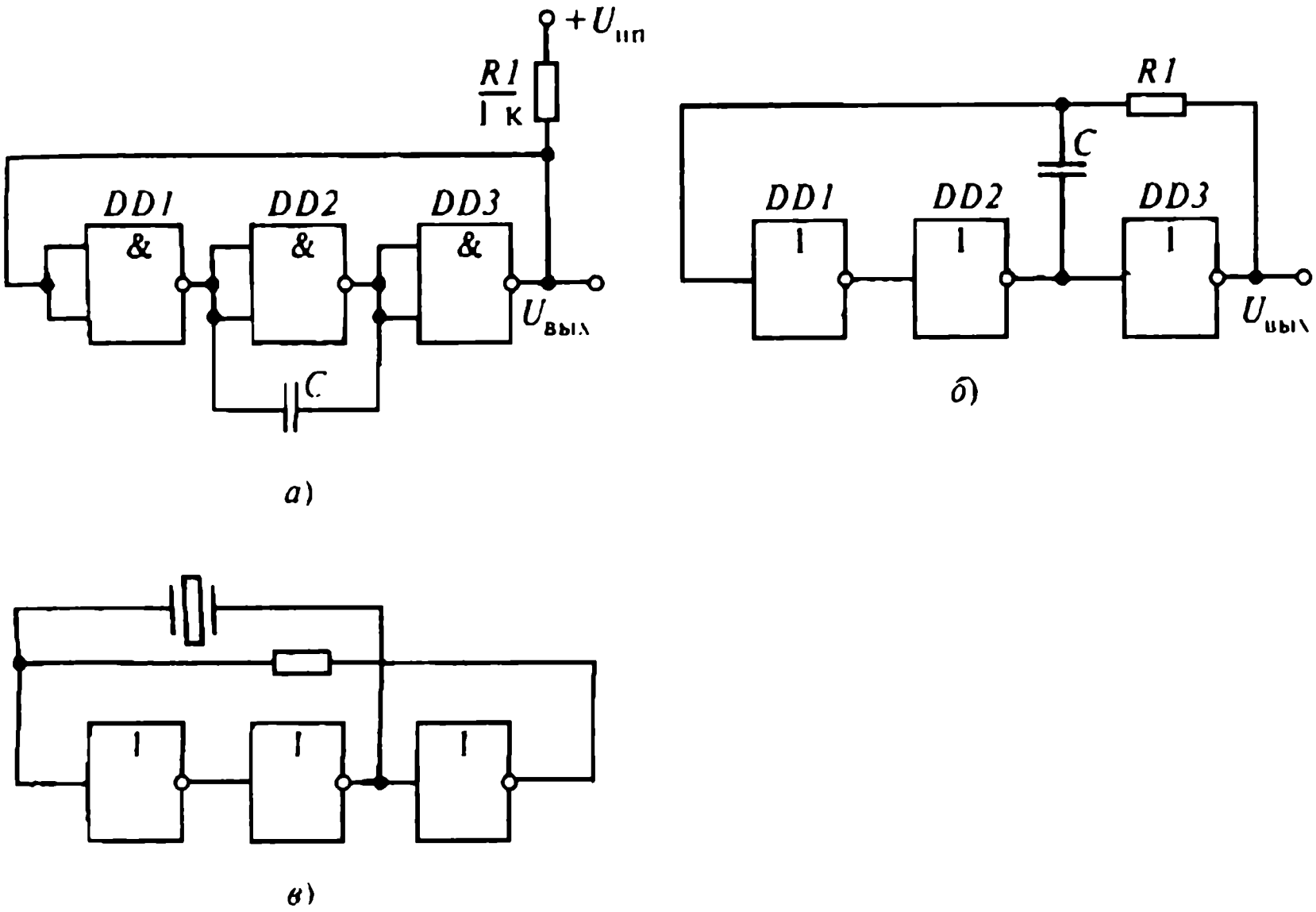


Рис. 8.34. Мультивибратор на ЛЭ155ЛА3 (*а*); мультивибратор с «мягким» возбуждением (*б*); генератор с кварцевой стабилизацией частоты (*в*)

ЛЭ окажется приложенным напряжение, большее $U^{1}_{\text{вх пор}}$ или меньшее $U^{0}_{\text{вх пор}}$. По мере зарядки конденсатора C напряжение на входе соответственно снижается или повышается до уровня, при котором ЛЭ выйдут в активную область, и процесс регенерации повторится. Подобные мультивибраторы имеют невысокую временную и температурную стабильность частоты колебаний. Так, для ЛЭ серии 155 нестабильность частоты может достигнуть 5...10% при изменении напряжения питания на 5%. Колебания температуры от 5 до 60 °С меняют частоту на 10...20%.

Промышленность выпускает специальные микросхемы мультивибраторов, например К263ГФ1. Изменяя емкость дополнительного навесного конденсатора, у них можно изменять частоту автоколебаний от долей герц до 80 МГц.

Для получения высокой стабильности частоты вместо времязадающего конденсатора часто включают кварцевый резонатор (рис. 8.34, *в*). При этом вследствие высокой добротности кварцевого резонатора форма импульсов отличается от прямоугольной.

Генераторы напряжений экспоненциальной формы. Эти генераторы аналогичны рассмотренным. Отличие их заключается в том, что выходное напряжение снимается с времязадающего конденсатора C, на котором оно меняется по экспоненциальному закону.

Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН). Такие генераторы можно создать на основе рассмотренных схем (рис. 8.35, *а*). Так, если у автогенератора (см. рис. 8.31, *а*) конденсатор C заряжать не через резистор R_1, а через источник стабильного тока $I = \text{const}$, то напряжение на конденсаторе будет изменяться в соответствии с уравнением

$$U_c(t) = \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = \frac{I}{C}t. \qquad (8.47)$$

Разряд конденсатора C должен происходить за малый промежуток времени (время восстановления $T_в$). Для этого резистор R_2 в схеме рис. 8.31, *а* следует замкнуть накоротко. На рис. 8.35, *б* приведена схема ГЛИН. В ней резистор R_1 (в схеме рис. 8.31, *а*) заменен на источник постоянного тока, выполненный на ОУ *DA1* и транзисторе *VT1* по схеме, аналогичной рис. 6.10, *б*, а резистор R_2 взят равным нулю. Для нормальной работы источника

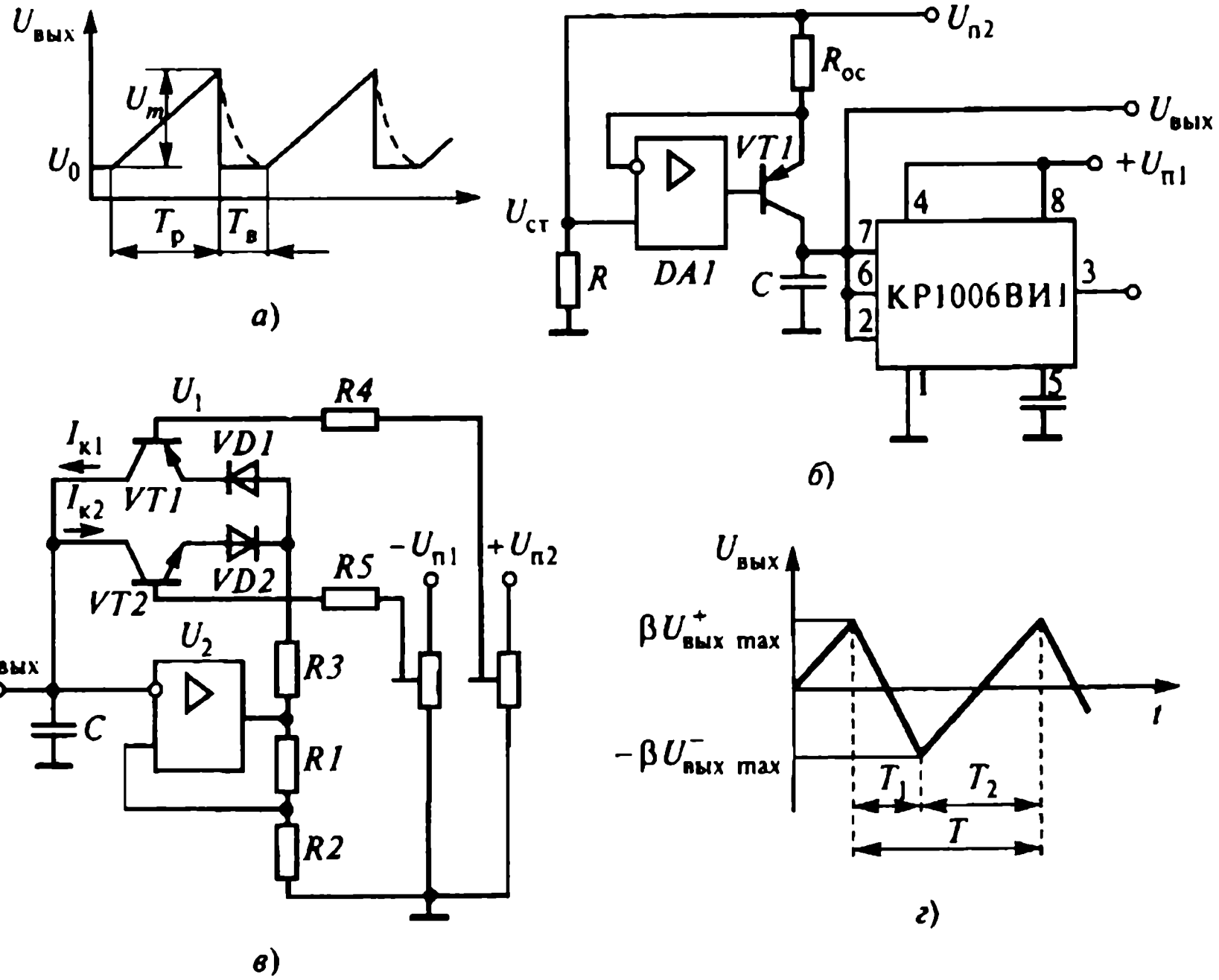


Рис. 8.35. Линейно изменяющееся напряжение (*а*) и схема его генератора, выполненного на основе таймера КР1006ВИ1 (*б*); генератор напряжения треугольной формы (*в*) и его выходное напряжение (*г*)

постоянного тока необходимо, чтобы $U_{ст}$ было больше $\frac{2}{3}U_{п1}$ на 1,5...2 В. Это требование вызвано тем, что для нормальной работы источника постоянного тока транзистор *VT1* должен находиться в активном режиме.

ГЛИН обычно характеризуется следующими параметрами (см. рис. 8.35, *а*): начальным уровнем выходного напряжения U_0; размахом (величиной) ЛИН U_m; длительностью рабочего хода $T_р$; длительностью обратного хода или временем восстановления $T_в$; периодом повторения импульсов $T = T_р + T_в$; скоростью рабочего хода $K = \Delta U/\Delta T$ и средней скоростью рабочего хода $K_{ср} = U_m/T_р$; коэффициентом нелинейности $\xi = \frac{K_н - K_к}{K_н}100\% = \frac{\Delta K}{K_н}100\%$, где $K_н$ и $K_к$ — значения скорости в начале и конце рабочего хода; коэффициентом использования напряжения питания $K_E = U_m/U_п$.

В зависимости от целевого назначения у ГЛИН обычно получают следующие параметры выходного напряжения: $T_р$ несколько микросекунд — десятки секунд; $T_в = (0{,}05 \div 0{,}2)T_р$; ξ — от 0,01 до 10%.

Определение соответствующих параметров выполняется аналогично тому, как рассмотрено в § 8.2, с учетом того, что вместо резистора R_1 стоит генератор тока и напряжение на конденсаторе изменяется по линейному закону.

Генераторы напряжения треугольной формы. Эти генераторы отличаются от рассмотренных только тем, что у них как зарядка, так и разрядка конденсатора осуществляются токами, значения которых неизменны. Так, например, если в схеме рис. 8.33, *а* конденсатор *С* перезаряжать токами неизменных значений, а выходное напряжение снимать непосредственно с конденсатора, то получим генератор напряжения треугольной формы. Схема подобного генератора напряжения треугольной формы приведена на рис. 8.35, *в*, а диаграмма выходного напряжения — на рис. 8.35, *г*. В нем вместо резисторов R_1, R_2 (см. рис. 8.33, *а*) включены транзисторы *VT1*, *VT2*, выполняющие роль генераторов токов. При грубой оценке можно считать, что токи коллекторов транзисторов *VT1* и *VT2*

$$I_{к1} = \frac{U^{+}_{вых\ max} - U_{п2} - U_{БЭ1} - U_{д1}}{R_3}; \qquad (8.48)$$

$$I_{к2} = \frac{|U^{-}_{вых\ max}| - |U_{п1}| - U_{БЭ2} - U_{д2}}{R_3}, \qquad (8.49)$$

где $U_{БЭ1}$, $U_{БЭ2}$ — напряжение база — эмиттер у транзисторов; $U_{д1}$, $U_{п2}$ — падения напряжения на диодах *VD1*, *VD2*.

Транзистор *VT1* открыт при положительном напряжении на выходе компаратора на ОУ ($U^{+}_{\text{вых max}}$); а транзистор *VT2* — при отрицательной полярности этого напряжения ($U^{-}_{\text{вых max}}$).

Длительности стадий квазиравновесия определяются аналогично тому, как это сделано для схемы рис. 8.33, *а*, с учетом того, что напряжение U_c на конденсаторе меняется в соответствии с (8.47). Токи перезарядки находят из (8.48), (8.49).

Генераторы ступенчато изменяющегося напряжения. Такие генераторы выполняют на основе цифроаналоговых преобразователей.

Генераторы коротких импульсов, у которых вершина имеет форму, близкую к колоколообразной, выполняют на основе блокинг-генераторов. Они представляют собой мультивибраторы, в которых положительная обратная связь введена через импульсный трансформатор.

Заторможенными, или ждущими, генераторами называют колебательные устройства, которые под влиянием входного сигнала генерируют единичный импульс. Если импульс имеет прямоугольную форму, то такой генератор называется *одновибратором*.

Принцип построения одновибратора рассмотрим на примере схемы интегрального таймера (см. рис. 8.32, *а*). Если на вход 2 подать положительное напряжение, большее $\frac{1}{3}U_{\text{п}}$, и включить таймер так, как показано на рис. 8.36, *а*, то триггер *DD1* будет в нулевом состоянии, а ключ *VT1* открыт. При подаче на вход 2 импульса напряжения (рис. 8.36, *б*), потенциал которого меньше

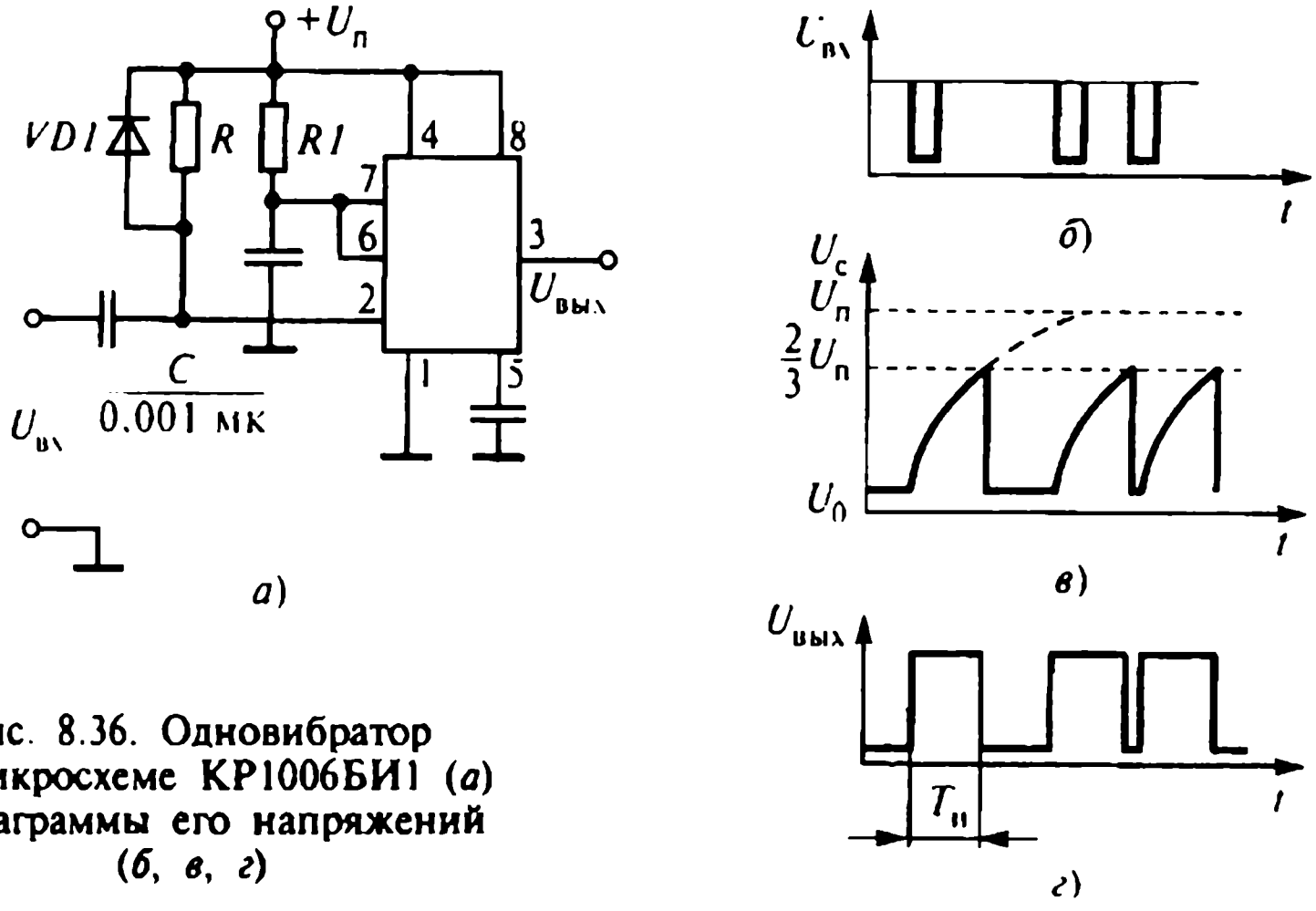


Рис. 8.36. Одновибратор на микросхеме КР1006ВИ1 (*а*) и диаграммы его напряжений (*б*, *в*, *г*)

$\frac{1}{3}U_п$, триггер *DD1* перейдет в единичное состояние. Ключ *VT1* закроется. Конденсатор *C* начнет заряжаться через резистор R_1. Когда напряжение U_c достигнет значения $\frac{2}{3}U_п$, сработает компаратор *DA2* и переведет триггер *DD1* в нулевое состояние. Ключ на транзисторе *VT1* откроется и быстро разрядит конденсатор *C* до значения, близкого к нулевому (около 0,1 В) (рис. 8.36, *в*). К этому времени входной импульс должен закончиться, иначе колебание повторится при напряжении на конденсаторе $U_c = \frac{1}{3}U_п$.

После заряда конденсатора *C* повторных колебаний нет, так как он зашунтирован сопротивлением насыщенного транзистора *VT1*. Для повторения колебания на вход 2 необходимо подать новый запускающий импульс. Под влиянием его в одновибраторе произойдет следующее колебание и т. д. На выходе таймера будут прямоугольные импульсы напряжения нормированной длительности и величины.

Длительность колебаний определяют из уравнения (8.29), решение которого для рассматриваемого случая имеет вид $T_и \approx 1{,}1\ R_1C$. Конденсатор *C* вместе с резистором *R* образует цепь укорочения импульса, предотвращающую повторное срабатывание одновибратора при длинном по времени входном сигнале. Диод *VD1* срезает положительный выброс запускающего импульса отрицательной полярности.

Одновибраторы позволяют из *импульсов любой формы и длительности получить импульс, имеющий строго постоянные длительность и величину.*

Промышленность выпускает специальные микросхемы одновибраторов с расширенными функциональными возможностями, например, 155АГ1, 155АГ3, 564АГ3 и др.

Генераторы синусоидальных колебаний. Эти генераторы отличаются от релаксационных тем, что в их состав входят электрические цепи или компоненты с резонансными свойствами. Благодаря им условия возникновения автоколебаний ($K\beta \geq 1$, $\varphi_{пет} = 0{,}2\pi$) выполняются только в узкой полосе частот. Компоненты с резонансными свойствами или соответствующие резонансные цепи могут быть установлены в цепях межкаскадной связи усилителя или в цепях, создающих положительную или дополнительную отрицательную обратную связь. Причем параметры выбирают так, чтобы условия возникновения колебаний выполнялись только в узкой полосе частот Δf при всех колебаниях параметров усилителя и цепи ОС.

В диапазонах низких, звуковых и радиочастот в качестве резонансных цепей и компонентов применяют *RC*-цепи, *LC*-контуры, кварцевые резонаторы, электромеханические колебательные системы (например, камертоны и др.).

Избирательные RC-цепи. Они имеют сравнительно пологие амплитудно- и фазочастотную характеристики петлевого усиления (рис. 8.37, *а*). Поэтому, если $K\beta$ больше единицы даже на небольшую величину, условия возникновения автоколебаний выполняются в сравнительно широкой полосе частот Δf_{RC}. При этом форма выходного сигнала существенно отличается от синусоидальной. Поэтому у автогенераторов с резонансными *RC*-цепями, которые называют *RC*-генераторами, приходится вводить дополнительные цепи автоматического регулирования коэффициента усиления. Для гарантированного возбуждения автогенератора при любых колебаниях параметров усилителя и цепи ОС петлевое усиление приходится брать несколько большим, чем единица. С нарастанием ам-

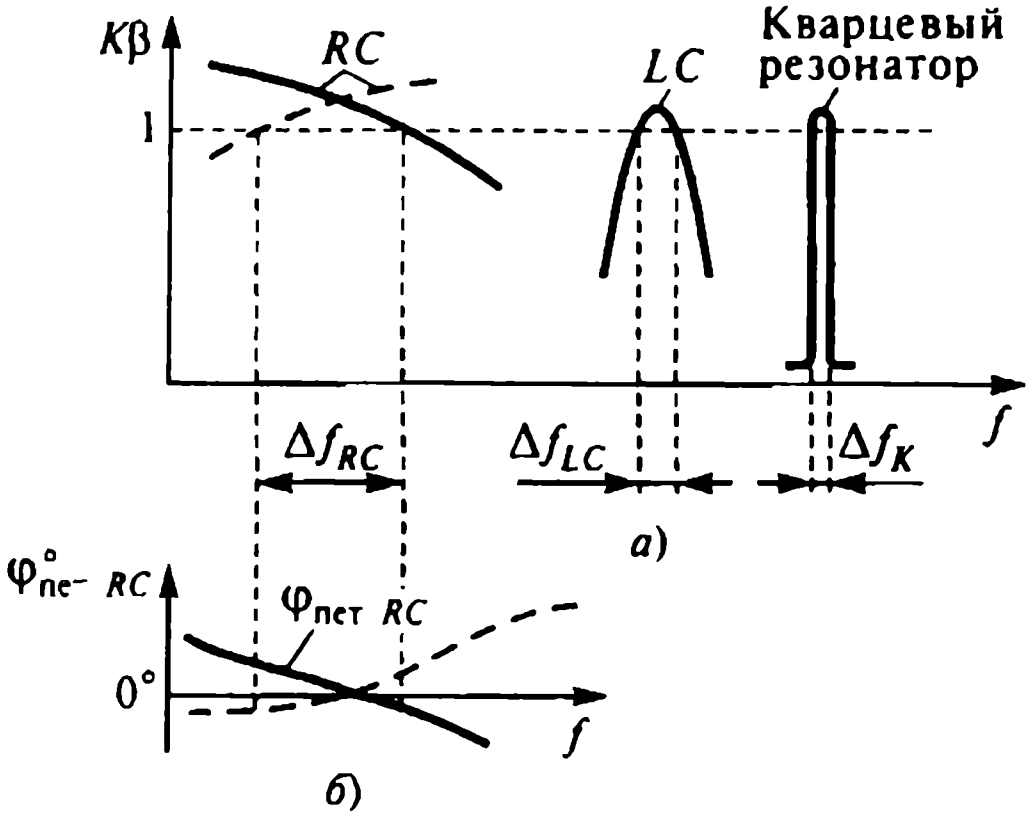


Рис. 8.37. Петлевое усиление при резонаторах разных типов (*а*); фазочастотная характеристика петлевого усиления для резонансной *RC*-цепи (*б*); мост Вина (*в*); цепочечная фазосдвигающая цепь (*г*); мостовая фазосдвигающая цепь (*д*)

плитуды коэффициент усиления автоматически уменьшается. В момент, когда $K\beta = 1$, происходит стабилизация амплитуды колебаний. Для уменьшения нелинейных искажений формы выходного сигнала цепь автоматического изменения амплитуды должна быть инерционной. Однако на практике с целью упрощения широко используют нелинейные элементы, которые уменьшают значение K после достижения амплитудой колебаний определенного значения. При этом наблюдаются некоторые искажения формы выходного напряжения [коэффициент гармоник (см. § 4.1) $K_г$ не менее долей — нескольких процентов].

В *RC*-генераторах выходное напряжение практически повторяет форму тока, создаваемого усилителем. Поэтому они не могут работать с отсечкой тока и имеют сравнительно плохие энергетические характеристики (малый КПД).

Для *RC*-автогенераторов характерны: простота в реализации, дешевизна; низкие массогабаритные показатели; диапазон частот автоколебаний от долей герца — до нескольких сотен килогерца; невысокая стабильность частоты, меньшая, чем у *LC*-генераторов; существенные искажения формы автоколебаний ($K_г > 0{,}5\%$).

Некоторые из широко применяемых в автогенераторах *RC*-цепей приведены на рис. 8.37, *в*, *г*, *д*. Их обычно включают в цепь обратной связи электронных усилителей, например ОУ. Так, например, при использовании моста Вина (рис. 8.37, *в*) его коэффициент передачи

$$\beta = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}, \tag{8.50}$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + 1/(j\omega C_1)$, $\underline{Z}_2 = R_2 / (1 + j\omega C_2 R_2)$.

Если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то (8.50) примет вид

$$\underline{\beta} = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \dfrac{1}{\omega CR}\right)}. \tag{8.51}$$

Коэффициент β будет вещественным на частоте ω_0, определяемой из уравнения

$$\omega_0 CR - 1/(\omega_0 CR) = 0, \tag{8.52}$$

откуда частота автоколебаний

$$\omega_0 = 1/(RC). \tag{8.53}$$

Так как на этой частоте $\beta = 1/3$, то для выполнения условия $K\beta = 1$ усилитель должен иметь коэффициент усиления 3.

Схема *RC*-генератора с мостом Вина в цепи положительной ОС приведена на рис. 8.38, *а*. Условие баланса фаз $\varphi_{пет} = 0$ выполняется на частоте ω_0. Баланс амплитуд ($K\beta = 1$) обеспечивается за счет цепи отрицательной обратной связи, состоящей из резисторов R_3 и R_4. В режиме установившейся амплитуды коэффициент усиления напряжения, поданного на неинвертирующий вход,

$$K_u = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 3. \qquad (8.54)$$

Роль резистора R_4 выполняет маломощная лампа накаливания, представляющая собой терморезистор, сопротивление которого увеличивается по мере его нагрева. При включении такого автогенератора и холодном терморезисторе $K\beta > 1$, что обеспечивает стабильность самовозбуждения схемы. С ростом амплитуды и нагрева терморезистора R_4 током, протекающим через него, глубина отрицательной ОС увеличивается до выполнения условия $K\beta = 1$. Такая инерционная отрицательная ОС позволяет стабилизировать амплитуду выходного напряжения и практически не искажает формы колебаний автогенератора.

RC-генераторы, выполненные по этой схеме, успешно работают в полосе частот 1 Гц — 200 кГц. Коэффициент гармоник при тщательной настройке около 0,5%. Перестройку частоты можно выполнить в широких пределах путем одновременного изменения резисторов R_1, R_2.

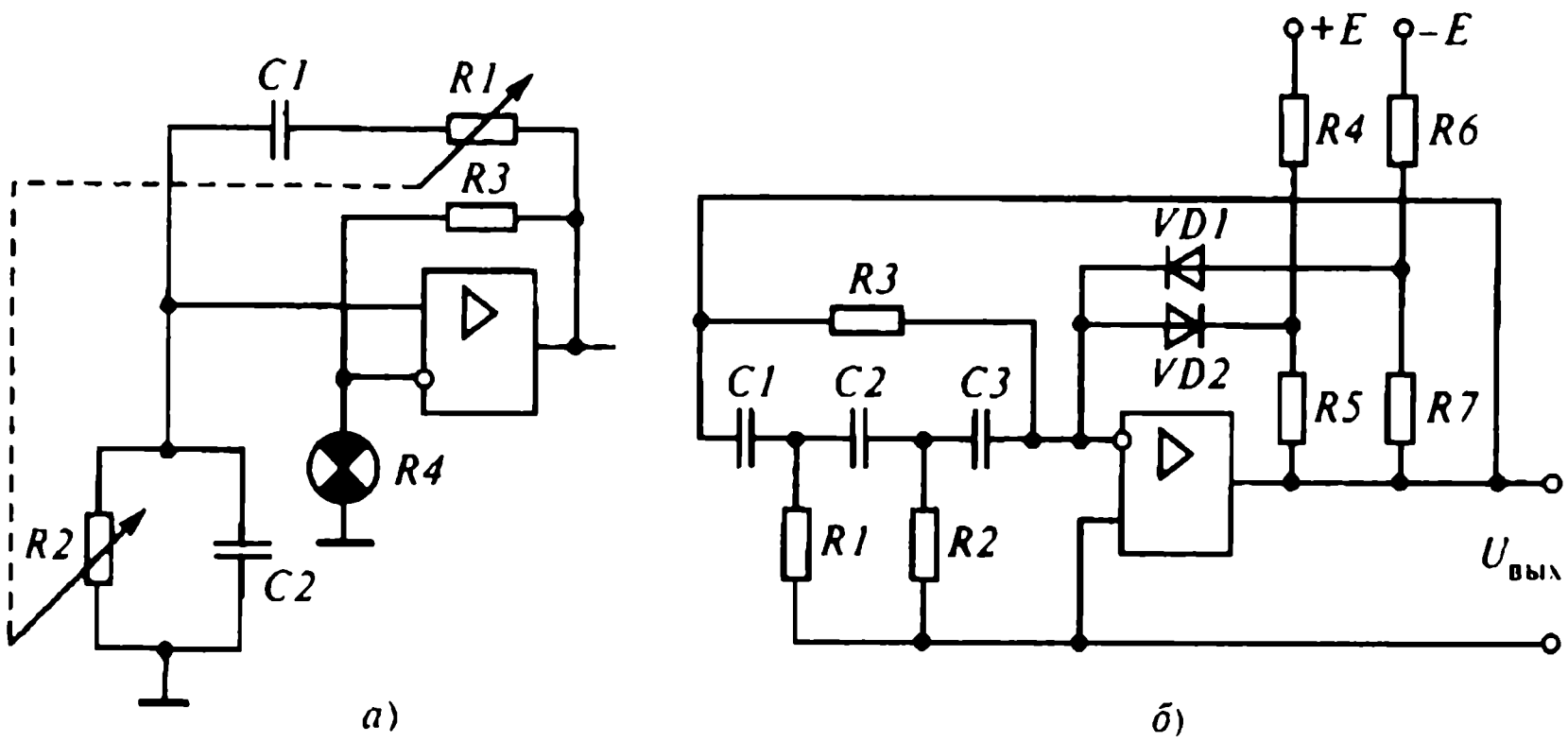


Рис. 8.38. *RC*-генераторы синусоидальных колебаний на основе моста Вина (*а*) и цепочечной фазосдвигающей *RC*-цепи (*б*)

Фазосдвигающая цепь, имеющая лестничную структуру (рис. 8.37, *г*), вносит 180-градусный фазовый сдвиг на частоте автоколебаний. Поэтому ее подключают к инвертирующему входу ОУ (рис. 8.38, *б*) и получают $\varphi_{пст} = 0$. Резистор R_3 выполняет функцию частотно-независимой отрицательной ОС, снижающей коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление. Частоту автоколебаний определяют с помощью уравнения

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}}. \qquad (8.55)$$

Диоды *VD1* и *VD2* выполняют функции нелинейных элементов в цепи отрицательной ОС. Параметры схемы выбирают так, чтобы при отсутствии автоколебаний коэффициент был $K\beta > 1$. При увеличении амплитуды автоколебаний диоды *VD1*, *VD2* начнут открываться в моменты времени, когда напряжения на них превысят пороговые значения. Это приводит к увеличению глубины отрицательной ОС, уменьшению коэффициента усиления по напряжению и стабилизации амплитуды. Напряжение смещения на диодах задается с помощью резисторов R_4—R_7, которые подбираются при настройке.

В данном случае для стабилизации амплитуды использована безынерционная дополнительная отрицательная ОС. Поэтому искажения формы колебаний в этой схеме больше, чем в схемах с мостами Вина.

Аналогично выполняются *RC*-автогенераторы с фазосдвигающими цепями другого типа (рис. 8.37, *д*).

Область применения этих генераторов колебаний — устройства, работающие в диапазоне частот доли герц — сотни килогерц, в которых к точности и стабильности частоты не предъявляются жесткие требования (нестабильность частоты порядка долей — нескольких процентов).

Генераторы *LC*-типа. Эти генераторы имеют сравнительно высокую стабильность частоты колебаний, устойчиво работают при значительных изменениях параметров транзисторов, обеспечивают получение колебаний, имеющих малый коэффициент гармоник. К недостаткам их относятся трудности изготовления высокостабильных температурно-независимых индуктивностей, а также высокая стоимость и громоздкость последних. Особенно это проявляется при создании автогенераторов диапазона инфранизких частот, в которых даже при применении высококачественных ферромагнитных сердечников габаритные размеры, масса и стоимость получаются большими.

В генераторе *LC*-типа форма выходного напряжения весьма близка к гармонической. Это обусловлено хорошими фильтрующими свойствами колебательного *LC*-контура. Они, как правило, работают с «отсечкой» тока активных приборов усилителя. Соответственно форма выходного тока усилителя резко отличается от синусоидальной. При этом в начальный момент возникновения автоколебаний $|K\beta| >> 1$, что обеспечивает устойчивую работу автогенератора даже при значительных изменениях параметров его элементов. Для самовозбуждения генератора *LC*-типа также необходимо наличие положительной обратной связи.

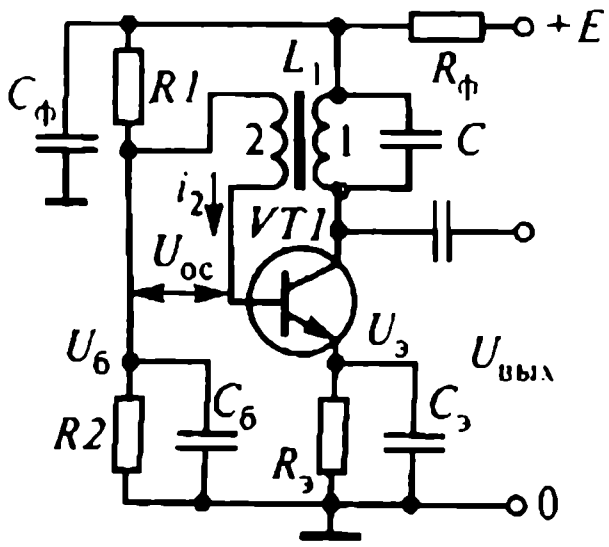
Сущность самовозбуждения заключается в следующем. При включении источника питания конденсатор колебательного контура, включенного чаще всего в коллекторную цепь транзистора, заряжается. В контуре возникают затухающие автоколебания, причем часть тока (напряжения) этих колебаний подается на управляющие электроды активного прибора, образуя положительную обратную связь. Это приводит к пополнению энергии *LC*-контура. Автоколебания превращаются в незатухающие. Частота автоколебаний в первом приближении определяется резонансной частотой *LC*-контура:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

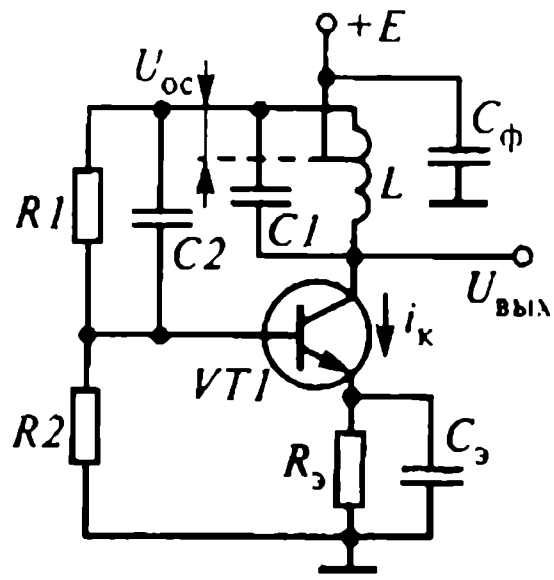
Многочисленные схемы автогенераторов *LC*-типа различаются в основном схемами введения сигнала обратной связи и способами подключения к усилителю колебательного контура.

На рис. 8.39, *а* показано введение положительной ОС с помощью трансформаторной обратной связи (обмотка *2*). Напряжение ОС зависит от соотношения числа витков обмоток *1* и *2*. На рис. 8.39, *б* использована автотрансформаторная обратная связь. Источник питания *E* подключен к части витков катушки индуктивности *L*, что уменьшает его шунтирующее действие и повышает добротность колебательного контура LC_1. Сопротивление разделительного конденсатора C_2 на частоте колебаний близко к нулю. На рис. 8.39, *в* показан генератор, собранный по схеме емкостной трехточки. В нем напряжение обратной связи снимается с конденсатора C_2. Энергия, поддерживающая автоколебания, вводится в форме импульсов тока $i_э$. Для уменьшения шунтирующего действия транзистор подключен к контуру через емкостный делитель напряжения.

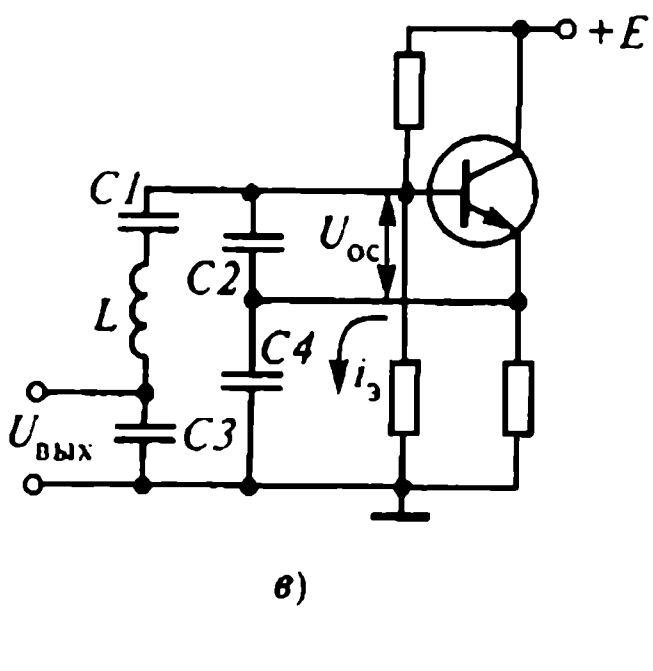
Для количественной оценки устойчивости автоколебаний часто вводят *коэффициент регенерации*. Это безразмерный коэффициент, характеризующий режим работы автогенератора и показывающий,



а)



б)



в)

Рис. 8.39. *LC*-автогенераторы:
а **— с трансформаторной ОС;** ***б*** **— с автотрансформаторной ОС (индуктивная трехточка);** ***в*** **— по схеме емкостной трехточки**

во сколько раз можно уменьшить добротность Q колебательной системы по сравнению с ее исходным значением, чтобы автогенератор оказался на границе срыва колебаний:

$$Q = X_L/R,$$

где X_L — реактивное сопротивление индуктивности контура; R — эквивалентное активное сопротивление контура, включающее и сопротивление активного элемента, шунтирующего его. В низкочастотных автогенераторах коэффициент регенерации обычно не менее 1,5...3.

Следует отметить, что в транзисторных генераторах источник возбуждающих колебаний имеет, как правило, малое внутреннее сопротивление. Следовательно, в цепи базы протекает ток несинусоидальной формы, а напряжение база—эмиттер остается синусоидальным.

Хорошие энергетические показатели у генератора могут быть получены только при работе с «отсечкой тока» (ток через транзистор имеет форму импульсов; рис. 8.40, *а*). При этом считается, что наилучшие энергетические характеристики имеют место при $\theta = 50 \div 70°$. В то же время для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы $\theta \approx 90°$. В противном случае до возникновения ав-

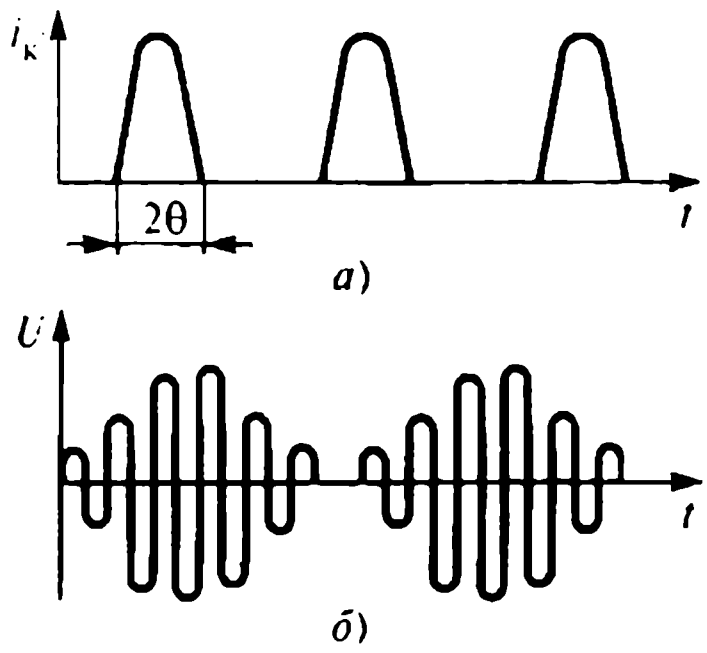


Рис. 8.40. Импульсы коллекторного тока (*а*); прерывисто генерируемый в автогенераторе сигнал (*б*)

токолебаний на базе транзистора будет только запирающее напряжение и без воздействия дополнительного внешнего отпирающего напряжения («жесткий» режим возбуждения) автоколебания не возникнут.

При «мягком» режиме возбуждения на базу должно быть подано отпирающее напряжение 0,3...0,5 В. При возникновении автоколебаний смещение должно автоматически изменяться в зависимости от амплитуды колебаний до получения нужного угла отсечки θ. Здесь нетрудно увидеть взаимосвязь с рассмотренным выше положением о необходимости введения цепи, изменяющей смещение до получения $|K\beta| = 1$.

При достаточно глубокой ОС и неправильно подобранных емкостях конденсаторов $C_э$, $C_б$ (рис. 8.39, *а*) может возникнуть прерывистая генерация или автомодуляция. В этом случае амплитуда колебаний имеет переменное значение или уменьшается до нуля на определенные промежутки времени (рис. 8.40, *б*). Прерывистая генерация обусловлена тем, что при определенных условиях напряжение автоматического смещения вследствие зарядки конденсаторов $C_б$, $C_э$, и $C_э$ может приблизиться к амплитуде напряжения ОС. Транзистор перестанет открываться и пополнять энергию колебательного контура. В итоге автоколебания быстро затухнут до нуля и возникнут снова только после разрядки конденсаторов $C_б$ и $C_э$. Затем процесс нарастания амплитуды, зарядки конденсаторов и срыва автоколебаний повторится. Поэтому цепи, обеспечивающие автоматическое смещение рабочей точки, обычно приходится подбирать при настройке. В схемах рис. 8.39, *б*, *в* изменения напряжения смещения происходят вследствие зарядки конденсаторов C_2, $C_э$ и C_4.

Заданную частоту колебаний можно получить при разных значениях индуктивности L и емкости C, так как она определяется их произведением. Однако увеличение емкости конденсатора C приводит к уменьшению индуктивности, что существенно снижает добротность контура:

$$Q = \omega_0 L/R = 1/(\omega_0 CR),$$

где ω_0 — резонансная частота.

Уменьшение добротности может привести к искажениям формы автоколебаний и появлению дополнительной нестабильности частоты. Для предотвращения этого добротность колебательного контура берут не менее 30...70.

Перестройку частоты автоколебаний осуществляют изменением емкости конденсатора, включенного в колебательный контур. При этом добротность контура изменяется, что может вызвать изменение режима работы автогенератора. Изменение емкости обычно производят механическим путем. Иногда вместо конденсатора, определяющего частоту колебаний, включают варикап и, меняя приложенное к нему дополнительное постоянное напряжение, изменяют резонансную частоту контура. В этом случае перестройка частоты осуществляется электрическим путем за счет изменения барьерной емкости варикапа. Относительная нестабильность частоты у автогенераторов $10^{-3}...10^{-5}$.

Генераторы с кварцевыми резонаторами и электромеханическими резонансными системами. Их обычно применяют на повышенных частотах, когда требуется получить колебания известной и стабильной частот. В них роль цепи, обладающей резонансными свойствами, выполняет или кварцевый резонатор, или электромеханический фильтр.

Кварцевый резонатор является высокодобротным фильтром, частотные свойства которого определяются геометрическими размерами и типом колебаний его пластины.

В электромеханических фильтрах используют резонансные свойства механической колебательной системы, выполненной специальным образом.

Рассматриваемые генераторы значительно сложнее и дороже в изготовлении, чем *LC*- и *RC*-генераторы. Однако при создании прецизионных преобразовательных устройств обойтись без них часто не удается.

Применение кварцевых резонаторов позволяет обеспечить относительное изменение частоты, не превышающее $10^{-6}...10^{-9}$, что на несколько порядков лучше соответствующих параметров *LC*- и *RC*-автогенераторов.

Для изготовления кварцевых резонаторов используют природный или искусственный монокристаллический кварц. Так как монокристалл кварца является анизотропным телом, то свойства резонатора зависят от ориентации вырезанной пластины относительно его кристаллографических осей. В настоящее время используют различные виды срезов. Благодаря этому удается удовлетворить многочисленные противоречивые требования, предъявляемые к рассматриваемым резонаторам.

В кристаллическом кварце существуют прямой и обратный пьезоэлектрические эффекты. *Прямой пьезоэффект* характеризуется тем, что при приложении к пластине механического напряжения на обкладках появляется электрический заряд, пропорциональный приложенному напряжению. *Обратный пьезоэффект* сводится к тому, что приложенное к пластине электрическое напряжение (созданное электрическое поляризующее поля) приводит к возникновению механических напряжений, изменяющих форму и размеры пластины. Возможные виды механических колебаний кварцевой пластины представлены на рис. 8.41. Чаще всего используют колебания сжатия—растяжения (рис. 8.41, *а*), изгиба (рис. 8.41, *б*), кручения (рис. 8.41, *в*, *г*), сдвига по контуру (рис. 8.41, *д*), сдвига по толщине (рис. 8.41, *г*). Эти колебания возможны как на основной резонансной частоте кварца, определяемой его геометрическими размерами и видом среза, так и на различных гармониках, кратных этой частоте.

Прежде чем вырезанная пластина кварца превратится в резонатор, она проходит ряд сложных технологических операций. Поэтому под *кварцевым резонатором* или просто *кварцем* в дальнейшем будем подразумевать законченное устройство, способное совершать резонансные колебания под действием электрического поля соответствующей частоты и содержащее кварцевый элемент, электроды и кварцедержатели.

Для проведения электрических расчетов кварцевый резонатор обычно представляют в виде эквивалентных схем, показанных на рис. 8.42, *а*, *б*. Параметры элементов, входящих в эквивалентную схему, зависят от вида колебаний, размеров электродов и пластин кварца. Конденсатор C_0 характеризует емкость пьезоэлемента и его держателей. L, C, R характеризуют параметры пьезоэлемента, которые обусловливают строго определенную частоту его колебаний.

Следует заметить, что резонансная частота кварцевого резонатора зависит от температуры окружающей среды, что позволяет

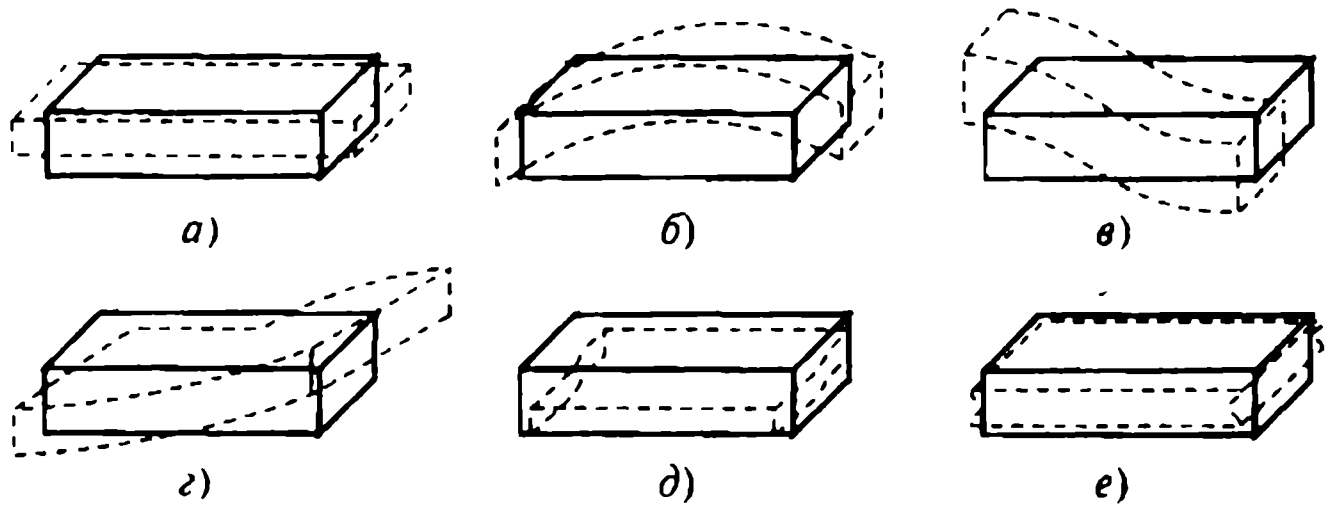


Рис. 8.41. Виды колебаний кварцевых элементов:
а — сжатие—растяжение; *б* — изгиб; *в*, *г* — кручения; *д* — сдвиг по контуру; *е* — сдвиг по толщине

иногда использовать его для точного измерения температуры. В прецизионных автогенераторах, работающих на определенной частоте, это явление относится к числу вредных и для уменьшения его влияния кварц термостабилизируют или вакуумируют.

Таким образом, кварцевый резонатор имеет стабильные параметры элементов, входящих в эквивалентную схему и определяющих генерируемую частоту при включении его в цепь автогенератора.

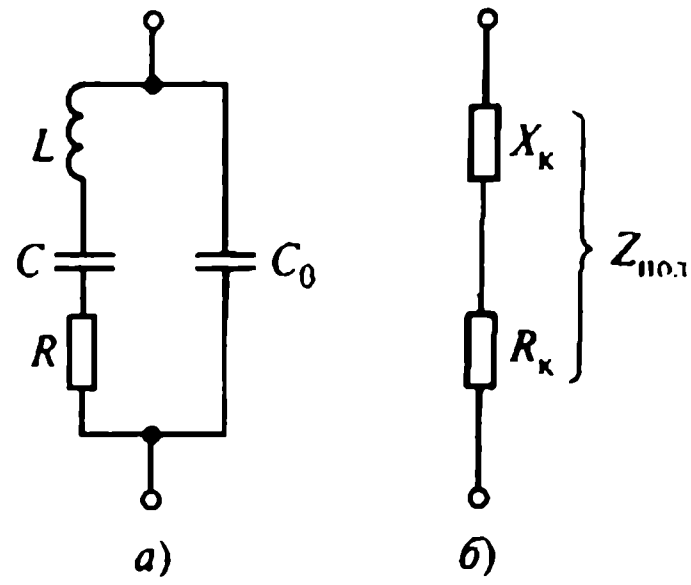


Рис. 8.42. Эквивалентные схемы кварцевого резонатора

Типовые значения параметров кварцевого резонатора: $L = 100$ мГн; $R = 100$ Ом; $C = 0{,}015$ пФ; $Q = 25000$; $C_0 = 5$ пФ. Полное сопротивление кварцевого резонатора

$$Z_{\text{пол}} = Z_1 \| Z_2, \tag{8.56}$$

где $Z_1 = R + j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C}$; $Z_2 = \dfrac{1}{j\omega C_0}$.

Преобразовав значения Z_1 и Z_2, получим

$$Z_{\text{пол}} = \frac{\omega RC + j(\omega^2 LC - 1)}{j[R\omega^2 CC_0 + j(\omega^3 LCC_0 - \omega C_0 - \omega C)]}. \tag{8.57}$$

Если считать, что значение R достаточно мало и им можно пренебречь, то

$$Z_{\text{пол}} \approx \frac{j}{\omega}\left[\frac{\omega^2 LC - 1}{C + C_0 - \omega^2 LCC_0}\right]. \tag{8.58}$$

Из этого уравнения видно, что существуют одна частота, на которой $Z_{\text{пол}} \to 0$, и частота, на которой $Z_{\text{пол}} \to \infty$. Условие $Z_{\text{пол}} \to 0$ определяет последовательный резонанс, а условие $Z_{\text{пол}} \to \infty$ — параллельный. Частота *последовательного* резонанса зависит только от определенных параметров резонатора — L и C, а частота *параллельного* — также от менее стабильной межэлектродной емкости C_0.

Частоту кварцевого резонатора можно менять в небольших пределах. Для этого последовательно с ним включают конденса-

тор C_1, емкость которого значительно больше емкости C_0. Изменение частоты можно оценить с помощью уравнения

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{C}{2(C_0 + C_1)}. \qquad (8.59)$$

Принципы, положенные в основу создания кварцевых автогенераторов, остаются теми же, что и для *LC*-генераторов. Их можно выполнять по схемам, использующим как последовательный, так и параллельный резонансы в электрической цепи. На практике используются оба вида резонансов.

Возможно также регулировать частоту, на которой возбуждается кварцевый резонатор, включением последовательно или параллельно с ним реактивных сопротивлений. Некоторые из возможных схем генераторов с кварцевой стабилизацией частоты приведены на рис. 8.43, *а*, *б*, *в*. В автогенераторе (рис. 8.43, *а*) использован последовательный резонанс. Микросхемы *DD1*, *DD2* типа 155ЛА7 выполняют функции усилителей. Для вывода их в активную область, в которой возможно «мягкое» возбуждение, они охвачены отрицательной ОС, введенной с помощью резисторов R_1, R_2 и R_3, R_5. Паразитное возбуждение микросхем устранено с помощью конденсаторов C_1, C_2. Так как ЛЭ 155ЛА7 имеют открытый коллектор (см. § 8.1), то в цепях выходов микросхем включены резисторы R_4, R_6. Конденсатор C_3 введен для гальванической развязки выхода *DD1* и выхода *DD2*. По существу микросхемы *DD1* и *DD2* представляют собой усилитель переменного тока, который не инвертирует входной сигнал. Положительная обратная связь, наблюдаемая на частоте последовательного резо-

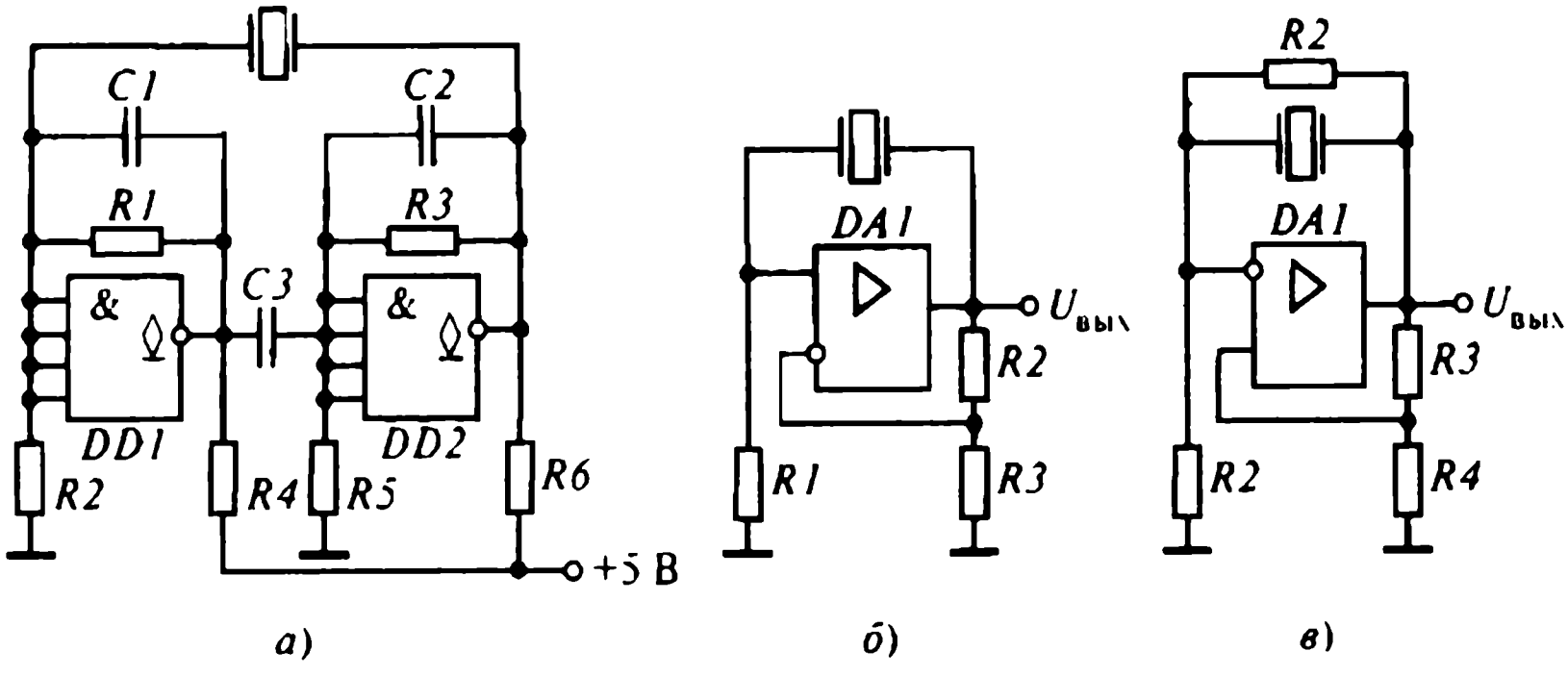


Рис. 8.43. Кварцевый генератор на микросхемах 155ЛА7 (*а*); генераторы на ОУ, использующие последовательный (*б*) и параллельный (*в*) резонансы

нанса кварцевого резонатора, приводит к появлению автоколебаний. Так как добротность резонатора очень велика, то при $K\beta$, существенно большем единицы, автоколебания имеют синусоидальную форму (см. рис. 8.37, *а*). При очень большом $K\beta$, как это имело место в случае, показанном на рис. 8.34, *в*, форма выходного напряжения отличается от синусоидальной, что не сказывается на стабильности частоты.

Автогенератор (рис. 8.43, *б*) отличается от генератора (рис. 8.43, *а*) только тем, что в нем в качестве усилителя применен ОУ. Верхняя частота, на которой возможно устойчивое самовозбуждение такого генератора, обычно не превышает нескольких сотен килогерц.

В генераторе (рис. 8.43, *в*) используется параллельный резонанс. Кварцевый резонатор включен в цепь отрицательной ОС. На частоте параллельного резонанса $Z_{пол}$ кварцевого резонатора резко возрастет. Глубина отрицательной ОС уменьшается, а положительной — остается неизменной. Если результирующее значение обратной связи окажется положительным и $K\beta > 1$, то автогенератор возбудится. Ограничение амплитуды автоколебаний осуществляется за счет выхода ОУ в нелинейную область.

Кварцевые генераторы широко используются в многочисленных цифровых устройствах измерительной техники, автоматики и радиотехники, когда нужно получить повышенную точность и стабильность частоты.

Кварцевые резонаторы успешно работают в полосе частот от 73 Гц до многих десятков мегагерц.

ГЛАВА 9

ЭЛЕКТРОННЫЕ СЧЕТЧИКИ, РЕГИСТРЫ, ДЕШИФРАТОРЫ, ШИФРАТОРЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОДА

§ 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ И ПРОСТЕЙШИЕ ДВОИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ

Счетчиком называют устройство, совокупность сигналов на выходе которого в определенном коде отображает число импульсов, поступивших на его вход.

Для создания счетчиков несколько триггеров *Т*-типа соединяют последовательно, так, чтобы выход предыдущего триггера был подключен ко входу последующего. Каждый триггер имеет только два устойчивых состояния. Поэтому количество комбинаций выходных сигналов, снимаемых с выходов всех триггеров, а соответственно и максимальное количество подсчитанных импульсов N равно

$$N_{max} = 2^m, \tag{9.1}$$

где m — количество последовательно включенных триггеров.

Каждый из триггеров такой цепочки называют *разрядом счетчика*. Поэтому, если, например, $m = 4$, то говорят, что счетчик четырехразрядный. Максимальное число, которое может подсчитать счетчик N_{max}, называется *коэффициентом*, или *модулем*, *счета* $K_{сч}$ ($K_{сч} = N_{max}$). Если количество входных импульсов $N_{вх}$ больше $K_{сч}$, то происходит переполнение счетчика. При этом он возвращается в нулевое состояние и цикл счета повторяется. Поэтому коэффициент счета характеризует число входных импульсов, необходимых для того, чтобы один цикл преобразования был выполнен и счетчик вернулся в исходное состояние.

В случаях, когда выходной сигнал снимается только с последнего триггера, его перепад 1, 0 или 0, 1 появляется после каждого цикла счета, определяемого коэффициентом счета $K_{сч}$. Поэтому при подаче на вход непрерывной последовательности импульсов с

частотой $f_{вх}$ на его выходе будем иметь последовательность, имеющую частоту

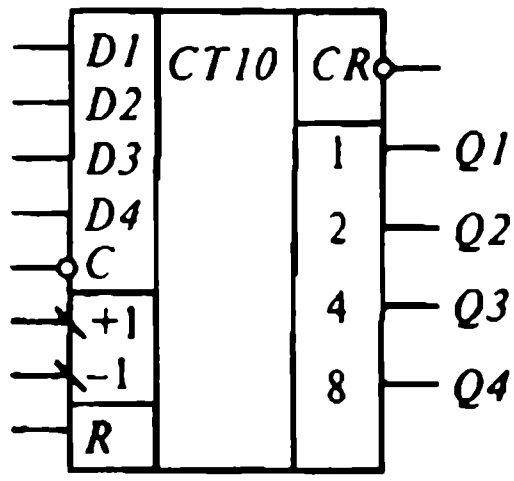
$$f_{вых} = f_{вх} / K_{сч}.$$

Такие счетчики выполняют функцию деления частоты и называются *счетчиками-делителями.*

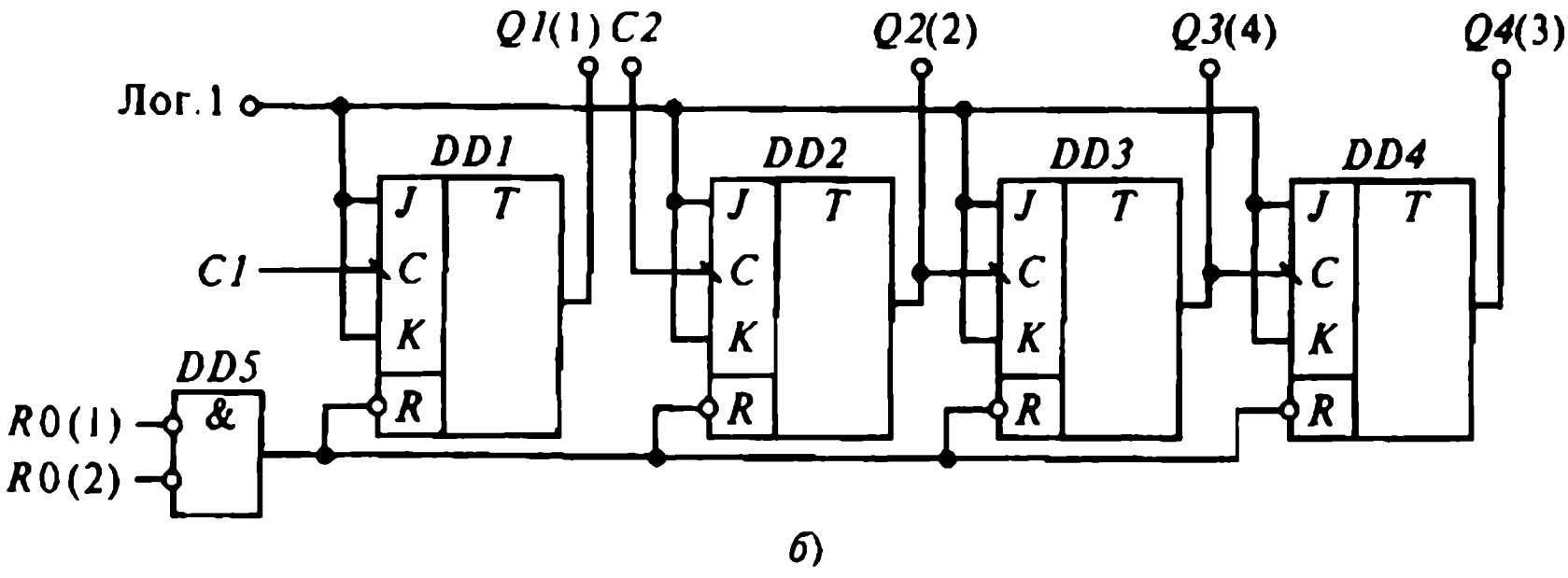
Меткой счетчика на схемах служат буквы *СТ*, указываемые в основном поле (рис 9.1, *а*). После них иногда проставляют число, характеризующее коэффициент счета, например, 2 или 10.

По коэффициенту счета счетчики подразделяют на *двоичные*, *двоично-десятичные* (декадные), *с произвольным постоянным коэффициентом счета*, *с переменным коэффициентом счета.*

По способу организации внутренних связей между триггерами их делят на счетчики: *с последовательным переносом*; *с параллельным переносом*; *с комбинированным переносом*; *кольцевые.*



а)



б)

Рис. 9.1. Обозначение счетчика на принципиальных схемах (*а*) и структура микросхемы двоичного счетчика с последовательным переносом 155ИЕ5 (*б*):

D1—D4 входы предварительной установки триггеров счетчика; *R* — вход установки всех триггеров счетчика в нулевое состояние (сброс); *CR* — выход переноса; 1, 2, 4, 8 (*Q1*, *Q2*, *Q3*, *Q4*) — выходы триггеров с указанием их веса; +1, −1 — счетные входы счетчика (знак указывает направление счета: «плюс» — прямое, «минус» — обратное); *C* — вход разрешения предварительной установки триггеров счетчика

В зависимости от выполняемой функции различают *суммирующие*, *вычитающие* и *реверсивные* счетчики.

Иногда рассматривают *асинхронные* и *синхронные* счетчики, что жестко связано с классификацией по способу организации внутренних связей.

В асинхронных счетчиках подсчитываемые импульсы поступают на вход только первого триггера. Каждый последующий триггер управляется сигналом предыдущего.

В синхронных счетчиках входные импульсы обычно подаются одновременно на вход *C* всех триггеров. Переключение только нужных из них осуществляется с помощью логических цепей, имеющихся на *J*-м и *K*-м входах отдельных триггеров.

Синхронные счетчики имеют большее быстродействие. Это объясняется тем, что в многоразрядных асинхронных счетчиках из-за задержки распространения в каждом разряде, переключение триггеров старших разрядов может задержаться относительно входных импульсов, которые следуют с большой частотой. Это приведет к кратковременной ошибочной комбинации мгновенного состояния триггеров, которая может вызвать неверные сигналы на выходе дешифратора.

Асинхронные счетчики — счетчики с последовательным переносом информации, синхронные — с параллельным. Если часть устройства работает как асинхронный счетчик, а часть — как синхронный, то это счетчик с последовательно-параллельным переносом информации.

Двоичные счетчики. Работу двоичного счетчика с последовательным переносом рассмотрим на примере микросхемы 155ИЕ5 (рис. 9.1, *б*). Он выполнен на четырех синхронных *JK*-триггерах. Входы *J* и *K* всех триггеров объединены между собой и на них подан потенциал логической единицы. Следовательно, все триггеры выполняют функцию *T*-триггера и меняют свое состояние на противоположное при каждом переходе напряжения 1,0 на входе синхронизации *C*. Для расширения функциональных возможностей три триггера соединены в цепочку, а один включен раздельно. Имеются также два входа *R*0. Они являются входами ЛЭ *DD5*, имеющего инверсное управление. При подаче логического нуля на оба входа *R*0 на выходе ЛЭ *DD5* появляется логическая единица. Она устанавливает все триггеры счетчика в нулевое состояние.

Для получения четырехразрядного счетчика выход триггера *DD1* *Q*1 подключается ко входу синхронизации *C*2 триггера *DD2*. Входные импульсы подаются на вход синхронизации *C*1 микросхемы *DD1*.

Так как триггеры меняют свое состояние в момент перепада 1,0, то в момент окончания первого входного импульса на выходе *Q*1 появится логическая 1. В момент окончания второго им-

пульса триггер *DD1* вернется в исходное нулевое состояние. При этом перепад сигнала 1,0 на выходе *Q*1 перебросит триггер *DD2* в состояние 1. Третий импульс перебросит триггер *DD1* в единичное состояние. Четвертый импульс вызовет переброс первого и второго триггеров в нулевое состояние, а третьего — в единичное. Состояния триггеров счетчика при дальнейшем увеличении числа входных импульсов видно из таблицы истинности (табл. 9.1).

Таблица 9.1

N	*Q*1	*Q*2	*Q*3	*Q*4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1
11	1	1	0	1
12	0	0	1	1
13	1	0	1	1
14	0	1	1	1
15	1	1	1	1

Таким образом, каждый триггер уменьшает частоту входного сигнала в 2 раза, а четыре последовательно включенных триггера обеспечивают ее деление на 16. Число, записанное в счетчике и представленное сочетанием логических нулей и единиц на выходах *Q*, можно определить с помощью уравнения

$$N = Q_m \cdot 2^{m-1} + Q_{m-1} \cdot 2^{m-2} + \ldots + Q1 \cdot 2^0, \qquad (9.2)$$

где m — номер триггера; $2^0, \ldots, 2^{m-2}, 2^{m-1}$ — вес соответствующего разряда; $Q1 \ldots Q_m$ — единица или ноль в зависимости от сигнала на соответствующем входе.

Из (9.2) следует, что вес четвертого триггера — 8, третьего — 4, второго — 2, первого — 1. Это иногда отмечают соответствующими цифрами в обозначении на дополнительном поле с правой стороны (рис. 9.1, *а*).

Так как подсчитываемые импульсы последовательно изменяют состояние триггеров слева направо, причем их состояние меняет-

ся в моменты их прихода (по срезу 1,0), то говорят, что это асинхронные счетчики с последовательным переносом.

В течение цикла преобразования числа, записанные в счетчике, увеличиваются при поступлении каждого нового импульса. Поэтому данный счетчик относится к числу суммирующих.

Достоинствами подобного счетчика являются: простота схемы; легкость увеличения разрядности (путем подключения к выходу последнего триггера цепочки из последовательно соединенных триггеров).

Недостатки: сниженное быстродействие из-за того, что триггеры срабатывают последовательно один за другим; возможность появления кратковременных ложных сигналов на выходах дешифраторов, подключенных к счетчику вследствие задержек с переключением отдельных триггеров.

§ 9.2. ДЕСЯТИЧНЫЕ СЧЕТЧИКИ

Для создания счетчиков, у которых $K_{сч} \neq 2^m$, в двоичные счетчики вводят дополнительные логические связи (прямые и обратные). Таким способом, например, получают широко распространенные десятичные (декадные) счетчики с $K_{сч} = 10$, имеющие десять комбинаций выходных сигналов. В зависимости от вида логической связи одному и тому же числу в десятичных счетчиках могут соответствовать различные четырехразрядные кодовые комбинации. Поэтому говорят, что такие счетчики работают в соответствующем двоично-десятичном коде. Его относят к числу взвешенных, так как каждый разряд имеет свой вес.

Число, записанное в этих кодах, можно представить в виде суммы

$$N = a_4 \cdot Q4 + a_3 \cdot Q3 + a_2 \cdot Q2 + a_1 \cdot Q1, \qquad (9.3)$$

где $a_1 - a_4$ — веса соответствующих разрядов счетчика; $Q1 - Q4$ — единица или ноль в зависимости от состояния триггера соответствующего разряда.

Наиболее часто применяют двоично-десятичный взвешенный код 8-4-2-1. Цифры в названии кода характеризуют вес триггеров счетчика начиная с последнего. Так, при коде 8-4-2-1 единица на выходе четвертого счетчика появляется после восьми импульсов, у третьего — после четырех, у второго — после двух, у первого — после одного.

В ряде случаев используют коды 2-4-2-1, 4-2-2-1, которые в отличие от кода 8-4-2-1 неоднозначны. У них одному числу могут соответствовать разные двоичные комбинации выходных сигналов.

Также достаточно широко применяются дополнительные, самодополняющиеся и унитарные коды.

Дополнительный код получают инвертированием чисел двоичного кода (заменой единиц на нули и наоборот) и увеличением младшего разряда на единицу. Например, число 0101 в двоичном коде (при записи какого-либо числа в коде состояние последнего (старшего) разряда характеризуется первой цифрой, предпоследнего — второй и т. д., а первого — последней цифрой) после инвертирования равно 1010, а в дополнительном коде 1011. Дополнительный код удобен тем, что сложение чисел, одно из которых представлено в дополнительном коде, обеспечивает вычитание числа в дополнительном коде.

При *самодополняющемся* коде поразрядное инвертирование кодовой комбинации данного десятичного числа даст кодовую комбинацию, дополняющую данное число до девяти. Этот код удобен при построении цифровых приборов, измеряющих как положительные, так и отрицательные величины.

Унитарный код характеризуется тем, что только один из разрядов счетчика отличается от состояния других разрядов. При подаче каждого очередного импульса в цикле положение разряда, имеющего другое состояние, последовательно изменяется. Для счетчиков с унитарным кодированием не требуются дешифраторы, что является их основным преимуществом перед счетчиками, работающими в двоично-десятичном коде.

Один из возможных вариантов изменения коэффициента пересчета двоичного счетчика и кода, в котором он работает, показан на рис. 9.2. В состав его входят триггеры *DD1*, *DD2* и двоичный счетчик, имеющий коэффициент деления $K_{дел}$. Триггеры имеют динамическое управление или выполнены на основе двухступенчатых структур. С инверсного выхода триггера *DD2* введена логическая обратная связь на вход *J* триггера *DD1*. Если для показанной схемы рассмотреть уравнения истинности при использовании двоичных счетчиков с различными коэффициентами деления $K_{дел}$, можно установить, что логическая обратная связь,

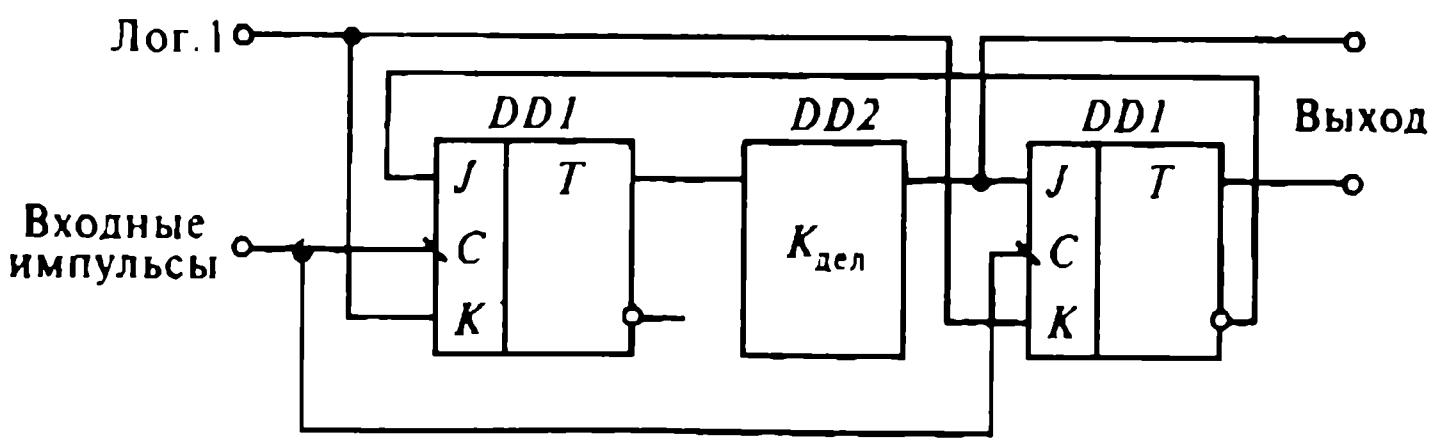


Рис. 9.2. Изменение коэффициента пересчета у счетчика

введенная показанным образом, обеспечивает работу счетчика с коэффициентом счета

$$K_{сч} = 2K_{дел} + 1. \qquad (9.4)$$

Например, коэффициент деления $K_{дел} = 1$ в том случае, если выход *DD1* подключен непосредственно ко входу *J DD2*, и в исходном положении триггеры находятся в нулевом состоянии, а на входах *J* и *K DD1* будет логическая единица. Первый входной импульс переводит триггер *DD1* в единичное состояние. На входах *J* и *K* триггера *DD2* появляется логическая единица. Поэтому второй импульс переводит его в единичное состояние, а триггер *DD1* — в нулевое. На входе *J* триггера *DD1*, соединенном с инверсным выходом *DD2*, появится логический 0. Поэтому третий импульс не меняет его состояния. На входе *J*-триггера *DD2* при приходе третьего импульса будет логический 0, а на входе *K* — логическая единица. Поэтому третьим импульсом этот триггер устанавливается в нулевое состояние. Таким образом, коэффициент счета у такой простейшей схемы равен $K_{сч} = 3$. Если между микросхемами *DD1* и *DD2* установлен триггер, коэффициент деления которого равен двум, то $K_{сч} = 5$ и т. д.

Примером практической реализации данного принципа изменения коэффициента пересчета может служить микросхема 155ИЕ2, структура которой показана на рис. 9.3. *а*, а условное обозначе-

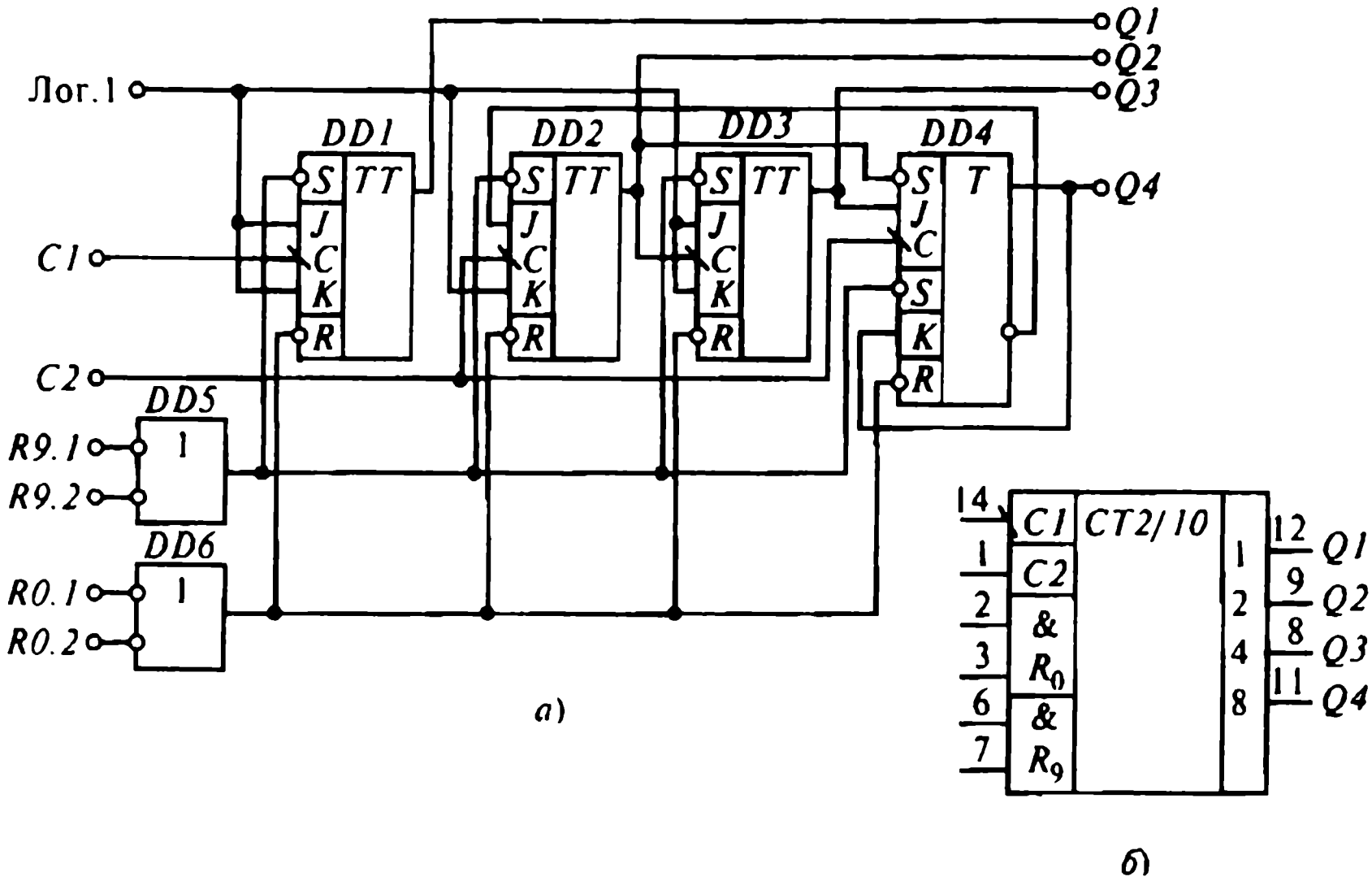


Рис. 9.3. Структура микросхемы 155ИЕ2 (*а*) и ее условное обозначение (*б*)

ние — на рис. 9.3, *б*. В ней двухступенчатый триггер *DD1* работает в режиме *Т*-триггера. Он осуществляет деление на 2, так как каждый импульс на входе *С*1 меняет состояние триггера на противоположное. Выход триггера *DD1* *Q*1 оставлен свободным с целью расширения функциональных возможностей микросхемы. Если его соединить со входом *С2*, получится двоично-десятичный счетчик. В нем триггер *DD1* будет осуществлять деление на два частоты импульсов, подаваемых на вход *С1*. Триггеры *DD2—DD4* делят на пять частоту импульсов на входе *С2*. Вход *С2* сделан независимым, что позволяет использовать эту часть микросхемы для независимого от триггера *DD1* деления частоты на пять. Возможно также подключение входа *С1* к выходу *Q4* и подача подсчитываемых импульсов на вход *С2*. При этом счетчик остается десятичным, но код, в котором он работает, изменится.

В случае, если выход *Q1* соединен со входом счетчика *С2*, а импульсы подаются на вход *С1*, его работа характеризуется таблицей истинности (табл. 9.2). Из таблицы видно, что счетчик работает в коде 8-4-2-1. Единицы на выходах соответствующих триггеров однозначно характеризуют число поступивших на вход импульсов.

Так, например, если на выходах *Q2* и *Q3* триггеров *DD2* и *DD3*, имеющих веса 2 и 4, есть логическая единица, то число пришедших импульсов равно шести (2 + 4) и т. д. Из таблицы также видно, что после восьми импульсов на входе *J* тригтера *DD2* устанавливается логический ноль, а на входе *K* триггера *DD4* — логическая единица. Поэтому тригтер *DD2* перестает изменять свое положение, а первый же перепад 1,0 устанавливает триггер *DD4* в нулевое состояние. Это будет при приходе на вход счетчика десятого импульса. Он устанавливает счетчик в нулевое состояние. При этом на выходе *Q4* наблюдается перепад напряжения 1,0.

Таблица 9.2

№ входного импульса	*С2*	*Q1*	*Q2*	*Q3*	*Q4*
0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0
2	0	0	1	0	0
3	1	1	1	0	0
4	0	0	0	1	0
5	1	1	0	1	0
6	0	0	1	1	0
7	1	1	1	1	0
8	0	0	0	0	1
9	1	1	0	0	1
10	0	0	0	0	0
Веса разрядов		1	2	4	8

Если к выходу *Q4* подключить вход *C1* второго аналогичного счетчика, то для него входным сигналом будет служить каждый десятый импульс. В результате получится вторая декада счетчика, которая считает «десятки». Наращивая подобным образом схему, можно создать счетчик, позволяющий подсчитать любое количество импульсов.

Для установки счетчика в нулевое состояние служат входы *R0.1* и *R0.2*. Для установки счетчика в состояние 9 (логическая единица на выходах *Q1* и *Q4*) служат входы *R9.1* и *R9.2*. В режиме счета на входах каждой из этих пар должны быть разные сигналы (логическая единица и логический ноль). При подаче логической единицы на входы *R0.1* и *R0.2* счетчик устанавливается в нулевое положение (при разных сигналах на входах *R9.1* и *R9.2*). Если логическая единица подана на входы *R9.1* и *R9.2*, счетчик устанавливается в состояние 9 (при разных сигналах на входах *R0.1* и *R0.2*).

Если входные сигналы подавать на вход *C2*, а выход *Q4* подключить ко входу *C1*, счетчик будет работать в коде 5-4-2-1.

Подобно рассмотренному можно создать счетчики с любым требуемым коэффициентом пересчета. При этом для их устойчивой работы целесообразно использовать двухступенчатые триггеры. Это обусловлено тем, что изменение сигнала на выходе триггера не должно вызывать дополнительных переключений этого или связанного с ним другого триггера. Так, если при изменении выходного сигнала *Q4* с нуля на логическую единицу и с логической единицы на логический ноль на входе *DD2* (рис. 9.3, *а*) дополнительно изменится состояние триггера *DD2* при том же входном импульсе, при котором произошло это изменение, то возникнут «гонки». В результате информация будет потеряна. Двухступенчатые триггеры, вследствие свойств их структуры, гарантируют отсутствие «гонок», что облегчает выполнение устойчивых счетчиков.

Только благодаря тому, что в рассматриваемом случае переключение триггеров осуществляется по срезу импульса и изменение сигнала на входе *J DD2*, наблюдаемое после восьмого импульса, не меняет состояния триггера до прихода на вход *C2* следующего перепада 1,0, счетчик может работать в заданном коде.

Такой же принцип изменения коэффициента пересчета использован в микросхеме 155ИЕ4, в которой осуществляется деление на двенадцать. В ней аналогично рассмотренному имеются две части. В одной осуществляется деление на два, в другой — деление на шесть.

Для изменения коэффициента пересчета можно использовать входы *R*- и *S*-триггеров, входящих в состав счетчика. Сигналы на

них обычно подаются с дополнительных логических элементов, входы которых подключены к выходам триггеров. Логические элементы включают так, чтобы их сигналы обеспечили недвоичный переход при приходе соответствующего входного импульса. Характер перехода (из единицы в ноль или из нуля в единицу) определяется требуемым коэффициентом счета. Так, если требуется, чтобы счетчик работал по модулю $K_{сч}$, то при его построении логический элемент включают так, чтобы на его входы подавались сигналы с выходов Q тех разрядов, на которых при состоянии $(K_{сч} - 1)$ имеется логическая единица. Выход логического элемента подсоединяют ко входам S остальных разрядов. Так, например, в асинхронном десятичном счетчике (рис. 9.4) на вход логического элемента *DD5* поданы сигналы с выходов триггеров *DD1* и *DD4*.

Изменение состояний триггеров счетчика характеризуется табл. 9.2. После прихода девяти импульсов на выходах *Q1* и *Q4* будет логическая единица. При приходе десятого импульса на выходе логического элемента И *DD5* появится логический ноль. Триггеры *DD2* и *DD3* установятся в единичное состояние, в котором пребывают в течение действия входного импульса. При срезе десятого входного импульса все триггеры установятся в нулевое состояние, так как на выходах всех триггеров имеется логическая единица, а уменьшающийся сигнал на входе логического элемента *DD5* «снимает» со входа S сигнал логического нуля. Для устойчивой работы счетчика необходимо, чтобы логическая единица на входе S появилась раньше момента записи информации в триггеры. В противном случае сигнал входа S, имеющего абсолютный приоритет перед другими входами, нарушит нормальную работу счетчика.

Этого можно избежать при использовании двухвходового логического элемента, входы которого соединены с *Q1* и *Q4*. Тогда

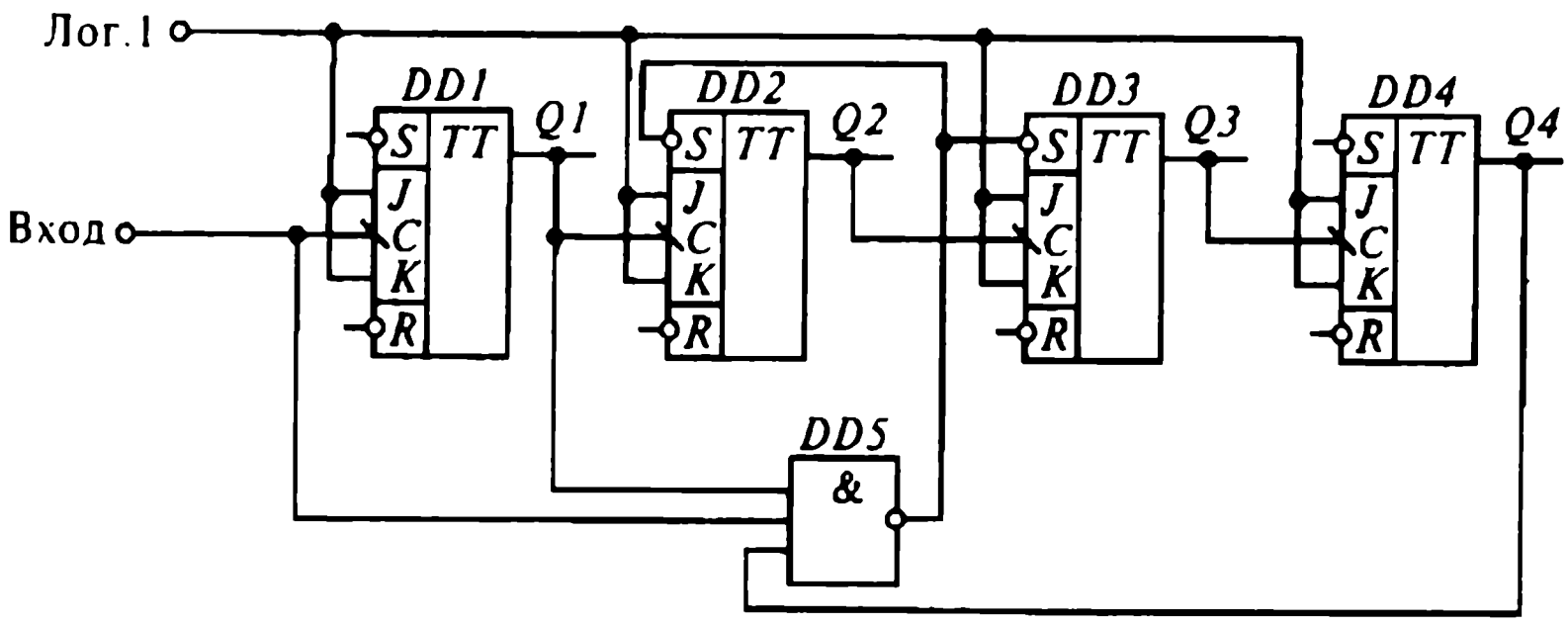
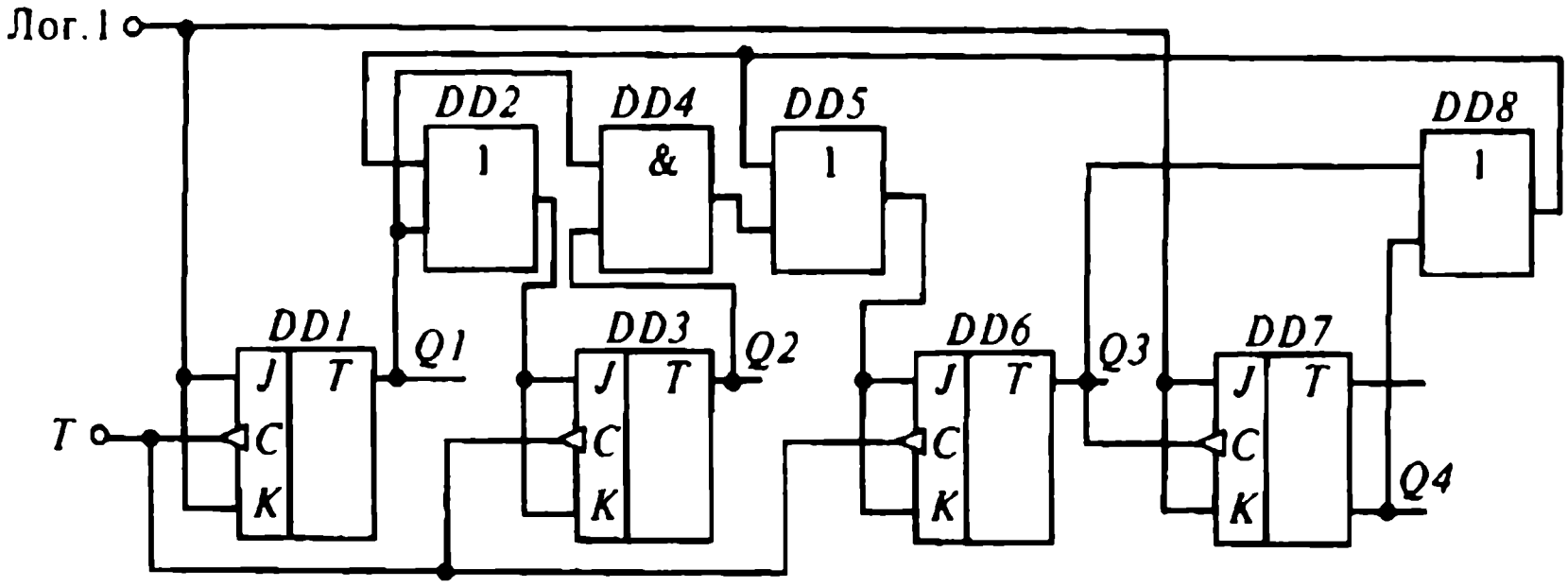


Рис. 9.4. Асинхронный счетчик с коэффициентом счета $K_{сч} = 10$

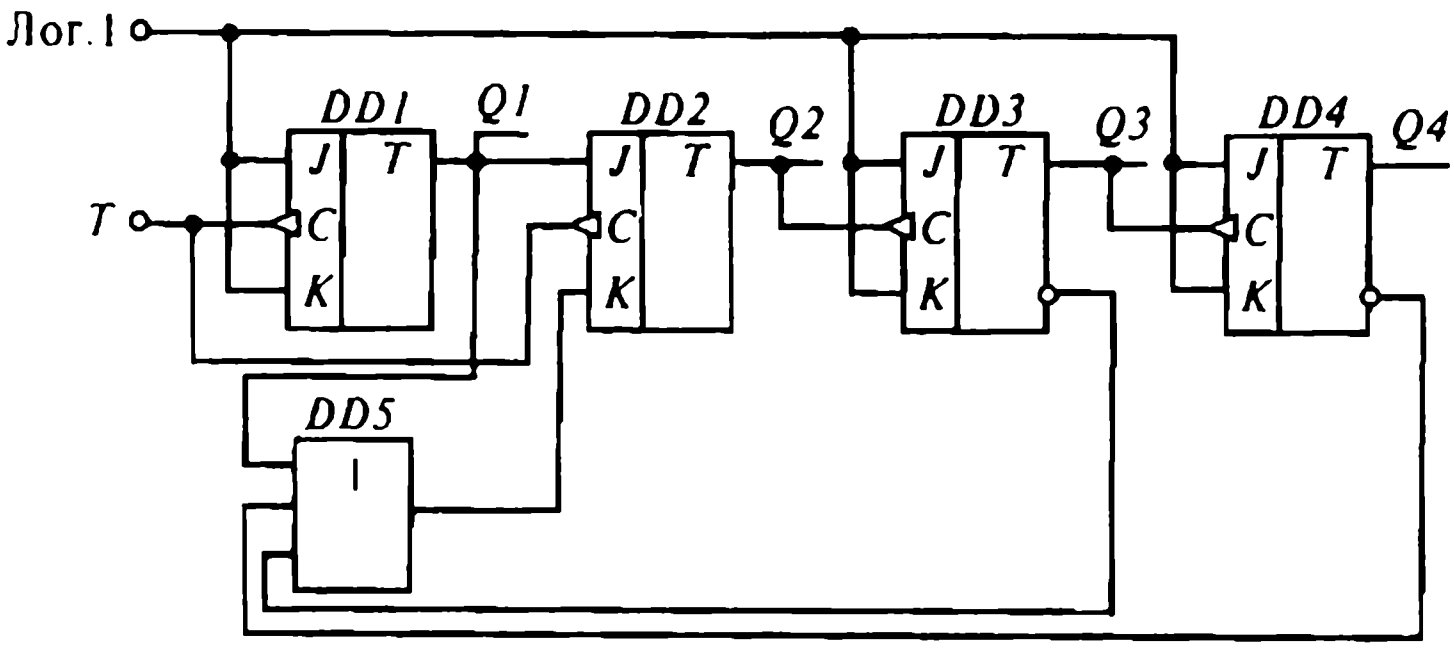
состояние $Q1 = 1$, $Q2 = 0$, $Q3 = 0$, $Q4 = 1$, наблюдаемое после девятого импульса, будет кратковременным. Сигнал логического элемента *DD5* через время задержки распространения логического элемента изменит состояние триггеров *DD2*, *DD3* на противоположное ($Q2 = 1$, $Q3 = 1$). Поэтому десятый импульс установит все триггеры в состояние 0. Такой счетчик можно использовать для деления частоты на десять. Но он уже не будет работать в коде 8-4-2-1, так как после девятого импульса наблюдается недвоичный переход, при котором $Q1 = Q2 = Q3 = Q4 = 1$.

Счетчики, работающие в самодополняющихся кодах. У счетчиков, работающих в самодополняющихся кодах, поразрядное инвертирование кодовой комбинации числа, записанного в разрядах, даст код числа, дополняющего данное до 9.

Счетчик, работающий в самодополняющемся коде 2-4-2-1 (код Айкена), приведен на рис. 9.5, *а*. Недвоичный переход происходит по кодовой комбинации 0100, после которой счетчик устанавливается в состояние 1011 (табл. 9.3).



а)



б)

Рис. 9.5. Десятичные счетчики, работающие в самодополняющихся кодах: 2-4-2-1 (*а*) и 4-2-2-1 (*б*)

Число, записанное в счетчике, определяется с помощью уравнения (9.3), которое в рассматриваемом случае имеет вид

$$N = 2 \cdot Q4 + 4 \cdot Q3 + 2 \cdot Q2 + 1 \cdot Q1. \qquad (9.5)$$

Счетчик, работающий в самодополняющемся коде 4-2-2-1, может быть реализован о помощью структуры рис. 9.5, *б*. В ней за время подсчета десяти импульсов триггер *DD2* имеет три недвоичных перехода в связи с тем, что на его вход *C* подается сигнал с выхода трехвходового логического элемента *DD5*. В итоге работа триггера характеризуется табл. 9.4.

Таблица 9.3

№ входного импульса	Выходы			
	Q1	*Q2*	*Q3*	*Q4*
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	1	0	1
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0
Вес разряда	1	2	4	2

Таблица 9.4

№ входного импульса	Выходы			
	Q1	*Q2*	*Q3*	*Q4*
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	1	0
4	0	1	1	0
5	1	0	0	1
6	0	1	0	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0
Вес разряда	1	2	2	4

Для изменения режима работы счетчика и реализации определенного кода в общем случае следует составить таблицу истинности. По ней находят, после какого из входных импульсов должен осуществляться недвоичный переход. Зная это, проектируют схему включения логических элементов, которые обеспечивают его осуществление. Причем, как правило, тот же результат может быть получен разными путями.

§ 9.3. КОЛЬЦЕВЫЕ СЧЕТЧИКИ

Кольцевые счетчики представляют собой группу последовательно соединенных и замкнутых в кольцо триггеров (выход последнего подключен ко входу первого). В них под воздействием входных импульсов осуществляется «перемещение» одной или нескольких логических единиц последовательно от разряда к разряду.

Для построения кольцевых счетчиков можно использовать как *JK*-, так и *D*-триггеры. Один из возможных вариантов, выполненный на *D*-триггерах, приведен на рис. 9.6. В исходном состоянии триггер *DD1* находится в единичном состоянии, а все остальные — в нулевом. Первый из приходящих импульсов меняет состояние триггеров *DD1* и *DD2* на противоположное, так как их переключение осуществляется по перепаду 1,0. Следующий импульс меняет состояние тригтеров *DD2* и *DD3* на противоположное и т. д.

Таким образом, логическая единица, существовавшая на выходе *Q1* в исходном состоянии, при каждом входном импульсе перемещается на следующий выход *Q2*, *Q3*, ..., Q_n. Такое перемещение характеризуется табл. 9.5.

Таблица 9.5

№ входного импульса	Выходы			
	Q1	*Q2*	*Q3*	*Q4*
0	1	0	0	0
1	0	1	0	0
2	0	0	1	0
3	0	0	0	1
4	0	0	0	0

Как видно из табл. 9.5, коэффициент счета равен $(n + 1)$, где n — число триггеров, соединенных в кольцо. При необходимости создать десятичный счетчик необходимо использовать девять триггеров.

Логический элемент *DD5* необходим для устранения сбоев, которые, однажды возникнув, могут существовать неопределенно долго. Он также увеличивает на единицу коэффициент пересчета.

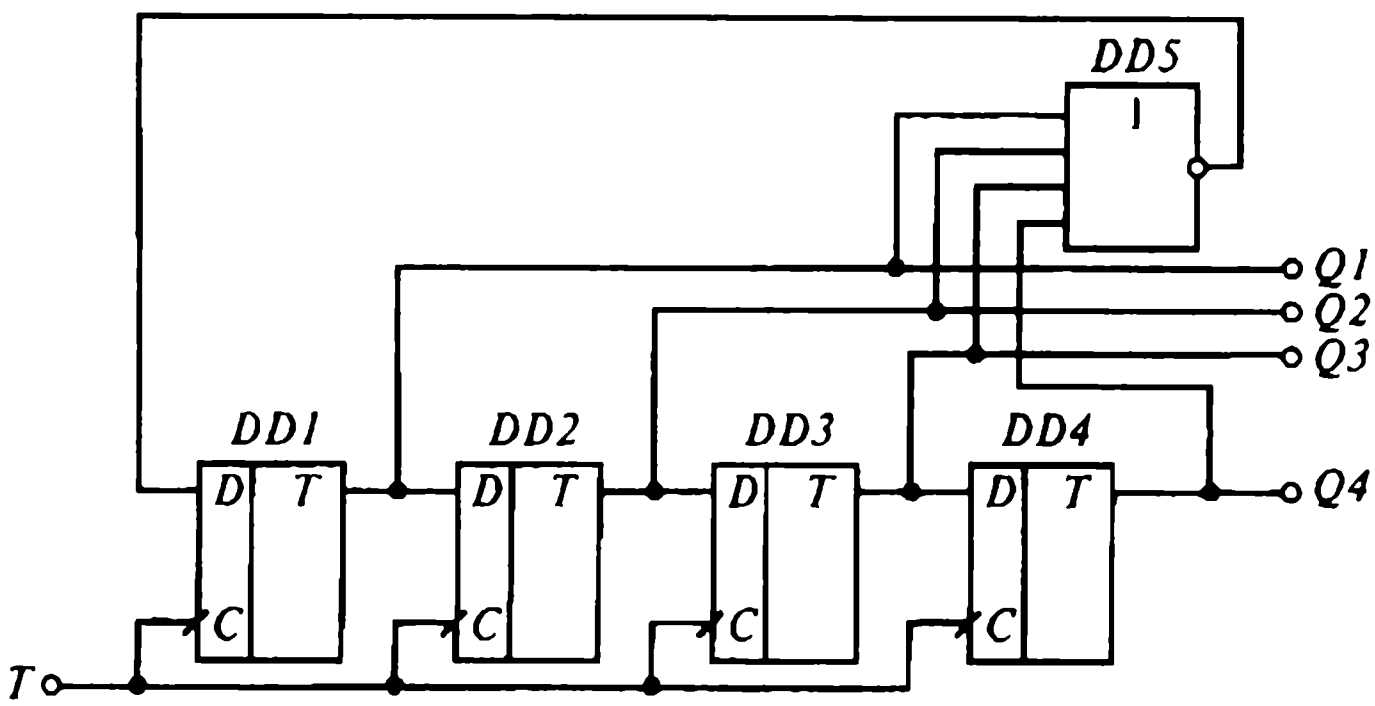


Рис. 9.6. Кольцевой синхронный счетчик

Если по какой-либо причине один или несколько триггеров случайно изменят свое состояние и на триггерах, включенных в кольцо, появится несколько единиц, то логический элемент ИЛИ-НЕ *DD5* будет давать логический ноль до тех пор, пока все триггеры не примут нулевое состояние. Логическая единица на входе *DD1* появится только в случае, если на выходах всех триггеров будет логический ноль. Благодаря этому логическому элементу возникший в счетчике сбой существует только конечное время. После осуществления одного цикла полного пересчета его влияние будет устранено.

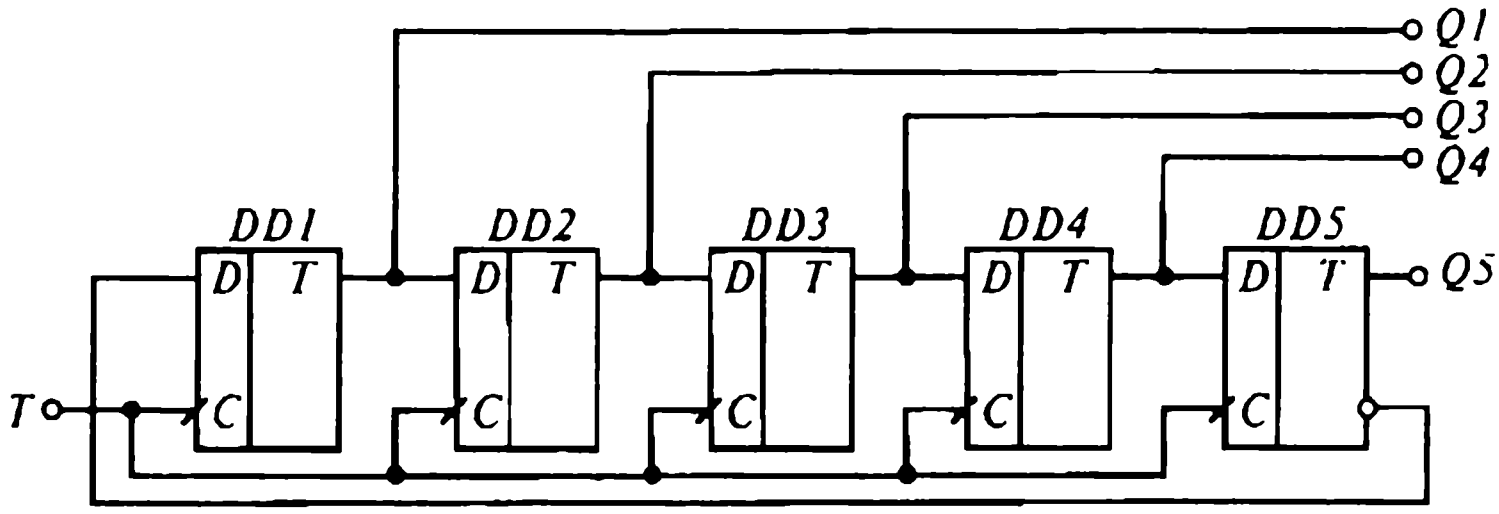
Если логический элемент *DD5* замкнуть накоротко и убрать связи с *DD1—DD3*, то коэффициент пересчета станет равным количеству триггеров. При этом любые сбои будут приводить к появлению дополнительных «единиц», которые будут циркулировать по кольцу.

Кольцевой счетчик с одной перекрестной связью (рис. 9.7, *а*) называется *счетчиком Джонсона*. Он имеет коэффициент счета, в два раза больший числа составляющих его триггеров. На вход первого триггера *DD1* подан сигнал с инверсного выхода триггера *DD5*. При таком включении входные импульсы вначале вызывают «распространение» единиц от первого до последнего, а затем «распространение» нулей (табл. 9.6).

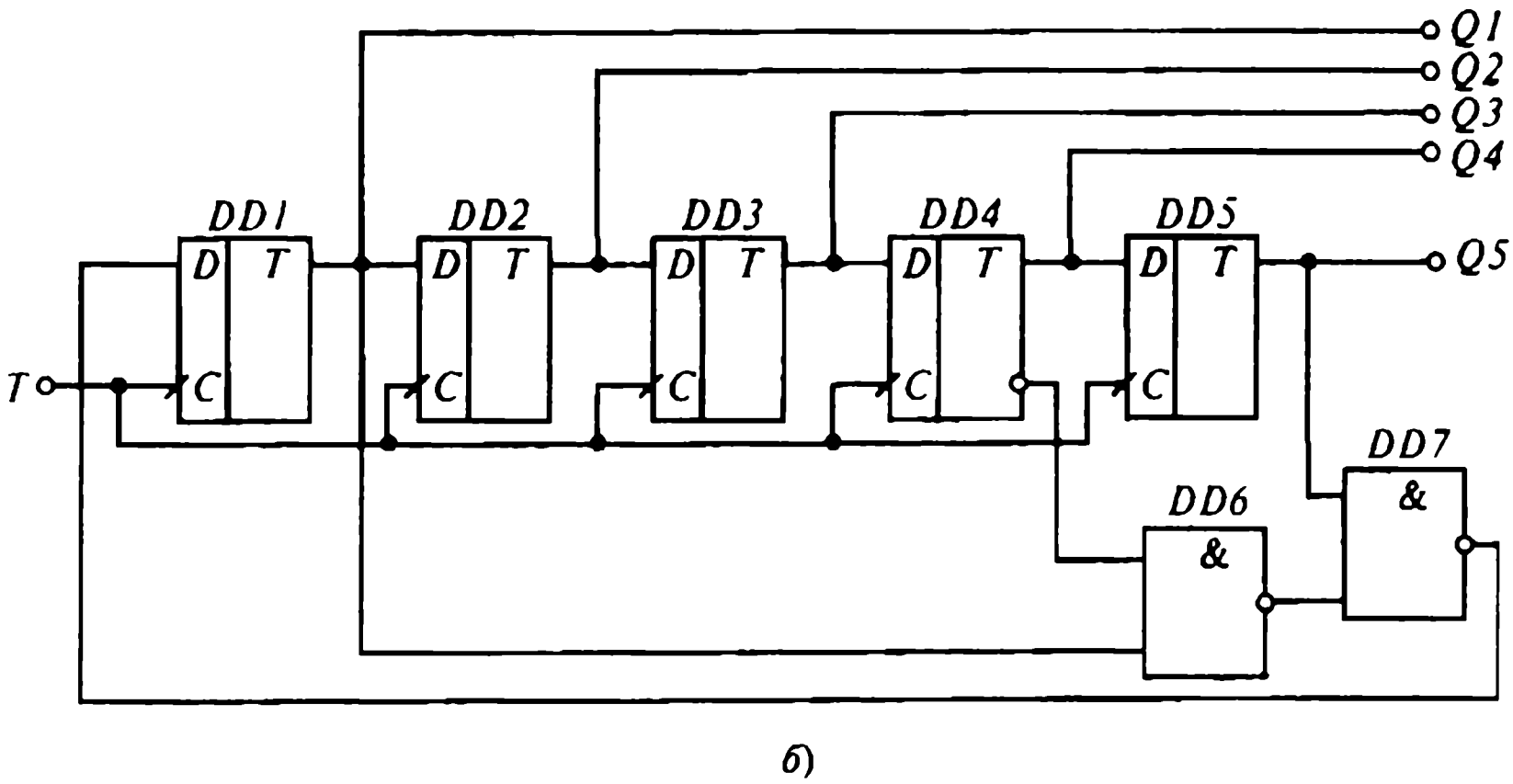
Таблица 9.6

№ входного импульса	Выходы				
	Q1	*Q2*	*Q3*	*Q4*	*Q5*
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	1	1	1	0	0
4	1	1	1	1	0
5	1	1	1	1	1
6	0	1	1	1	1
7	0	0	1	1	1
8	0	0	0	1	1
9	0	0	0	0	1
10	0	0	0	0	0

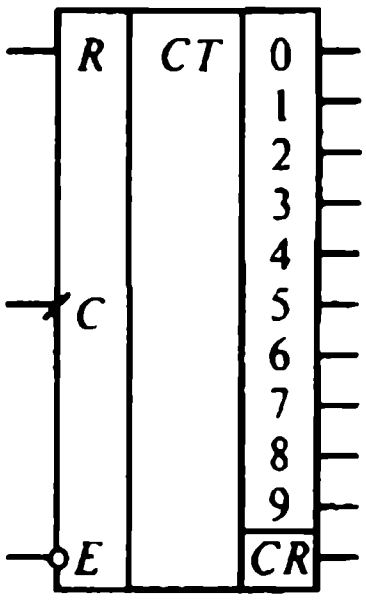
Код, в котором работает счетчик Джонсона, называется *кодом Либау-Крейга*. Для устранения сбоев, которые могут возникнуть в триггерах счетчика, в его схему обычно вводят дополнительные логические элементы, например так, как показано на рис. 9.7, *б*. В ней для перехода счетчика из любой запрещенной комбинации в разрешенную введены два логических элемента И-НЕ *DD6* и *DD7*.



а)



б)



в)

Рис. 9.7. Простейший счетчик Джонсона (*а*); его вариант с цепью устранения сбоев (*б*); микросхема 564ИЕ8 (*в*)

Входы логического элемента *DD6* подключены к прямому выходу триггера *DD1* и инверсному *DD4*. Входы логического элемента *DD7* соединены с выходом логического элемента *DD6* и выходом триггера *DD5*.

Эти дополнительные цепи обеспечивают устранение сбоев, которые могут возникнуть в счетчике случайным образом. Промышленностью выпускаются микросхемы счетчиков Джонсона,

например, К561ИЕ8, 564ИЕ8, К561ИЕ9, 564ИЕ9, К561ИЕ19 и др. Причем в отдельных микросхемах имеются преобразователи кода, выполненные на логических элементах. С помощью их код Либау-Крейга преобразуется в требуемый. Так, например, в пятиразрядном счетчике Джонсона типа 564ИЕ8 (рис. 9.7, *в*) двоичный код преобразуется в сигналы, подаваемые на один из десяти выходов *Q0—Q9*. Входные импульсы подаются на вход *C*. Вход разрешения счета *E* обеспечивает прием информации при $E = 0$. При $E = 1$ счет импульсов запрещен.

Вход *R* служит для «сброса» счетчика в нуль ($R = 1$). Выход *CR* используется для подключения к следующему аналогичному счетчику второй декады. В процессе работы на выходе переноса *CR* формируется последовательность импульсов, имеющих частоту $f = f_{вх}/10$. Используя вход *R*, можно менять коэффициент счета, сбрасывая счетчик на «нуль» после прихода требуемого количества импульсов.

§ 9.4. РЕВЕРСИВНЫЕ И ПРОГРАММИРУЕМЫЕ СЧЕТЧИКИ

Счетчики, в которых направление счета может быть изменено на противоположное, называются *реверсивными*. Если при одном направлении счета в триггерах счетчика записан код, соответствующий сумме поступивших на вход импульсов, то при изменении направления счета из этой суммы вычитается число, соответствующее количеству импульсов, пришедших на вход после изменения направления счета (реверса). Так, если в четырехразрядном двоичном счетчике записан код 0101, что в соответствии с (9.2.) равно

$$N = 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 5, \qquad (9.6)$$

то первый импульс, поступивший при реверсе, должен уменьшить число в счетчике на единицу (код числа 4—0100), второй — на два (код числа 3—0011) и т. д.

Реверсивные счетчики обычно выполняются синхронными. Изменение направления счета в них осуществляется за счет введения дополнительных логических элементов. Например, в двоичном синхронном счетчике на *JK*-триггерах *DD1—DD4* введены дополнительные логические элементы *DD5—DD10* (рис. 9.8). У счетчика имеются два входа: *суммирующий* «+1»; *вычитающий* «−1». Импульсы, поданные на них, поступают на входы синхронизации триггеров *DD1—DD4* только в случае, если предыдущий триггер находится в состоянии 1 (вход +1) или состоянии 0 (вход −1). Таким образом, логические элементы И блокируют

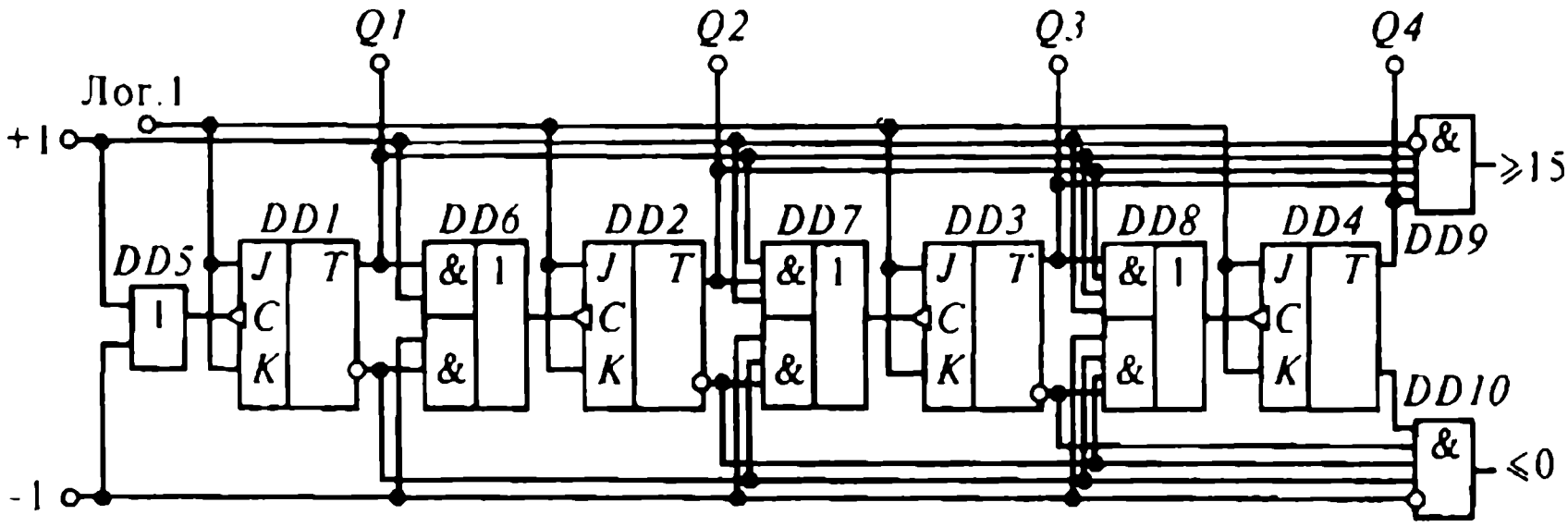


Рис. 9.8. Упрощенная структура реверсивного счетчика

прохождение импульсов на входы синхронизации соответствующих триггеров и обеспечивают нужную последовательность их переключения.

Так, при подаче входных сигналов на вход «+1» триггер *DD1* переключится в единичное состояние по срезу первого импульса, второй положительный импульс откроет верхний вентиль И *DD6*. На входе *C* триггера *DD2* появится логическая единица и он переключится в единичное состояние в момент появления среза импульса. При этом же срезе вернется в нулевое состояние триггер *DD1*. Третий импульс изменит состояние триггера *DD1* на единичное. При четвертом импульсе открыты верхние вентили И микросхем *DD6* и *DD7* и по срезу входного сигнала произойдет переключение в единичное состояние триггера *DD3*. Триггеры *DD1*, *DD2* вернутся в нулевое состояние. При пятом импульсе переключится триггер *DD1*. Запишется код 0101 и т. д.

Если теперь входные сигналы подадим на вход «—1», то первый импульс переключит в нулевое состояние триггер *DD1*. Триггеры *DD2—DD4* остаются в том же состоянии, так как нижние вентили И *DD6*, *DD7*, *DD8* «заперты» логическим нулем инверсного выхода *DD1*. Число, записанное в счетчике, уменьшится на единицу (код 0100). При приходе второго импульса «открываются» нижние вентили И *DD6*, *DD7*, так как на всех входах будет логическая единица. Поэтому по срезу импульса происходит переключение триггеров *DD1*, *DD2* в единичное состояние, а триггера *DD3* — в нулевое. При этом состояние триггера *DD4* остается неизменным, так как нижняя схема И *DD8* «заперта» логическим нулем инверсного выхода триггера *DD3*. В счетчике окажется записан код 0011, что соответствует числу 3 и т. д.

Несложно увидеть, что переключение какого-либо триггера возможно только в случае, если все предыдущие триггеры находятся в единичном состоянии при подаче входных импульсов на

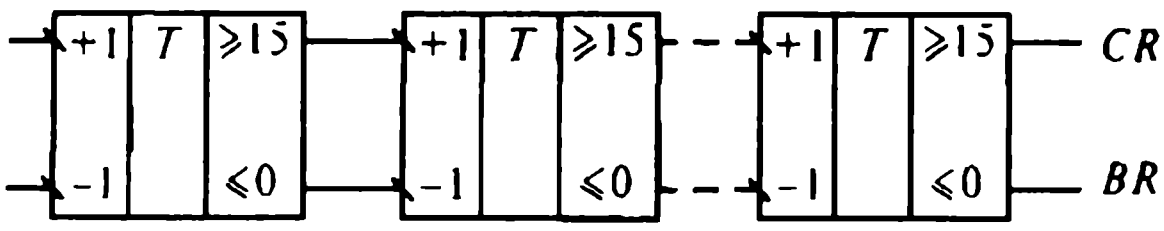
вход «+1» или в нулевом — при подключении к источнику сигнала входа «—1».

Логический элемент *DD9* обеспечивает появление логической единицы на выходе «≥15» после прихода 15 импульсов. Действительно, в счетчике записан код 1111 и на входе «+1» логический ноль, что обеспечивает открывание вентиля И *DD9*, у которого один из входов инверсный. При приходе шестнадцатого импульса *DD9* запирается и на его выходе появляется перепад напряжения 1,0. Причем этот сигнал будет появляться при действии импульса, а не его среза. Если к выходу «≥15» подключен вход «+1» аналогичного счетчика, то для него входным сигналом будет каждый шестнадцатый импульс, приходящий на вход первого счетчика. На выходе второго счетчика логическая единица появится после прихода 255 импульсов. Перепад напряжения 1,0 будет наблюдаться при приходе 256 входных импульсов.

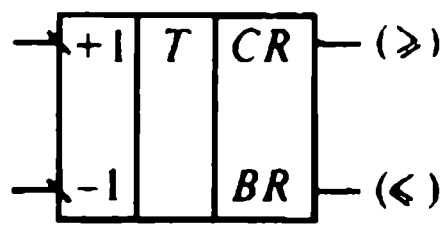
Логический элемент *DD10* открывается в случае, если в счетчике записан код 0000. Если на вход «—1» подать логическую единицу, то триггер *DD1* перейдет в единичное состояние. На выходе «≤0» появится перепад сигнала 1,0. Благодаря этому выходу удается сохранить информацию о том, что отрицательное число, записанное в счетчик, в какой-то момент времени стало больше нуля.

При каскадном соединении нескольких счетчиков (рис. 9.9) этот выход соединяют с вычитающим входом «—1» следующей микросхемы. При каждом перепаде сигнала 1,0 на выходе «≤0» одного из каскадно-соединенных счетчиков вычитается единица из числа, записанного в последующем счетчике. В итоге система из нескольких счетчиков работает как один реверсивный счетчик, имеющий соответствующий «объем памяти».

Аналогичные идеи используются при построении реверсивных счетчиков с другими коэффициентами счета, например, двоич-



а)



б)

Рис. 9.9. Каскадное включение реверсивных счетчиков (*а*) и встречающееся условное обозначение входов и выходов (*б*)

но-десятичных. При этом в дополнительном поле после метки «≥» указывается то число входных импульсов, при поступлении которых изменяется сигнал на этом выходе, например «≥9».

Выход переноса «≥» обозначают буквами *CR*, а выход заема «≤» — *BR* (рис. 9.9, *б*).

В счетчиках с *предварительной установкой* имеются дополнительные входы. Они позволяют осуществить независимую предварительную установку триггеров в нулевое или единичное состояние. Это позволяет записать в счетчик выбранное число *M*. При подаче входных импульсов к записанному при предустановке числу добавляется (вычитается) число входных импульсов. При вычитании ноль в счетчике появится после прихода *M* импульсов.

Таким образом, счетчик с предварительной установкой может работать как счетчик с любым требуемым коэффициентом счета.

Промышленность выпускает ряд микросхем данного назначения. На рис. 9.10 приведены обозначения некоторых из них. В десятичном счетчике 155ИЕ6, работающем в коде 8-4-2-1 (рис. 9.10, *а*), четыре триггера устанавливаются в требуемое состояние сигналами на входах *D1—D4*. Для разрешения подобной записи, осуществляемой одновременно (в параллельном коде), в микросхеме имеется вход *WR*. При подаче на него логического нуля на выходах триггеров *Q1*, *Q2*, *Q4*, *Q8* устанавливаются единицы или нули в зависимости от того, какие сигналы имеются на входах *D1—D4*. При логической единице на входе *WR* сигналы на входах *D1—D4* не изменяют состояния триггеров счетчика. При суммировании входных импульсов с числом, записанным в счетчике, сигналы подаются на вход «+1», при вычитании из записанного числа — на вход «−1». Вход, на который в данное время не поданы подсчитываемые импульсы, должен иметь потенциал логической единицы. Установка счетчика в нулевое состояние производится сигналом логической единицы, подаваемым на вход *R*.

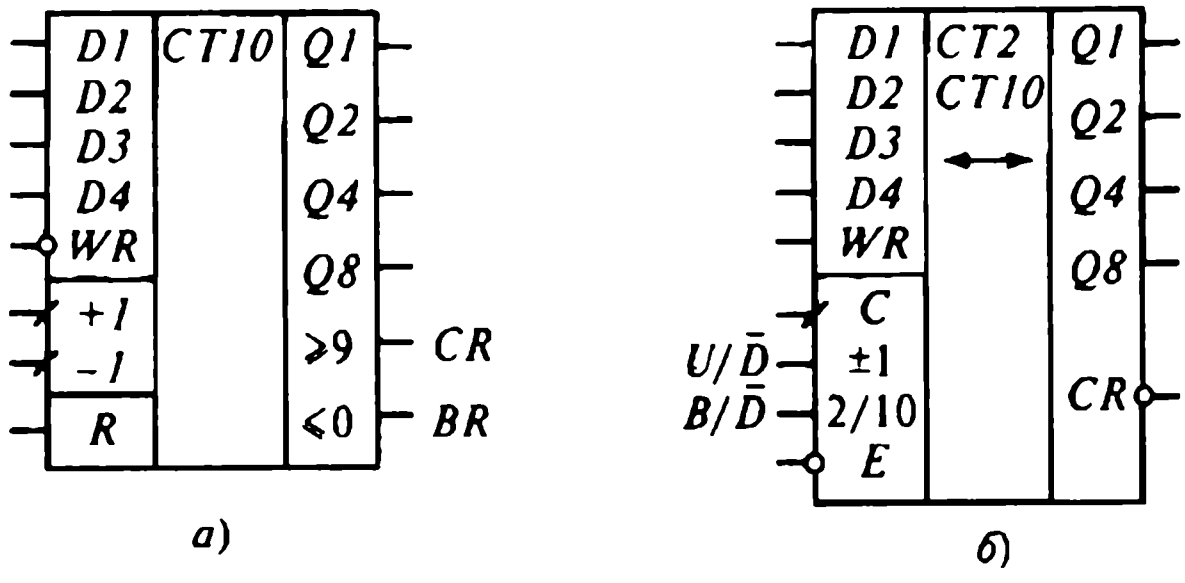


Рис. 9.10. Обозначение микросхем счетчиков 155ИЕ6 (*а*) и 564ИЕ14 (*б*)

Во избежание искажений информации недопустима одновременная подача логического нуля на вход разрешения записи *WR* и логической единицы на вход *R*. Выходы переноса (*CR*) и заема (*BR*) позволяют осуществлять последовательное (каскадное) включение микросхем, что облегчает построение многоразрядных счетчиков (см. например, рис. 9.9, *а*).

В микросхеме 564ИЕ14 (рис. 9.10, *б*) запись информации, имеющейся на входах *D1—D4*, осуществляется при логической единице на входе *WR*. Записываемая информация представлена в параллельном коде. Изменение сигналов на выходах триггеров *Q* осуществляется одновременно. Их состояние остается неизменным при подаче на вход логического нуля.

Вид операции (сложение или вычитание), осуществляемой в счетчике, определяется сигналом на входе *U/D* (Больше/Меньше), который для удобства часто обозначают «±1». При подаче на него логической единицы счетчик суммирует количество импульсов, поданных на вход *C*, с предварительно записанным числом. При логическом нуле происходит уменьшение числа, записанного в счетчик при каждом импульсе, поступившем на вход *C*.

С помощью внутренней логики имеется возможность изменять код, в котором работает счетчик. Для этого имеется вход $B/\overline{D}$ (Бинарный/Децимальный), который часто обозначают 2/10. При подаче на него логической единицы счетчик работает в двоичном коде, логического нуля — в десятичном.

Вход *E* — разрешающий. При проведении счета на нем должен быть логический нуль. При подаче на него логической единицы счет импульсов прекращается.

Счетчики, у которых коэффициент счета задается с помощью набора внешних электрических сигналов, называются *программируемыми*. Их чаще всего выполняют на основе счетчиков с предварительной установкой. В таких счетчиках с помощью внутренней логики выполняется автоматическая перезапись заданного числа после проведения каждого цикла счета. Подав на входы установки коэффициента счета напряжения, соответствующие логическим единице и нулю, удается получить требуемый коэффициент счета и, если это требуется, оперативно изменять его.

В качестве примеров выполнения программируемых счетчиков можно привести микросхемы 155ИЕ8 (рис. 9.11, *а*) и 564ИЕ15 (рис. 9.11, *б*).

Счетчик 155ИЕ8 содержит шесть триггеров, которые могут находиться в одном из шестидесяти четырех возможных состояний. Коэффициент счета задается напряжениями на входах *D1—D32*. Сигналы этих входов «управляют» логическими элементами, под-

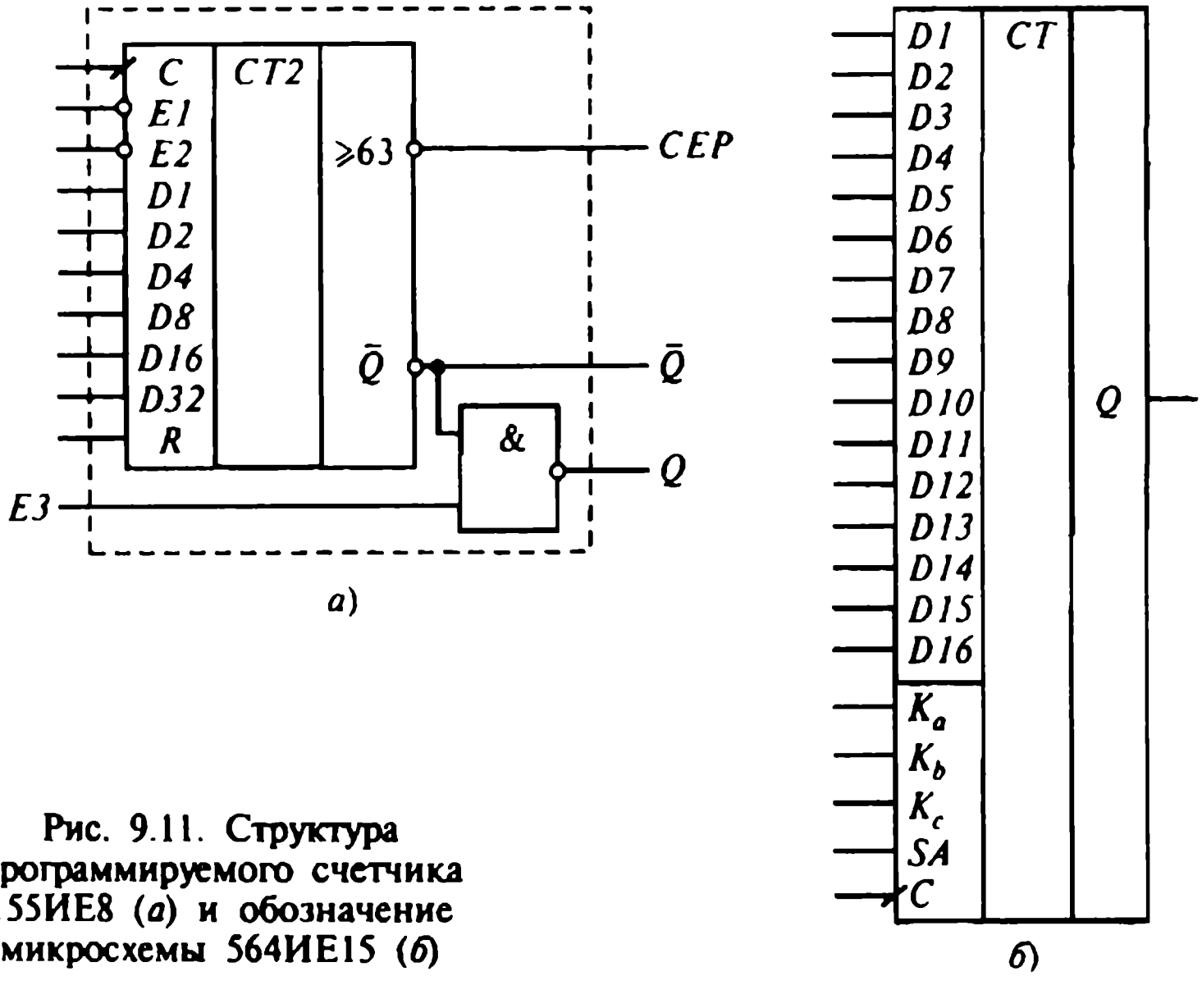


Рис. 9.11. Структура программируемого счетчика 155ИЕ8 (*а*) и обозначение микросхемы 564ИЕ15 (*б*)

ключенными к выходам триггеров. Они обеспечивают появление сигналов на выходах Q и $\bar{Q}$ при приходе количества импульсов, заданного логическими комбинациями единиц и нулей. Счетчик предназначен для работы в качестве управляемого делителя частоты. При подаче на вход C последовательности импульсов, следующих с частотой $f_{вх}$, на выходах Q, $\bar{Q}$ получим импульсы частотой $f_{вых}$, равной

$$f_{вых} = \frac{M f_{вх}}{64}, \qquad (9.7)$$

где $M = D32 \cdot 2^5 + D16 \cdot 2^4 + D8 \cdot 2^3 + D4 \cdot 2^2 + D2 \cdot 2^1 + D1 \cdot 2^0$; $D1—D32$ — нули или единицы, соответствующие уровням напряжений на этих входах.

Из (9.7) следует, что коэффициент деления частоты $K_{дел}$ определяется из уравнения

$$K_{дел} = \frac{f_{вх}}{f_{вых}} = \frac{64}{M}. \qquad (9.8)$$

На выходе CEP отрицательный импульс появляется после подачи на вход 63-х импульсов. При поступлении 64-го импульса

напряжение на этом выходе соответствует логической единице. Данный вывод обычно используют при каскадном соединении счетчиков как *выход переноса.*

Вход *E1* используется для разрешения счета ($E1 = 0$) или его запрета ($E1 = 1$). Вход *E2* управляет сигналами на выходах Q и $\bar{Q}$. При $E2 = 0$ выходы «работают» в активном режиме. При $E2 = 1$ $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$. Аналогичную функцию относительно выхода Q выполняет вход *E3.* Выход может находиться в активном режиме только при $E3 = 1$. В случае, если $E3 = 0$, на выходе Q будет логическая единица.

Вход *R* используется для установки счетчика в нулевое состояние.

Наличие этих входов существенно расширяет функциональные возможности микросхемы.

При необходимости увеличить коэффициент деления, микросхемы счетчиков К155ИЕ8 соединяют последовательно (рис. 9.12). Частоту выходных импульсов определяют из уравнения

$$f_{вых} = \frac{N_1 f_{вх}}{64^2}, \qquad (9.9)$$

где $N_1 = D32_{(2)} \cdot 2^{11} + D16_{(2)} \cdot 2^{10} + D8_{(2)} \cdot 2^9 + D4_{(2)} \cdot 2^8 + D2_{(2)} \cdot 2^7 + D1_{(2)} \cdot 2^6 + D32_{(1)} \cdot 2^5 + D16_{(1)} \cdot 2^4 + D8_{(1)} \cdot 2^3 + D4_{(1)} \cdot 2^2 + D2_{(1)} \cdot 2^1 + D1_{(2)} \cdot 2^0$.

В микросхеме программируемого счетчика 564ИЕ15 (рис. 9.11, *б*) коэффициент деления может быть задан с дискретностью, равной единице, в пределах от 3 до 15999.

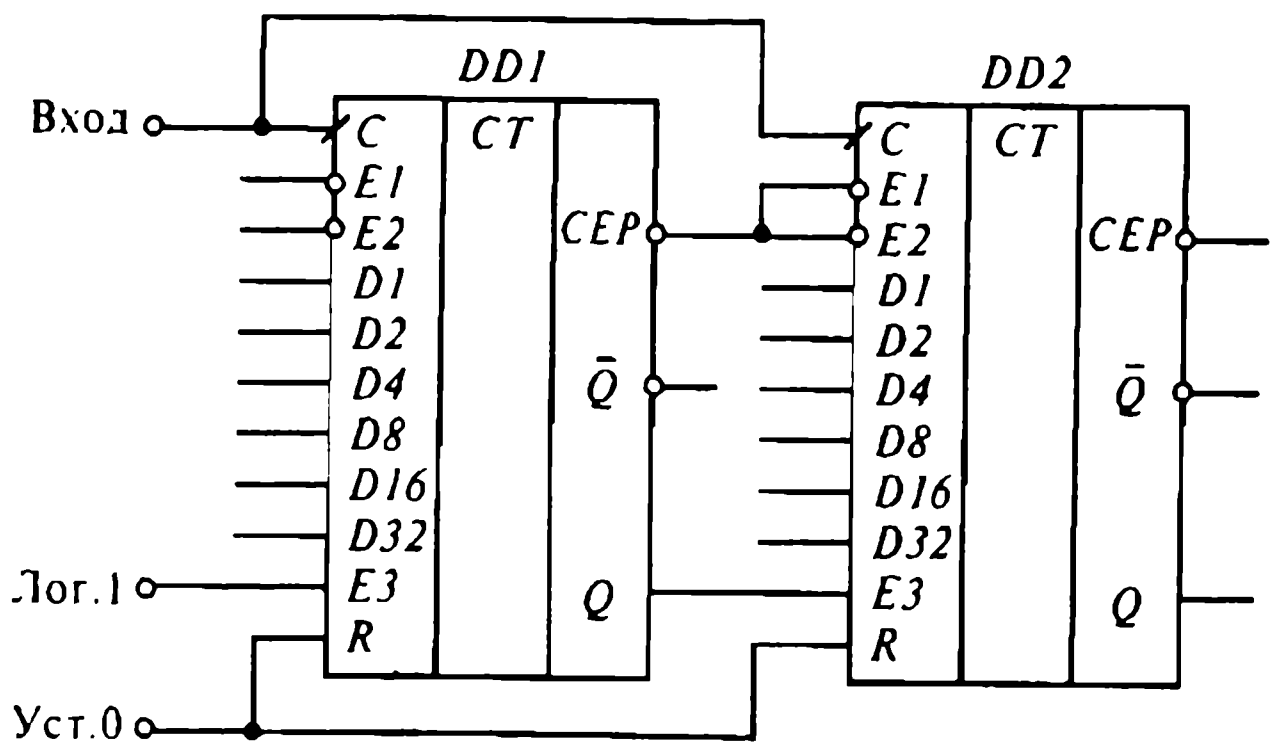


Рис. 9.12. Последовательное соединение микросхем типа К155ИЕ8

Импульсы подаются на вход *C*. Коэффициент деления зависит от сигналов на входах *D1—D16* и определяется из уравнения

$$K_{дел} = M(1000P_1 + 100P_2 + 10P_3 + P_4) + P_5, \qquad (9.10)$$

где M — модуль, значение которого устанавливается сигналами на входах K_a, K_b, K_c; P_1 — множитель тысяч, устанавливаемый сигналами на входах *D2*, *D3*, *D4*; P_2, P_3, P_4 — множители сотен, десятков, единиц, устанавливаемые сигналами входов *D13—D16*, *D9—D12*, *D5—D8*; P_5 — остаток, устанавливаемый сигналами на входах *D1—D4*.

Модуль M может принимать значения 2, 4, 6, 8, 10, что обеспечивает ступенчатое изменение частоты в 10; 12,5; 20; 25 и 50 раз. Меняя сигналы на входах K_a, K_b, K_c, устанавливают требуемое значение модуля (табл. 9.7).

Таблица 9.7

Входы установки значения модуля M			Модуль M
K_a	K_b	K_c	
1	1	1	2
0	1	1	4
1	0	1	5
0	0	1	8
×	1	0	10
×	0	0	Запрет счета

Порядок установки множителей поясним на примере. Пусть требуется установить $K_{сч} = 5295$, а $M = 2$. Тогда $5295/2 = 2647 + 1$ и $K_{сч} = 2(2000 + 600 + 40 + 7) + 1$. В соответствии с (9.10) коэффициенты P_i равны: $P_1 = 2$; $P_2 = 6$; $P_3 = 4$; $P_4 = 7$; $P_5 = 1$. Значения коэффициентов устанавливают, используя двоичный код (табл. 9.8).

Таблица 9.8

P_1			P_2				P_3				P_4				P_5
D4	*D3*	*D2*	*D16*	*D15*	*D14*	*D13*	*D12*	*D11*	*D10*	*D9*	*D8*	*D7*	*D6*	*D5*	*D1*
0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1

Счетчик имеет достаточно сложную структуру и широкие функциональные возможности. В нем заданное число, характеризующее $K_{сч}$, записывается в отдельных секциях, содержащих по несколько триггеров. При поступлении входных импульсов число, записанное в счетчике, уменьшается. Когда число в счетчике станет равным единице, происходит перезапись числа $K_{сч}$ во все его разряды.

Через один тактовый (входной) импульс начинается новый цикл счета.

Для установки микросхемы в исходное состояние необходимо, чтобы при $K_b = K_c = 0$ пришло не менее трех входных импульсов.

Счетчик возможно использовать в режимах как однократного, так и непрерывного счета. При однократном счете на вход состояния *SA* надо подать логическую единицу. В этом случае логическая единица на выходе появится после поступления на вход запрограммированного количества импульсов и не меняется с приходом последующих. При логическом нуле на входе состояния *SA* счет импульсов будет непрерывным.

В настоящее время промышленностью выпускается широкая номенклатура счетчиков (табл. 9.9). Они различаются функциональными возможностями и позволяют в совокупности решить практически любую задачу, возникающую при построении цифровых устройств.

§ 9.5. РЕГИСТРЫ ХРАНЕНИЯ

Регистрами называют устройства, предназначенные для записи и выдачи информации, представленной в форме цифрового кода. Схемы их выполняют так, чтобы имелась возможность записать и обеспечить выдачу информации в виде параллельного или последовательного кодов. Для этого предусматривают соответствующее количество входных и выходных выводов.

Имеются регистры, у которых входные и выходные выводы объединены между собой. По специальным командам они используются как входные или как выходные. При подобном решении в два раза уменьшается количество проводов, соединяющих регистр с процессором. Такие многорежимные регистры обычно называют «портами данных», а организацию обмена информацией — «портовой».

В зависимости от назначения регистры подразделяют на регистры хранения, сдвига, последовательных приближений.

Регистры хранения обеспечивают запись и хранение кода числа. В *сдвиговых* регистрах записанная информация сдвигается вправо или влево при подаче каждого импульса, управляющего сдвигом. Регистры *последовательных приближений* предназначены для построения аналого-цифровых преобразователей и позволяют при измерении сигнала неизвестной величины реализовать метод поразрядного уравновешивания. В них запись информации начинается со старшего разряда регистра и записанное значение остается или стирается при следующем импульсе записи в зависимости от выходного сигнала компаратора напряжений, который сравнивает измеряемый и образцовый сигналы.

Таблица 9.9

Тип микросхем	Количество разрядов	$K_{сч}$	Максимальная тактовая частота, МГц	Наличие входов предварительной установки	Потребляемый ток, мА	Двоично-десятичный код	Возможность реверсирования	Дополнительные данные
К155ИЕ2	4	2, 5,10	10	Нет	53	8-4-2-1 5-4-2-1	Нет	
К155ИЕ4	4	2, 6, 12	10	Нет	51	—	Нет	
К155ИЕ5	4	2, 8, 16	10	Нет	53	—	Нет	
К155ИЕ6	4	10	25	Есть	102	8-4-2-1	Есть	
К155ИЕ7	4	16	25	Есть	102	—	Есть	
К155ИЕ8	6	$K_{сч\,max} = 64$		Есть	120	—	Нет	Программируемый
К155ИЕ9	4	$K_{сч\,max} = 10$	25	Есть	94	—	Нет	Программируемый
К555ИЕ10	4	$K_{сч\,max} = 10$	25	Есть	32	—	Нет	Программируемый
К155ИЕ14	4	2, 5, 10	25	Есть		8-4-2-1	Нет	
К155ИЕ15	4	2, 8, 16		Есть		—	Нет	
К155ИЕ16	4	16		Есть		—	Есть	
К155ИЕ17	4			Есть		—	Есть	
К155ИЕ18	4			Есть	101	—	Есть	
К531ИЕ14	4	2, 5, 10	40 (80)	Есть	88	8-4-2-1	Нет	
К531ИЕ16	4	2, 5, 10	40 (80)	Есть		8-4-2-1	Есть	
К531ИЕ17	4	16	40 (80)	Есть		—	Есть	
К561ИЕ8 (176ИЕ8)	–	10	2	Нет		—	–	Счетчик Джонсона

Продолжение табл. 9.9

Тип микросхем	Количество разрядов	$K_{сч}$	Максимальная тактовая частота, МГц	Наличие входов предварительной установки	Потребляемый ток, мА	Двоично-десятичный код	Возможность реверсирования	Дополнительные данные
К561ИЕ9 (564ИЕ9)		8	2	Нет				Счетчик Джонсона
К561ИЕ10	4	16	4	Нет				
К561ИЕ11	4	16		Есть		—	—	
К561ИЕ14 (564ИЕ14)	4	10, 16	2	Есть			Есть	
К561ИЕ16 (564ИЕ16)	14	16384	3	Нет			Нет	
К561ИЕ19	5	10	2	Нет		—	Нет	Счетчик Джонсона
500ИЕ136	4	16	100	Есть		—	Есть	
500ИЕ137	4	10	100	Есть		—	Есть	
К1500ИЕ136	4	16	450	Есть		—	Есть	
К1500ИЕ137	4	10	450	Есть		—	Есть	
К564ИЕ15	—	3÷15999 (3÷21327)	2	Есть		—	Нет	Программируемый
К555ИЕ18	4	$K_{сч\,max} = 10$	25	Есть	32	—	Нет	Программируемый

Регистры подразделяются на статические и динамические.

Статические регистры выполняют на триггерах. Они могут как угодно долго хранить записанную информацию (при сохранении триггерами работоспособности). В *динамических* регистрах функции элементов памяти выполняют МДП-конденсаторы. Они могут сохранять информацию только в течение определенного промежутка времени. Поэтому в динамических регистрах записанная информация должна постоянно находиться в движении.

Простейший регистр выполняют в виде линейки из *RS*-, *D*- или *JK*-триггеров. Причем для наиболее распространенных регистров сдвига предпочитают использовать *D*-триггеры ввиду меньшего числа межсоединений, связей и дополнительных логических элементов.

Регистры хранения обеспечивают запись, хранение и выдачу информации в параллельном коде. От количества триггеров, входящих в состав регистра, зависит разрядность записанного числа. Так, при наличии четырех триггеров можно записать четырехразрядное слово, восьми — восьмиразрядное и т. д. Схема простейшего трехразрядного параллельного регистра хранения приведена на рис. 9.13.

Информация в триггеры *DD2*, *DD4*, *DD6* записывается по срезу импульса на входе *C*. Так, если все триггеры находятся в нулевом состоянии: $Q1 = 0$; $Q2 = 0$; $Q3 = 0$, а на входах *D1*, *D2*, *D3* имеется логическая единица, то в момент окончания импульса, поданного на вход *C*, на всех выходах появится логическая единица. Код 111 будет храниться в регистре до тех пор, пока не окончится следующий импульс синхронизации на входе *C* и триггеры не примут состояния, характеризуемые сигналами на входах *D1—D3*. Инверторы *DD1*, *DD3*, *DD5* необходимы для обеспечения нормального функционирования *JK*-триггеров и подачи логической единицы на входы *J* или *K*. При применении *D*-триггеров принципиальная схема регистра хранения существенно упрощается (рис 9.14). Так как сигнал на выходе *D*-триггера определяется сигналом на его входе, то в схему не требуется вводить дополнительные инверторы. Запись числа происходит по фронту на входе синхронизации ($C = 1$). Для стирания информации на вход $\overline{R}$ следует подать логический нуль. При записи и хранении инфор-

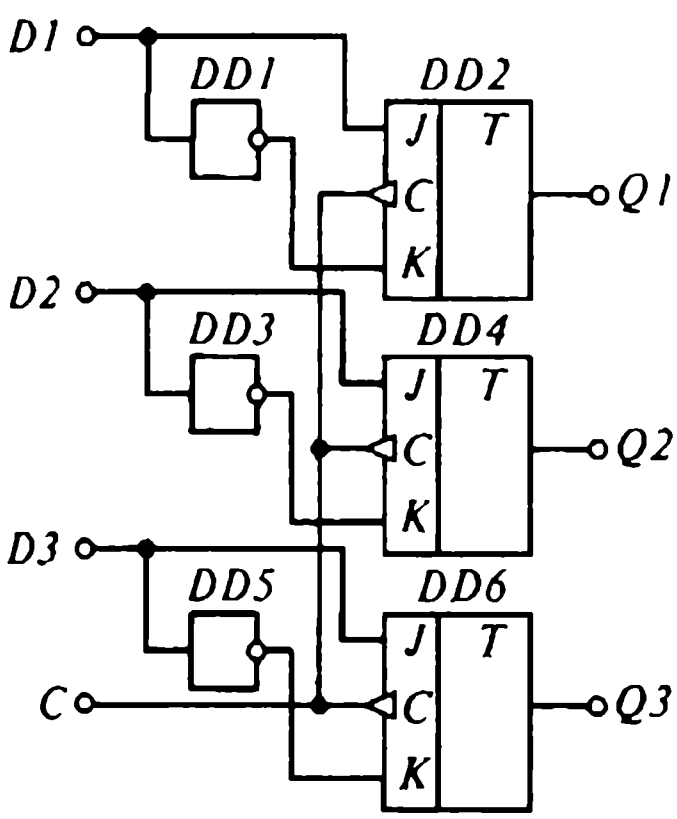


Рис. 9.13. Параллельный регистр хранения на *JK*-триггерах

мации на входе $\bar{R}$ должна быть логическая единица. Условное обозначение регистра показано на рис. 9.14, *б*.

Промышленностью выпускается большое количество микросхем регистров хранения (К1500ИР150; К1500ИР151; К531ИР19П; К531ИР20П; К531ИР22П*; К555ИР22*; К555ИР27; К555ИР15*; К1804ИР1*; К580ИР82*; К588ИР1; К589ИР12* и др.). Они различаются количеством разрядов, функциональными возможностями и режимами управления. У отдельных регистров есть выходы, имеющие третье состояние, и соответствующие управляющие входы (они помечены знаком*).

Ряд микросхем ИС содержат несколько регистров (многорегистровые): К1802ИР1*; К1002ИР1; К555ИР26*; К555ИР30; К561ИР11; К561ИР12* и др. Приведенная на рис. 9.15 микросхема КР1802ИР1 есть двухадресный регистр общего назначения (РОН) на 64 бита.

Микросхема состоит из двух матриц 16 × 4 бит (16 четырехразрядных регистров). Доступ к ним организован через две группы усилителей. В каждой группе имеется четыре усилителя записи и четыре усилителя считывания, имеющих третье устойчивое состояние. Они образуют каналы *A* и *B*. Таким образом, в шестнадцать регистров матрицы информация записывается и считывается с них через усилители канала *A*, а в шестнадцать других — через усилители канала *B*.

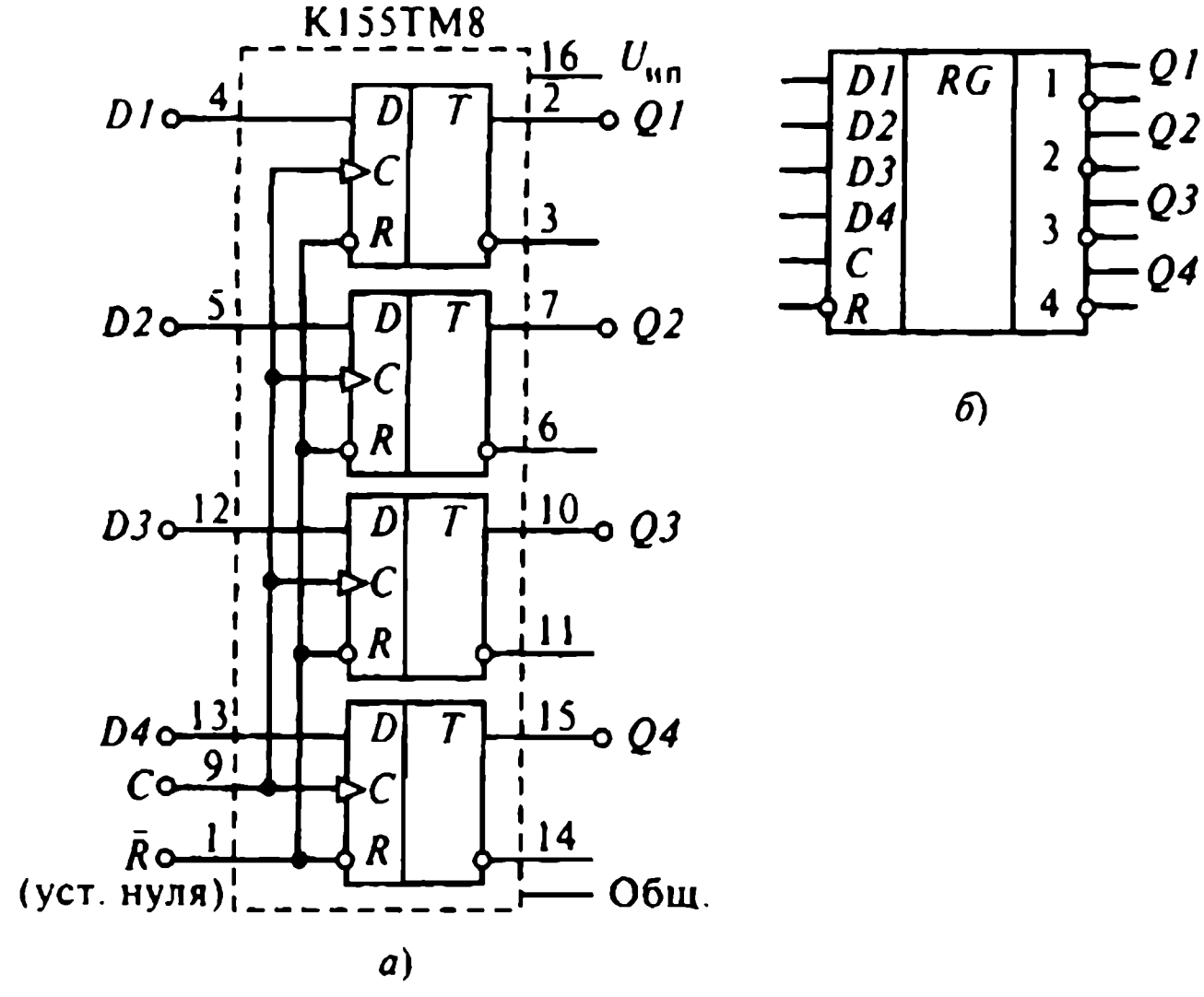


Рис. 9.14. Регистр хранения на микросхеме 155ТМ8 (*а*) и его условное обозначение (*б*)

Входы $\overline{ECA}$ и $\overline{ECB}$ служат для разрешения обмена информации с регистрами канала *A* и канала *B* соответственно (табл. 9.10). При логическом нуле на входе $\overline{ECA}$ разрешен обмен информацией со входом *A*. При логическом нуле на входе $\overline{ECB}$ разрешен обмен информацией с каналом *B*.

Таблица 9.10

Обозначения	Тип вывода	Функциональное назначение выводов
AA0—AA3	Входы	Входы адреса канала *A*
DA0—DA3	Входы/выходы	Информационные входы / выходы канала *A*
$\overline{RDA}$	Вход	Считывание информации канала *A*
$\overline{ECA}$	Вход	Разрешение обмена информацией с каналом *A*
$\overline{WRA}$	Вход	Разрешение записи информации в канал *A*
GND	—	Общий
AB0—AB3	Входы	Входы адреса канала *B*
DB0—DB3	Входы/выходы	Информационные входы / выходы канала *B*
$\overline{RDB}$	Вход	Считывание информации канала *B*
$\overline{ECB}$	Вход	Разрешение обмена информацией с каналом *B*
$\overline{WRB}$	Вход	Разрешение записи информации в канал *B*
U_{cc}	—	Напряжение питания

Сигналы на входах $\overline{RDA}$, $\overline{RDB}$ определяют режим считывания информации. При $\overline{RDA} = 0$ разрешено считывание из канала *A*, а при $\overline{RDB} = 0$ из канала *B*.

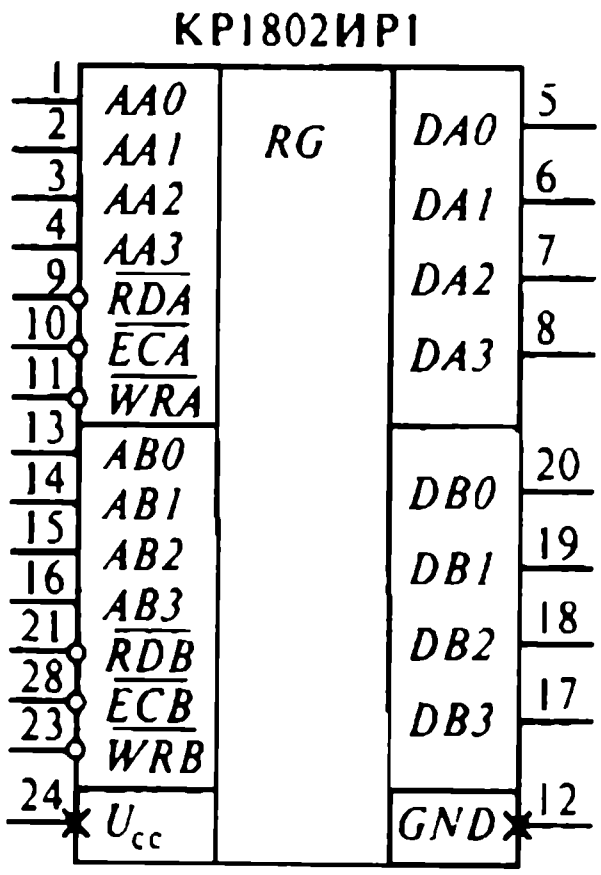


Рис. 9.15. Двухадресный регистр общего назначения на 64 бита

Сигналы на входах $\overline{WRA}$ и $\overline{WRB}$ определяют режим работы входов/выходов микросхемы. При $\overline{WRA} = 0$ запись информации разрешена в канал *A*. При этом выходы усилителей считывания этого канала находятся в третьем высокоимпедансном состоянии, а на входе $\overline{RDA}$ должна быть логическая единица. Все вышесказанное справедливо для входа $\overline{RDB}$ и канала *B* с соответствующими изменениями индексации. При $\overline{WRA} = 1$ разрешено считывание информации с регистров канала *A*.

Входы *AA0—AA3* и *AB0—AB3* предназначены для выборки регистров в каналах *A* и *B* в режимах считывания информации и ее записи. Номер регистра задается в двоичном коде. Так, если на входах

AA3—AA0 код 0011, то запись и считывание информации проводится с третьего регистра канала *A*. Входы *DA0—DA3* и *DB0—DB3* используются как для записи, так и для считывания информации.

Рассмотренный пример иллюстрирует портовую организацию обмена сигналами между процессором и регистром и дает представление об условном обозначении регистра. На принадлежность к регистру указывают буквы *RG*, записываемые в основном поле. В обозначении выходов обычно присутствует буква *D*. В обозначении адреса имеется буква *A* и т. д.

Таким образом, в состав микросхем современных регистров хранения, как ясно из рассмотрения ИС КР1802ИР1, входят другие функциональные узлы, обеспечивающие удобство и эффективность их использования. Количество разрядов у микросхем регистров хранения, как правило, не превышает 8. Среднее время задержки появления выходного сигнала от 1,6 нс у К1500ИР150 до 150 нс у К588ИР1. У многорегистровых микросхем оно значительно больше (от 34 нс у К555ИР30 до 4000 нс у К561ИР12). В отдельных микросхемах на выходах регистра установлены транзисторы с открытым коллектором (ИР32 в сериях 155, 533, 555).

§ 9.6. РЕГИСТРЫ СДВИГА

Регистры сдвига схемотехнически аналогичны счетчикам и чаще всего выполняются на основе *D*-триггеров.

С помощью их можно: записать и хранить цифровое слово в последовательном коде; изменить положение цифрового слова в разрядах регистра путем сдвига его влево или вправо; преобразовать числа, представленные в параллельном коде, в числа в последовательном коде, и наоборот. Соответственно и считывание информации в них может быть выполнено двумя способами: в течение определенного времени в последовательном коде; одновременно в параллельном коде.

Если схема регистра выполнена так, что записанная информация может сдвигаться только в одном направлении (вправо или влево), то его называют *однонаправленным*. Если сдвиг цифрового слова возможен в обе стороны (вправо и влево), то говорят, что регистр *двунаправленный* или *реверсивный*.

Регистры, в которых возможно сдвигать цифровые слова вправо и влево, записывать их как в последовательном, так и в параллельном кодах и считывать в последовательном и параллельном кодах, называют *универсальными*.

Принципиальная схема простейшего однонаправленного регистра на *D*-триггерах приведена на рис. 9.16, *а*. Условное обозначение его показано на рис. 9.16, *б*.

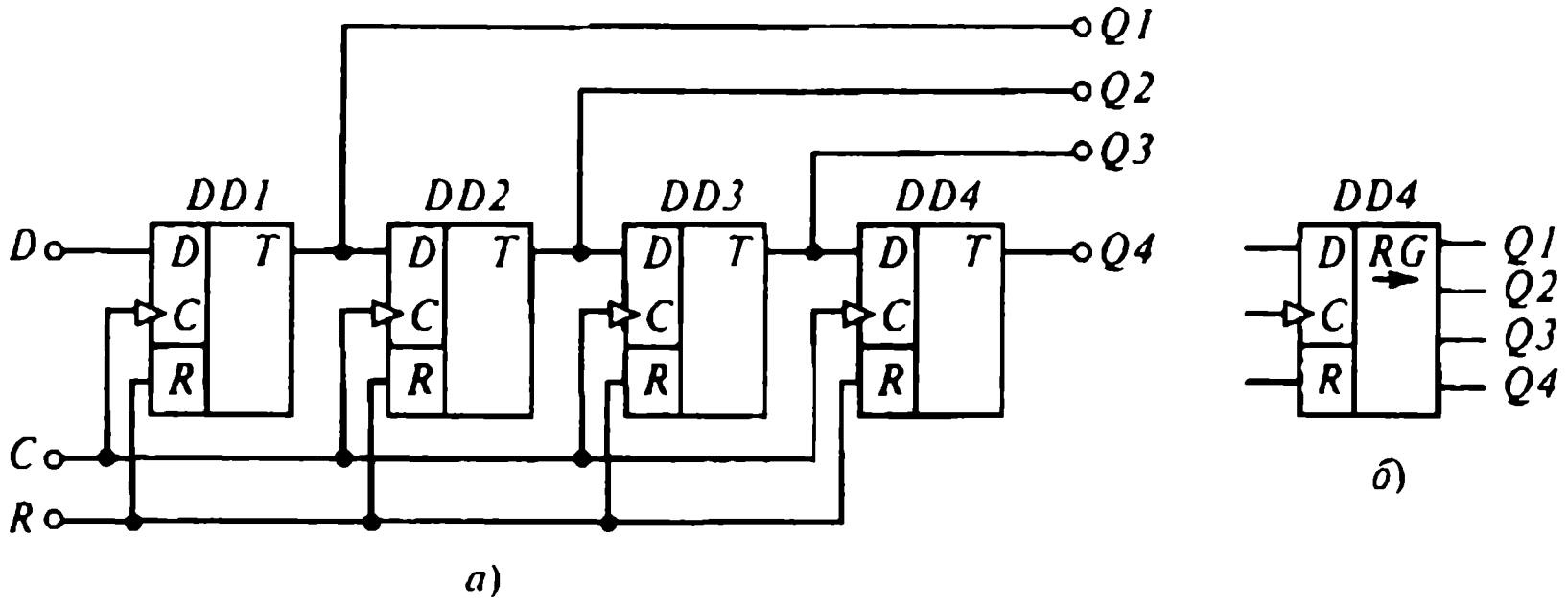


Рис. 9.16. Схема однонаправленного сдвига (*а*) и его условное обозначение (*б*)

Как видно из принципиальной схемы рис. 9.16, *а*, регистр ничем не отличается от двоичного синхронного счетчика. Цифровое число, которое требуется записать в последовательном коде, подается на вход *D*. Запись каждого разряда происходит «по фронту» импульсов синхронизации, подаваемых на вход *C*. Они должны следовать с той же частотой, с которой меняются сигналы на входе *D*, но для четкой и уверенной работы должны быть сдвинуты относительно него по фазе так, чтобы фронты импульсов не совпадали. Вход *R* используется для установки всех триггеров в нулевое состояние.

Так как в составе регистра имеется четыре триггера — он четырехразрядный. В него может быть записано цифровое слово, состоящее из четырех разрядов, например 0101. Так как триггер типа *D* есть триггер задержки, то при приходе сигнала старшего разряда цифрового слова и импульса на вход *C* в первом триггере *DD1* запишется его значение. Во втором триггере *DD2* состояние не изменится, так как новое значение сигнала на выходе триггера *DD1* и соответственно на входе *DD2* появится только через промежуток времени $t_{зд.р}$. Все триггеры срабатывают одновременно по фронту импульса синхронизации. Поэтому сигнал, появившийся на их входе через промежуток времени $t_{зд.р}$, не может изменить их состояние. И только при следующем импульсе синхронизации «сигнал» выхода триггера *DD1* запишется в триггер *DD2*. Но он по той же причине не успеет изменить состояние триггера *DD3*. Нужен третий импульс синхронизации, чтобы значение разряда, записанное в триггер *DD1* при первом импульсе, записалось в триггер *DD3* и т. д. Таким образом, при каждом импульсе синхронизации число каждого разряда перемещается направо и записывается в следующий триггер. При записи числа 0101 состояние триггеров после каждого *n*-го импульса синхронизации иллюстрируется табл. 9.11.

Таблица 9.11

№ импульса *C*	Вход *D*	Выходы			
		Q1	*Q2*	*Q3*	*Q4*
1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0
3	0	0	1	0	0
4	1	1	0	1	0

Состояние выходов триггеров *DD1—DD4* характеризует записанное цифровое слово в параллельном коде. Для получения цифрового слова в последовательном коде на вход *C* необходимо подать дополнительные импульсы синхронизации. При этом выходной сигнал триггера *DD4* последовательно принимает значения, записанные в разрядах регистра. Так, при пятом импульсе синхронизации $Q4 = 1$; при шестом $Q4 = 0$; при седьмом $Q4 = 1$. Другими словами, выходной сигнал повторяет входной с временной задержкой, зависящей от частоты следования импульсов синхронизации и количества триггеров в регистре.

В любой момент времени информация, записанная в регистре, может быть стерта путем подачи логической единицы на вход *R*. Он имеет абсолютный приоритет перед другими входами.

Регистр К155ИР1, упрощенная схема которого приведена на рис. 9.17, *а*, кроме входа *D0* загрузки информации, представленной в форме последовательного кода, имеет входы *D1—D4*. Они предназначены для записи информации, представленной в параллельном коде.

Такое расширение функциональных возможностей достигнуто за счет введения дополнительных логических элементов *DD1*, *DD2*, *DD3*, *DD5*, *DD7*, *DD9*.

Вход $\overline{SE}$ предназначен для выбора режима работы регистра. Если $SE = 1$, то работают нижние элементы И микросхем *DD3*, *DD5*, *DD7*, *DD9*, и положительный перепад на входах *C*-триггеров будет появляться при отрицательных перепадах на входе *C2*. Следовательно, запись информации (загрузка) будет происходить в параллельном коде с входов *D1—D4* в моменты отрицательных перепадов на входе *C2*. Срезы импульсов синхронизации, поданные на вход *C1*, не меняют состояние триггера, так как верхняя схема И *DD2* «заперта». Аналогично сигнал со входа *D0* не меняет состояние регистра в связи с тем, что на верхние схемы И микросхем *DD3*, *DD5*, *DD7*, *DD9* с *DD1* подан логический ноль.

Если на вход *SE* (ранее обозначался буквой *И*) подан логический ноль, то срабатывание триггеров и запись информации будет осуществляться по срезу импульсов на входе *C1*. При $SE = 0$ работают верхние элементы И микросхем *DD3*, *DD5*, *DD7*, *DD9*.

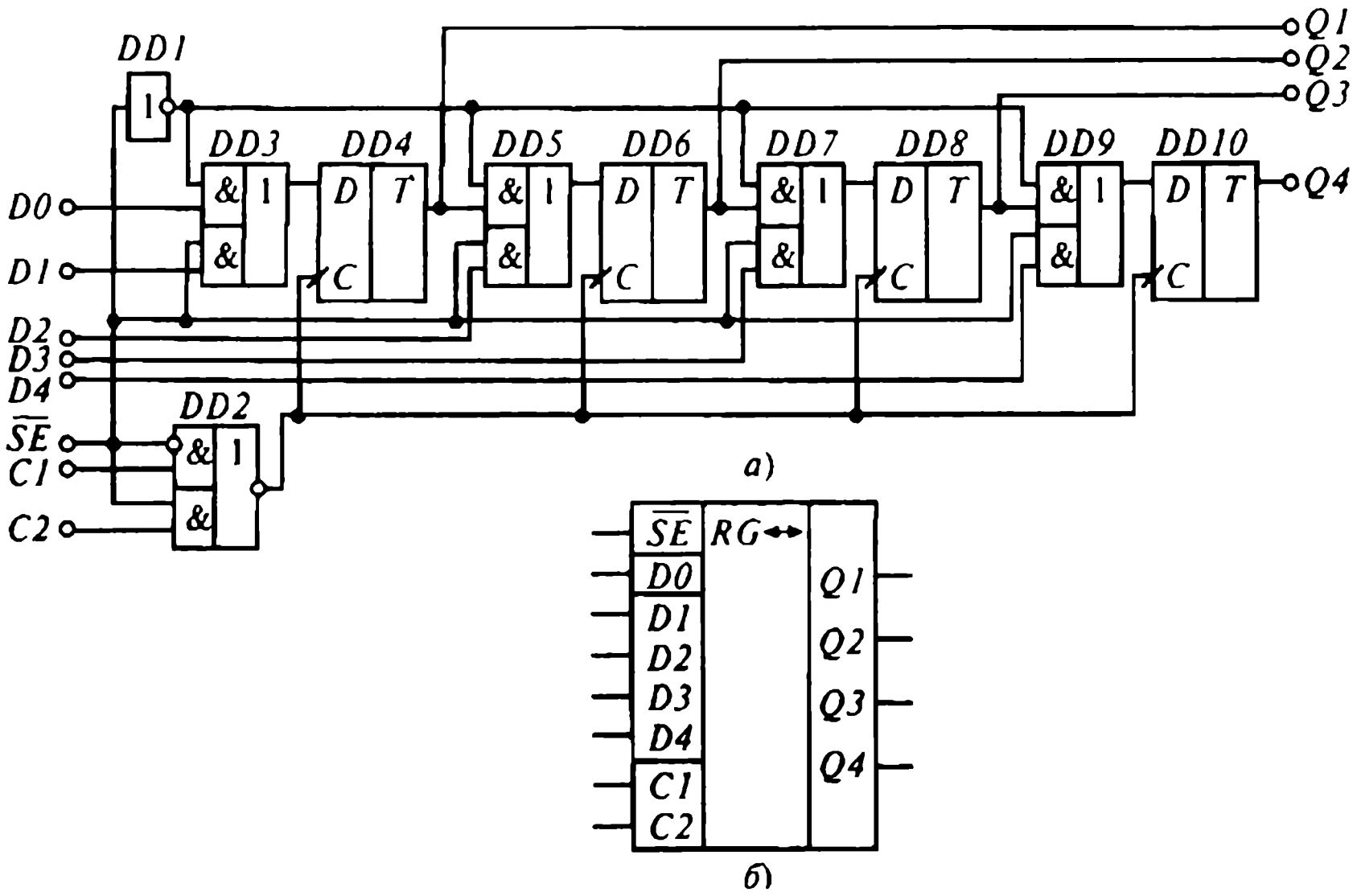


Рис. 9.17. Регистр К155ИР1 (*а*) и его условное обозначение (*б*)

Информация записывается в последовательном коде со входа *D0*. При этом сигналы на входах *D1—D4* не оказывают влияния на состояние регистра. При каждом импульсе на входе *C1* цифровое слово, записанное в регистре, сдвигается на один разряд вправо.

Направление сдвига цифрового слова можно изменить на противоположное. Для этого выход *Q4* следует соединить со входом *D3*, *Q3* — с *D2*, *Q2* — с *D1*, *Q1* — с *D0*. Цифровое слово в последовательном коде подается на вход *D4*. На входе $\overline{SE}$ должна быть логическая единица. Сдвиг вправо при этом будет происходить в моменты отрицательного перепада импульсов на входе *C2*.

Таким образом, в рассмотренном регистре возможна загрузка информации, представленной как в последовательном, так и в параллельном кодах, и ее считывание может быть выполнено одновременно (в параллельном коде) или в течение времени (в последовательном коде).

При практическом использовании регистра следует помнить, что напряжение на входе $\overline{SE}$ можно изменить только в те моменты, когда на обоих входах *C1*, *C2* низкие потенциалы. В противном случае будет появляться положительный перепад на входах *C*-триггеров, который вызовет ложный сдвиг цифрового числа.

В регистрах более поздних разработок вовнутрь введены дополнительные логические элементы. Благодаря им не требуется проводить дополнительные внешние соединения для изменения направ-

ления сдвига. Изменение направления сдвига осуществляется электрическими сигналами, поданными на соответствующие входы, Так, у регистра К155ИР13 (рис 9.18) имеются дополнительные входы $\bar{D}\rightarrow$ и $\bar{D}\leftarrow$, сигналы на которых обеспечивают сдвиг сигнала вправо ($\bar{D}\rightarrow$) или влево ($\bar{D}\leftarrow$).

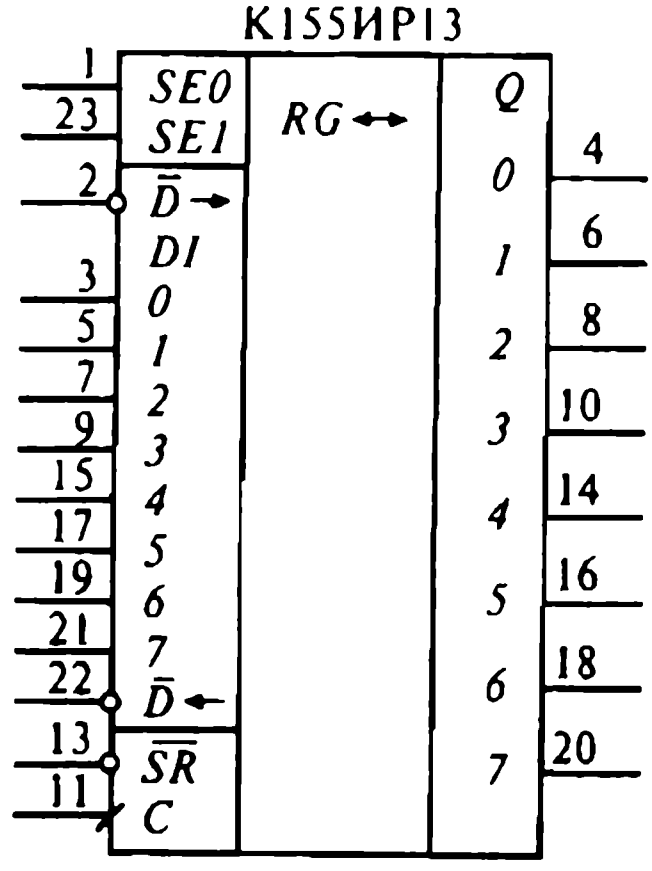


Рис. 9.18. Реверсивный 8-разрядный регистр К155ИР13

Режим работы триггера зависит от сигналов на входах выбора режима *SE0* и *SE1*. При $SE0 = 0$ и $SE1 = 0$ регистр хранит записанную в него информацию. При логической единице на этих входах ($SE0 = 1$; $SE1 = 1$) происходит загрузка регистра в параллельном коде. Для этого информационные сигналы подаются на входы *DI* (0...7). При сдвиге вправо на вход *SE1* подается логическая единица, на входы *SE0* и $\bar{D}\rightarrow$ — логический ноль. При сдвиге влево на вход $\overline{SE0}$ следует подать логическую единицу, а на входы $\overline{SE1}$ и $\bar{D}\leftarrow$ — логический ноль. Для стирания информации на вход $\overline{SR}$ необходимо подать логический ноль.

На входах ряда регистров установлены буферные усилители, у которых есть третье высокоимпедансное состояние.

В ряде универсальных регистров также применяется портовая организация обмена информацией. При ней процессы загрузки и считывания разделены во времени, так как с целью уменьшения количества проводов в линии связи одни и те же выводы используются и как входные и как выходные.

Промышленностью выпускается большое количество регистров сдвига: К1500ИР141, К531ИР11П, К531ИР12П, К531ИР24П, К1533ИР31, К555ИР8, К555ИР9, К555ИР10, К555ИР16, К561ИР2, К561ИР6, К561ИР9 и др.

Если количество разрядов, имеющихся у конкретной микросхемы, недостаточно для решения какой-либо задачи, то к выходу ее старшего (последнего) разряда подключается вход второй микросхемы, предназначенный для подачи последовательного кода и т. д. Соответственно организуется подключение проводов сигналов управления к выводам второй микросхемы.

Кроме своего основного назначения регистры последовательного сдвига иногда используют в качестве делителей частоты или счетчиков импульсов. Причем с помощью введения дополнительных логических элементов и соответствующих обратных связей получают требуемый коэффициент счета.

§ 9.7. РЕГИСТРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПРИБЛИЖЕНИЙ

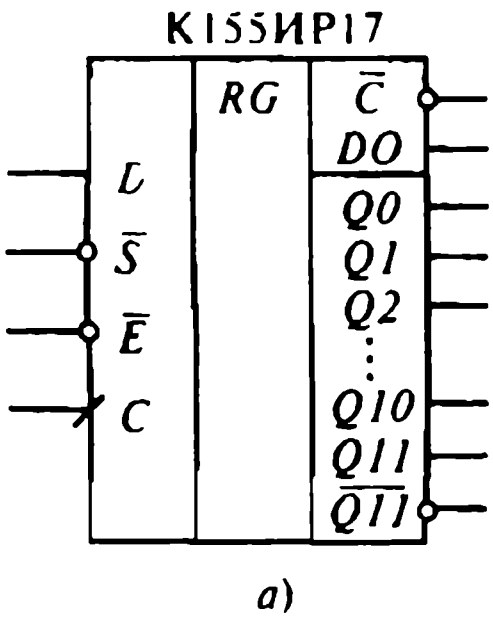
Регистры последовательных приближений предназначены для построения аналого-цифровых преобразователей (АЦП), в основу работы которых положен метод поразрядного уравновешивания.

Суть метода поясним на простом примере. Пусть требуется уравновесить напряжение 15 В. Мы располагаем источниками образцовых напряжений, значения которых подобраны в соответствии с двоичной системой счисления (16 В, 8 В, 4 В, 2 В, 1 В). Пусть эти напряжения включаются ключами и остаются включенными или выключенными в зависимости от того, какой знак разности между измеряемым напряжением и образцовым. Так, при приходе первого импульса включается напряжение 16 В. Разность $15 - 16 = -1$ В имеет знак «минус». Поэтому это напряжение отключается и в код числа, характеризующего состояние разрядов, записывается логический ноль. Затем подключается напряжение 8 В. Разность $15 - 8 = 7$ В. Следовательно, это напряжение остается, и в код числа записывается логическая единица. Потом подключают напряжение 4 В, которое суммируется с оставленным ранее напряжением 8 В. Разность $15 - 8 - 4 = 3$ В. Так как разность имеет положительный знак, то это напряжение остается и в соответствующий разряд записывается логическая единица. Затем подается напряжение 2 В. Разность $15 - 8 - 4 - 2 = 1$ В имеет положительный знак. Значит, напряжение остается и в коде числа в соответствующем разряде будет логическая единица. При подключении напряжения 1 В разность между уравновешивающим и измеряемым напряжениями равна нулю и в младшем разряде записывается логическая единица. Код числа, характеризующего образцовые напряжения, 0111. Таким образом, в результате процесса уравновешивания получен код числа, которое однозначно характеризует величину неизвестного сигнала.

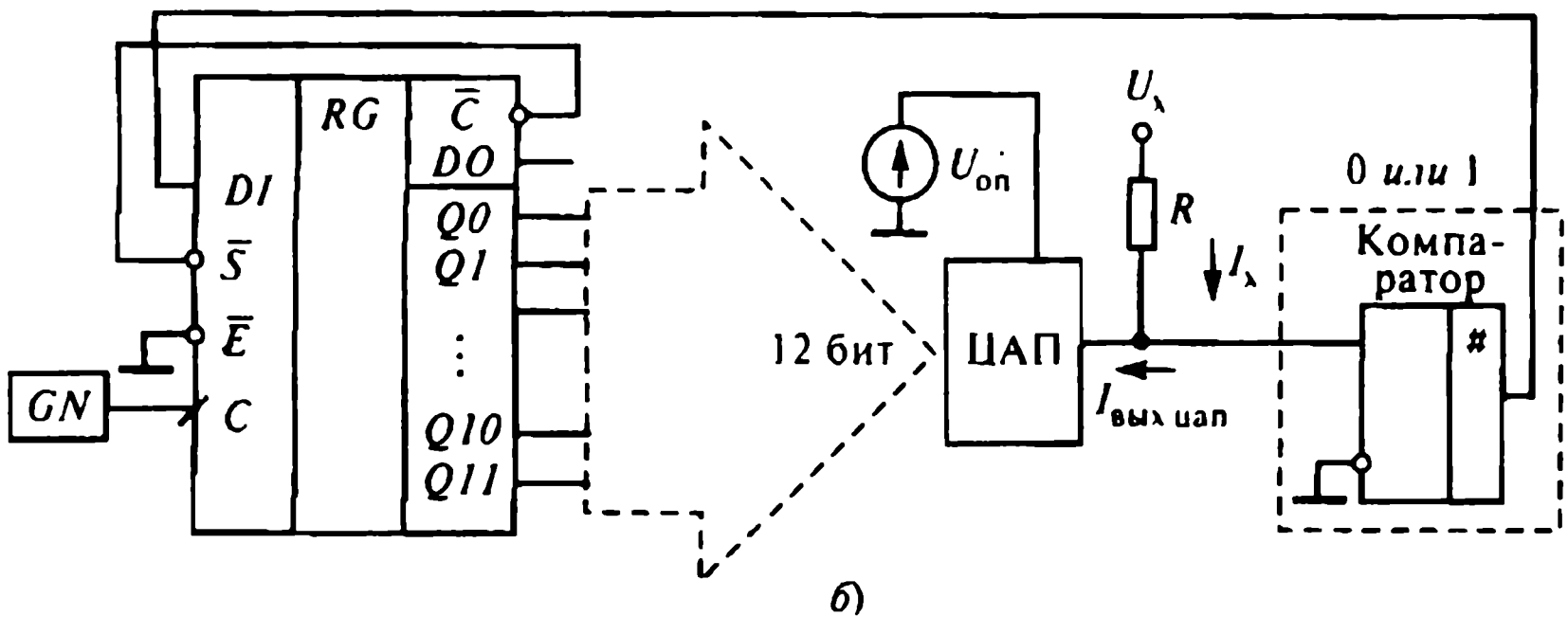
Регистр последовательных приближений есть устройство, с помощью которого обеспечивается управление ключами, включающими или отключающими образцовые напряжения или токи, и осуществляется формирование кода числа, характеризующего уравновешивающее напряжение или ток.

Работу регистра последовательных приближений рассмотрим на примере микросхемы К155ИР17 (рис. 9.19). Она имеет 12 разрядов и обеспечивает получение $2^{12} = 4096$ градаций уравновешивающего сигнала.

В состав регистра входит 12 одинаковых ячеек. Каждая ячейка состоит из синхронизируемых *RS*- и *D*-триггеров, а также логических элементов. Триггеры управляются с помощью двухфазной последовательности импульсов, которые формируются внутри мик-



а)



б)

Рис. 9.19. Регистр последовательных приближений (*а*) и двенадцатиразрядный АЦП, выполненный с использованием его (*б*)

росхемы. Состояние ячеек может меняться при положительном перепаде импульсов на входе синхронизации *C*.

Вход *DI* служит для приема цифрового слова в последовательном коде. Вход *E* позволяет производить остановки регистра при подаче на него потенциала высокого уровня. При $E = 0$ «разрешена» работа регистра. Вход $\overline{S}$ — стартовый. При подаче на него низкого потенциала при втором импульсе на входе *C* триггеры микросхемы установятся в состояние 011111111111. Выход *D0* есть выход последовательного кода. С него можно снять кодовую последовательность, идентичную последовательности на входе *DI*, но отстающую от нее во времени на один такт частоты следования импульсов синхронизации. Выход $\overline{C}$ предназначен для сигнализации о заполнении регистра и завершении цикла записи информации. При заполнении на нем появляется логический нуль.

Старший разряд регистра имеет прямой и инверсный выходы (*Q11* и $\overline{Q11}$). Инверсный выход можно использовать как знаковый.

Особенностью схемы регистра последовательных приближений является такое включение составляющих его функциональных узлов, при котором при запоминании информации в одном из разрядов регистра сбрасывается в «ноль» следующий за ним младший разряд.

Так, после установления кода 011...1 при третьем импульсе синхронизации в старшем разряде записывается 1 или 0 в зависимости от того, какой сигнал был на входе *DI* в момент прихода третьего импульса. При этом следующий за ним младший разряд устанавливается в нулевое состояние. Так, если в момент прихода третьего импульса синхронизации на входе *DI* была логическая единица, то состояние триггеров регистра 1011...1. Если на входе *DI* логический ноль, то в разрядах регистра записано число 0011...1. При четвертом импульсе в следующем младшем разряде $(n-1)$ запишется 1 или 0 в зависимости от потенциала на входе *DI*. При этом $(n-2)$-й разряд установится в нулевое состояние и т. д. Когда запись завершена, на выходе $\overline{C}$ появится потенциал низкого уровня.

С помощью данного регистра можно реализовать режимы полного и укороченного цикла преобразования (в малоразрядных АЦП).

Причем возможно создание АЦП как одноразового преобразования, так и АЦП, работающего в непрерывном режиме.

АЦП, построенный с использованием регистра последовательных приближений, приведен на рис. 9.19, *б*. В состав его также входят цифроаналоговый преобразователь ЦАП и компаратор токов. Компаратор токов имеет цифровой выход. У него выходное напряжение принимает два значения: логическую единицу при $I_x \le I_{вых}$ и логический ноль при $I_x \ge I_{вых}$. Ток I_x равен

$$I_x = U_x/R,$$

где U_x — измеряемое напряжение.

Пусть на выходе $\overline{C}$ регистра последовательных приближений появился низкий потенциал. Он приложен ко входу *S*. При втором импульсе, подаваемом от генератора тактовых импульсов *GN*, на выходах *Q11—Q0* появится код 011...1. Этому коду соответствует выходной ток ЦАП $I_{вых}$, пропорциональный включенному старшему разряду. Его значение зависит от величины напряжения источника питания $U_{оп}$. Если I_x меньше $I_{вых}$, на выходе компаратора будет логический ноль. При поступлении следующего импульса в старшем разряде останется логический ноль и на выходе *Q10* установится логический ноль (00111...1). Если при этом $I_{вых} < I_x$, на выходе компаратора появится логическая единица. При следующем импульсе синхронизации в триггере разряда *Q10* запишется логическая единица, а в ячейке *Q9* — логический ноль (01011...1). Процесс продолжается до тех пор, пока не произойдет запись информации в триггер самого младшего разряда. При этом выходной ток ЦАП и ток I_x равны между собой в пределах погрешности дискретизации. На выходе $\overline{C}$ появится

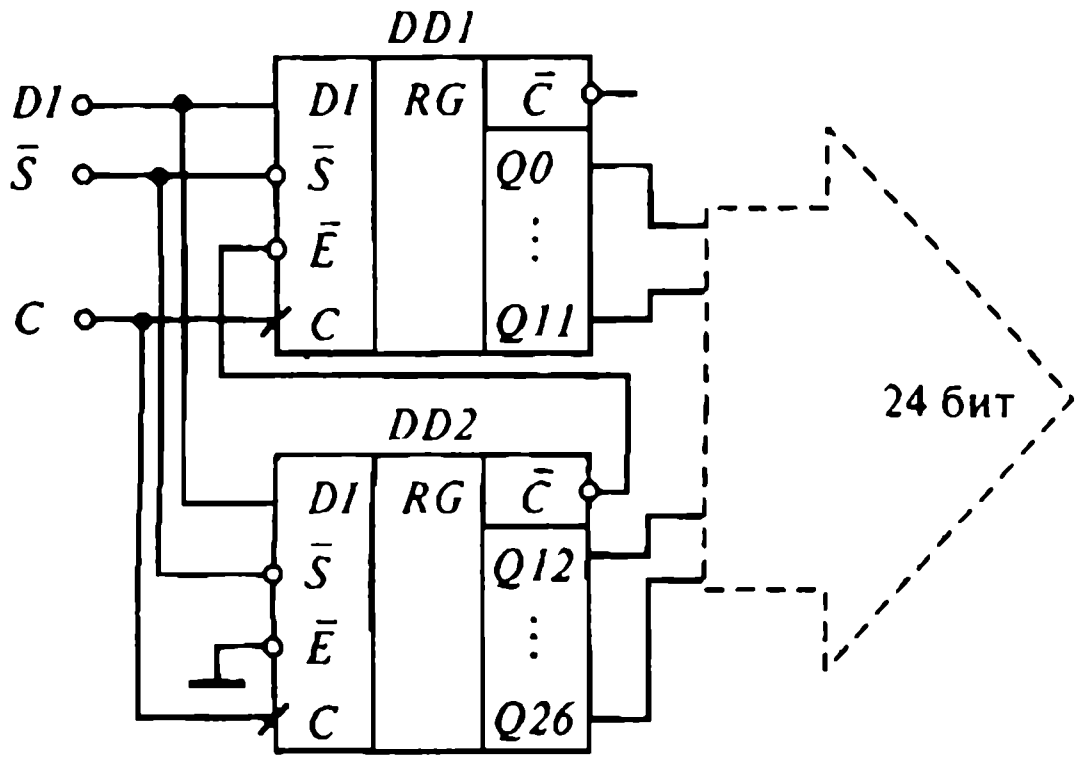


Рис. 9.20. Схема увеличения разрядности регистра К155ИР17 до 24 разрядов

потенциал логического нуля. Этот сигнал подан на стартовый вход $\bar{S}$. При приходе следующего импульса синхронизации потенциалы выходов регистра не изменятся.

Второй импульс, последовавший за ним, установит в ячейках код 0111...1, и процесс преобразования повторится.

Для увеличения разрядности регистров можно использовать несколько микросхем. Так, на рис. 9.20 показано увеличение разрядности микросхемы К155ИР17 до 24 разрядов. Благодаря тому что выход $\bar{C}$ микросхемы *DD2* соединен со входом $\bar{E}$ микросхемы *DD1*, изменение состояния ячеек микросхемы *DD1* может происходить только после того, как на выходе $\bar{C}$ у *DD2* появится логический ноль. Он свидетельствует о заполнении ячеек регистра на микросхеме *DD2*. Так как при этом на вход $\bar{S}$ сигнал не подается, то записанная информация сохраняется в ячейках микросхемы *DD2* в течение всего процесса записи в ячейки микросхемы *DD1*.

Регистр последовательных приближений может быть использован как кольцевой счетчик с «бегущим нулем». Для этого на вход *DI* следует подать логическую единицу, а выход $\bar{C}$ соединить со входом $\bar{S}$.

Номенклатура микросхем регистров последовательных приближений небольшая. Кроме ИС 155ИР17, выпускается 12-разрядный регистр 564ИР13.

§ 9.8. ДЕШИФРАТОРЫ

Дешифраторы, шифраторы, преобразователи кодов составляют класс кодирующих устройств, под которыми обычно понимают

логические функциональные узлы, преобразующие многоразрядный входной код в выходной код, построенный по другому закону.

Дешифраторами или *декодерами* принято называть кодирующие устройства, преобразующие двоичный код в унитарный*. Так, например, если на вход дешифратора подается параллельный код 0101, то отличный от нуля выходной сигнал должен появиться на пятом проводе. Во всех остальных проводах выходной сигнал будет нулевым.

В условном обозначении дешифраторов (рис. 9.21) на принципиальных схемах в основном поле прямоугольника пишут буквы *DC*.

В условных обозначениях микросхем о принадлежности к дешифраторам говорят буквы ИД.

Микросхемы дешифраторов обычно имеют n входов и m выходов. У полных дешифраторов используются все возможные наборы входных переменных, $m = 2^n$. У неполных дешифраторов используется только часть возможных комбинаций входных сигналов, и число выходов меньше, чем у полных.

Входы дешифратора часто называют адресными, так как их сигналы характеризуют номер провода (адрес), на котором появится отличный от начального значения электрический сигнал. Их часто нумеруют в соответствии с весами двоичных разрядов, т. е. 1, 2, 4, 8, 16.... Число входов и выходов часто указывают так: дешифратор (декодер) 3 — 8 (читается «три в восемь»).

Дешифраторы, кроме адресных, часто имеют разрешающий (управляющий, стробирующий) вход E. При $E = 1$ дешифратор работает как обычно. При $E = 0$ на всех выходах устанавливаются уровни (нулевые или единичные), которые не зависят от кода, поданного на адресные входы. Вход E может быть инверсным. Подобные дешифраторы называют *декодерами — демультиплексорами*, что в условных обозначениях на схемах показывается буквами *DX* (вместо *DC*).

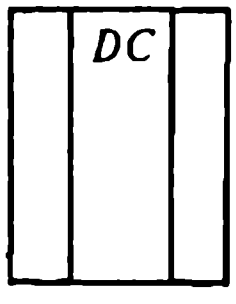


Рис. 9.21. Условное обозначение дешифраторов

В сериях ТТЛ дешифраторы обычно имеют инверсные выходы. В КМОП-сериях чаще всего выходы прямые. Это обусловлено особенностями технологий и схемотехники.

В микросхемах дешифраторов обычно делают несколько разрешающих входов. Они являются входами логического элемента И, установленного на входе. В этих случаях раз-

* Встречается расширенное толкование, когда под термином дешифратор понимается любой преобразователь кода.

решающей комбинацией будет конъюнкция сигналов на входах E, что показывается знаком «&», записываемым над буквой E.

Схемотехническая реализация дешифраторов может быть различной. Известны пирамидальные, линейные и прямоугольные структуры. Кроме того, иногда различают одно- и многоступенчатые дешифраторы.

Пирамидальные дешифраторы применяются крайне редко в связи с громоздкой структурой и наибольшей задержкой распространения сигнала. В них обычно используются двухвходовые логические элементы.

Линейные дешифраторы относятся к числу наиболее быстродействующих, так как в них используется всего одна ступень логических элементов, с помощью которых проводится дешифрирование входных данных. Для них требуется иметь 2^n «логических элементов», у каждого из которых должно быть n входов.

При построении дешифратора необходимо предварительно задать список функций, характеризующих состояние каждого из его выходов. Так, если имеется три адресных входа X_1, X_2, X_3 и восемь выходов ($2^3 = 8$), то соответствующие функции будут иметь вид

$$Y_0 = \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3; \quad \text{(код 000)}$$

$$Y_1 = X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3; \quad \text{(код 001)}$$

$$Y_2 = \bar{X}_1 X_2 \bar{X}_3; \quad \text{(код 010)}$$

$$\vdots$$

$$Y_6 = \bar{X}_1 X_2 X_3; \quad \text{(код 110)}$$

$$Y_7 = X_1 X_2 X_3; \quad \text{(код 111)}$$

где X_1 — вход первого (младшего) разряда цифрового слова; X_2 — вход второго разряда цифрового слова; X_3 — вход старшего разряда цифрового слова.

Количество элементов И, входящих в подобный дешифратор «три в восемь», должно быть равно $m = 2^3 = 8$, каждый из которых имеет три входа. Кроме того, необходимо иметь три инвертора входных сигналов для реализации функций, характеризующих состояние выходов.

Схема дешифратора «3 в 8» приведена на рис. 9.22. Инверторы *DD1—DD3* введены для получения сигналов, инверсных входным ($\bar{X}_1$, $\bar{X}_2$, $\bar{X}_3$). Логические элементы И *DD4—DD11* выполняют функцию дешифрования. Для этого на их входы подаются сигналы в соответствии с функцией, характеризующей состояние

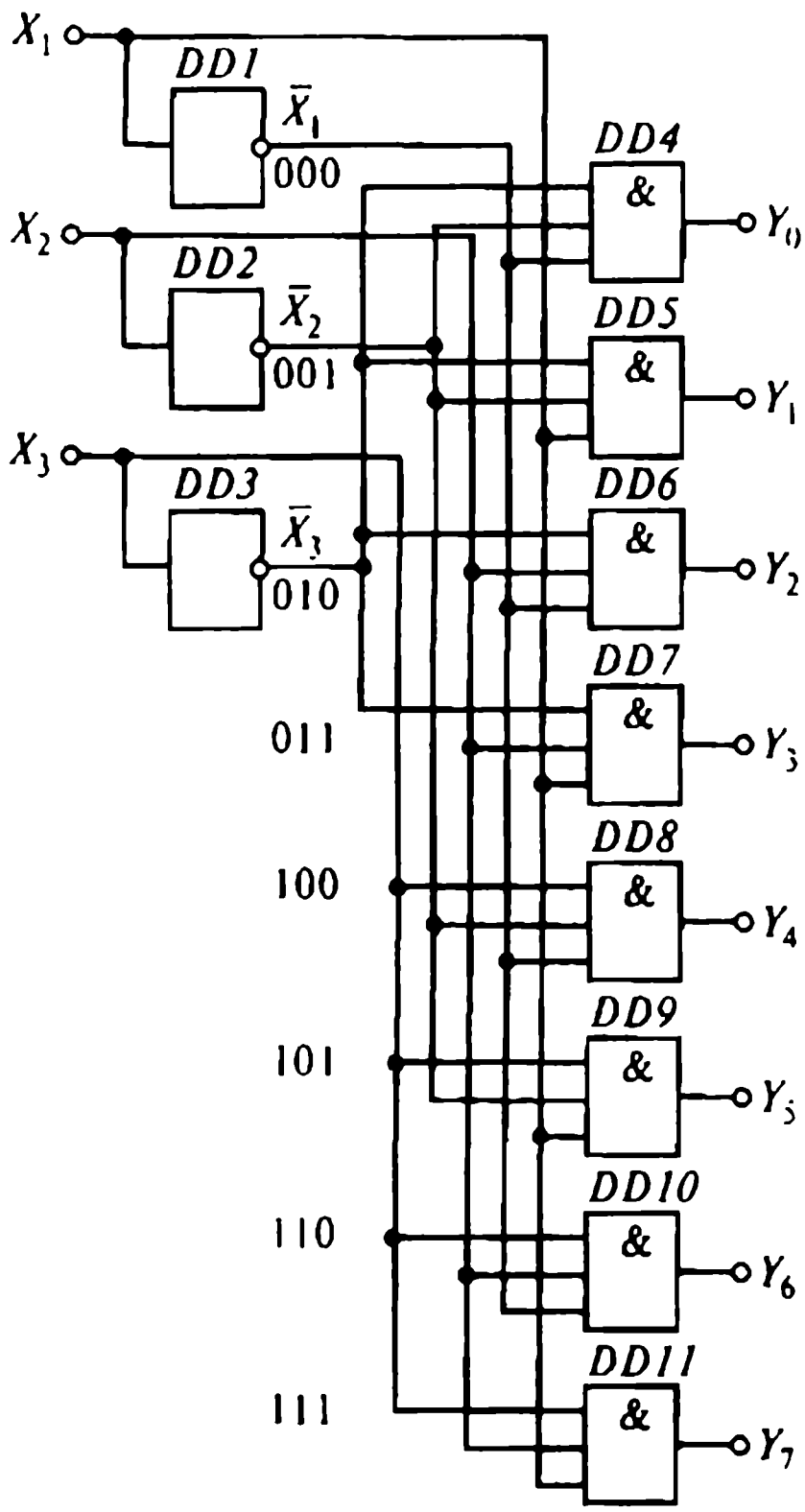


Рис. 9.22. Линейный дешифратор 3—8

данного выхода. Например, если необходимо, чтобы $Y_6 = 1$, то один из адресных входов логического элемента *DD10* необходимо подключить к выходу инвертора *DD1* ($\bar{X}_1$), а два других — к источникам входных сигналов X_2, X_3. Аналогично решены вопросы подключения входов всех остальных логических элементов.

Одну ступень дешифрирования обычно используют в случаях, когда число адресных входов 2—3. При четырех или более адресных входах предпочитают применять двух- или многоступенчатые дешифраторы ввиду некоторой экономической выгоды таких технических решений. Прямоугольные дешифраторы относятся к числу многоступенчатых. Для получения общего представления об их выполнении рассмотрим двухступенчатый дешифратор 4—16 (рис. 9.23). Первая ступень состоит из микросхем *DD1*, *DD2*, которые представляют собой линейные дешифраторы с двумя входами каждый. Вторая ступень представляет собой прямоугольный (мат-

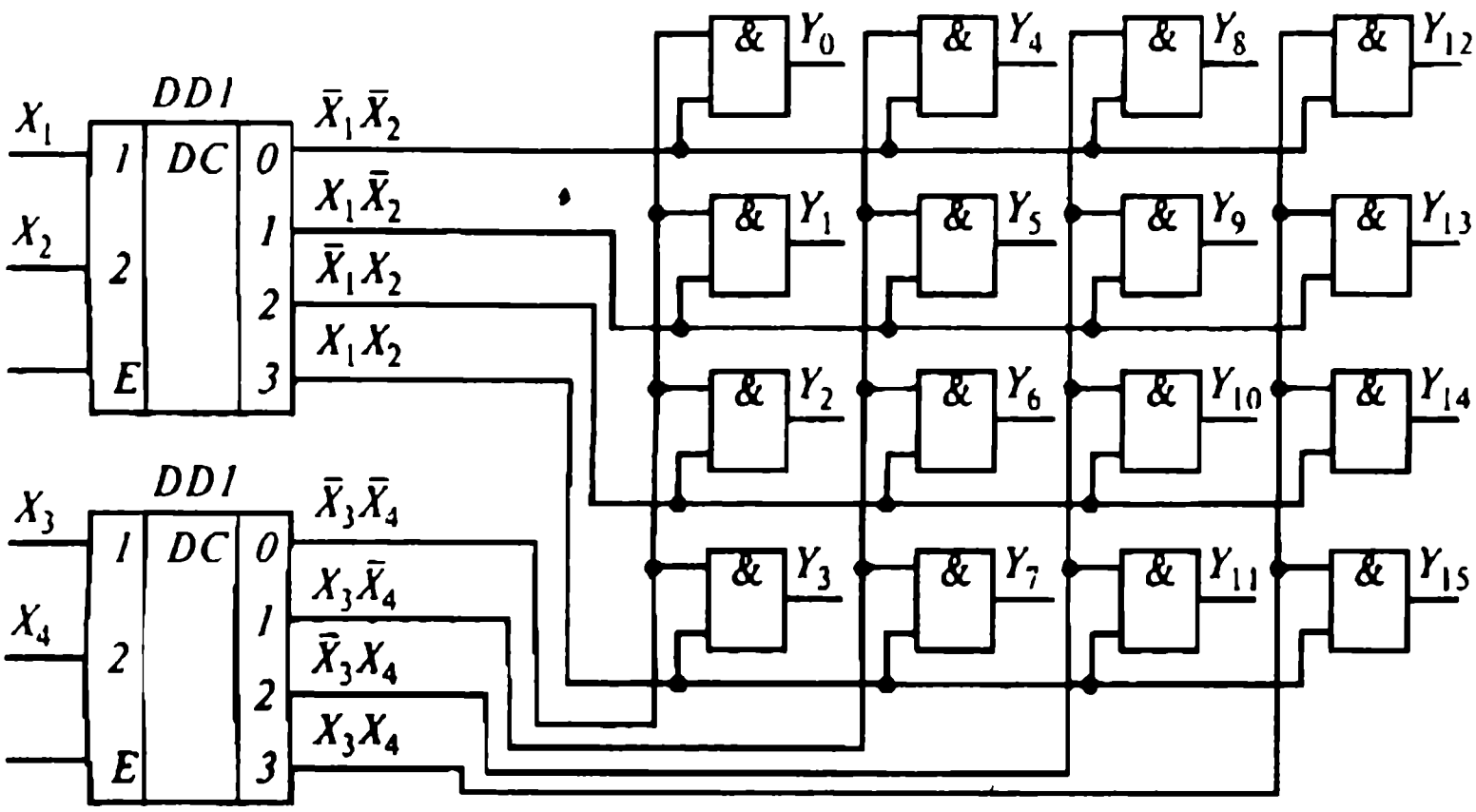


Рис. 9.23. Двухступенчатый дешифратор с прямоугольным дешифратором во втором каскаде

ричный) дешифратор. Разряды адреса разбиты на две группы, а именно: X_1, X_2 и X_3, X_4. При любой комбинации входных сигналов на одной из шин строки и столбца будет сигнал логической единицы. В результате окажется «сработавшим» единственный элемент И прямоугольного дешифратора второй ступени.

Прямоугольный дешифратор считается самым экономичным по аппаратурным затратам при большом количестве выходов (сотни и более). Это объясняется тем, что возможности простого линейного дешифратора ограничены из-за небольшого числа входов у логических элементов. Для увеличения их разрядности используют каскадное включение, при котором также получается многоступенчатый дешифратор. Но такой подход целесообразен при количестве выходов не больше нескольких десятков.

Следует отметить, что при выполнении дешифратора на основе готовых микросхем каскадное включение корпусов является наиболее приемлемым.

§ 9.9. ШИФРАТОРЫ

Шифраторами называют устройства, выполняющие функции, обратные дешифрированию, т. е. преобразующие сигнал, поданный на один из входов, в выходной двоичный параллельный код.

Шифратор или кодер (*СД*) выполняет функцию, обратную функции дешифратора, условное обозначение приведено на рис 9.24.

В них при подаче на *i*-й вход электрического сигнала на выходе появляется двоичный код, характеризующий номер входного

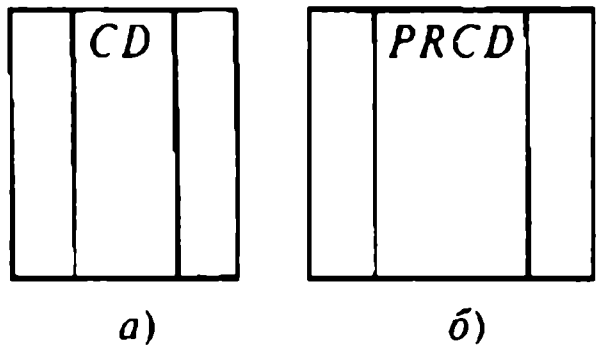


Рис. 9.24. Условное обозначение шифраторов (*а*), приоритетных шифраторов (*б*)

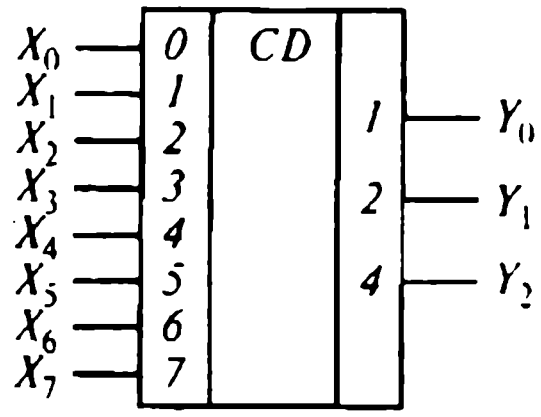


Рис. 9.25. Шифратор

вывода, на который подан электрический сигнал. Соответственно числа входов m и выходов n у шифратора связаны между собой уравнением

$$m = 2^n.$$

Шифратор может использоваться для отображений в виде двоичного кода номера нажатой кнопки или клавиши.

Принцип построения шифратора рассмотрим на примере устройства, преобразующего в двоичный код номер шины, на которую подан электрический сигнал. Пусть имеется 8 адресных шин (рис. 9.25). Составим таблицу, характеризующую состояние входов при сигнале на n-й адресной шине X_n (табл. 9.12).

Таблица 9.12

X	Y_2	Y_1	Y_0	X	Y_2	Y_1	Y_0
X_0	0	0	0	X_4	1	0	0
X_1	0	0	1	X_5	1	0	1
X_2	0	1	0	X_6	1	1	0
X_3	0	1	1	X_7	1	1	1

Из табл. 9.12 видно, что на выходе Y_0 логическая единица появляется в случае, если на входы X_1 или X_3 или X_5 или X_7 подана логическая единица (см. последний вертикальный столбец). Следовательно, для Y_0 можно записать

$$Y_0 = X_1 \vee X_3 \vee X_5 \vee X_7.$$

Аналогично рассмотренному можно записать уравнения для выходов Y_1 и Y_2

$$Y_1 = X_2 \vee X_3 \vee X_6 \vee X_7;$$

$$Y_2 = X_4 \vee X_5 \vee X_6 \vee X_7.$$

Шифратор будет состоять из трех четырехкодовых логических элементов ИЛИ, входы которых подключаются к адресным шинам в соответствии с записанными логическими уравнениями.

Принципиальная схема шифратора, построенная с использованием рассмотренного подхода, приведена на рис. 9.26.

В состав большинства цифровых серий микросхем входит *приоритетный шифратор*. Он отличается тем, что в нем допускается одновременная подача логической единицы на несколько входов одновременно. При этом код входного сигнала будет соответствовать старшему номеру выхода из всех входов, на которые логическая единица подана. Приоритетный шифратор работает как обычный в случае, если сигнал подается только на один из входов.

Примерами приоритетных шифраторов могут служить микросхемы КМ555ИВ1, К555ИВ3.

Приоритетный шифратор КМ555ИВ1 (рис. 9.27) имеет инверсные входы $\bar{X}_0$—$\bar{X}_7$ и инверсные выходы $\bar{Y}_0$—$\bar{Y}_2$. Кроме этого имеется вход разрешения $\overline{CDE}$. При логической единице на входе $\overline{CDE}$ на всех выходах микросхемы (Y_0—Y_2, CRE, FL) будет высокий уровень напряжения (т. е. все выходы становятся не активными). Другими словами, вход $\overline{CDE}$ позволяет отключать шифратор при смене информации на его входах.

Выходы $\overline{GRE}$ и $\overline{FL}$ позволяют облегчить построение многоразрядных шифраторов. На выходе $\overline{FL}$ появляется сигнал логического ноля в случае, если хотя бы на одном из выходов $\bar{Y}_0$—$\bar{Y}_2$ имеется сигнал логического нуля. На выходе $\overline{GRE}$ появляется сигнал низкого уровня (логический ноль), если на всех информационных выходах напряжение высокого уровня (логическая единица).

Наращивание разрядности шифраторов можно выполнить, например так, как показано на рис. 9.28.

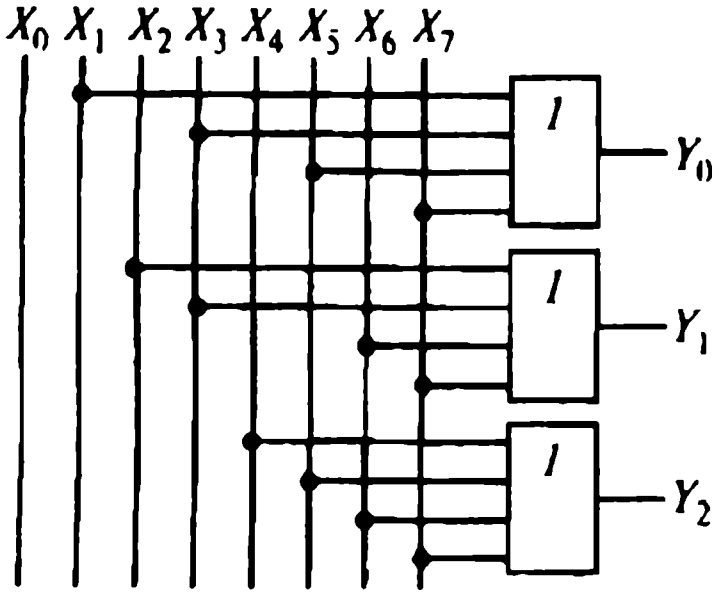


Рис. 9.26. Упрощенная схема шифратора «8 в 3»

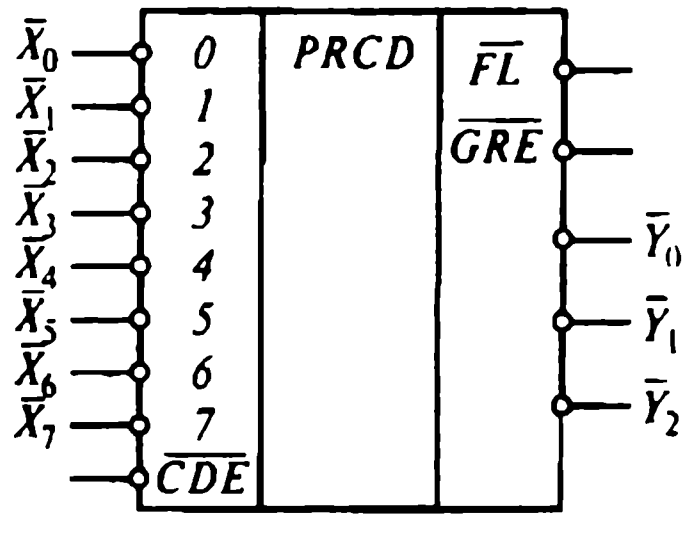


Рис. 9.27. Микросхема приоритетного шифратора КМ555ИВ1

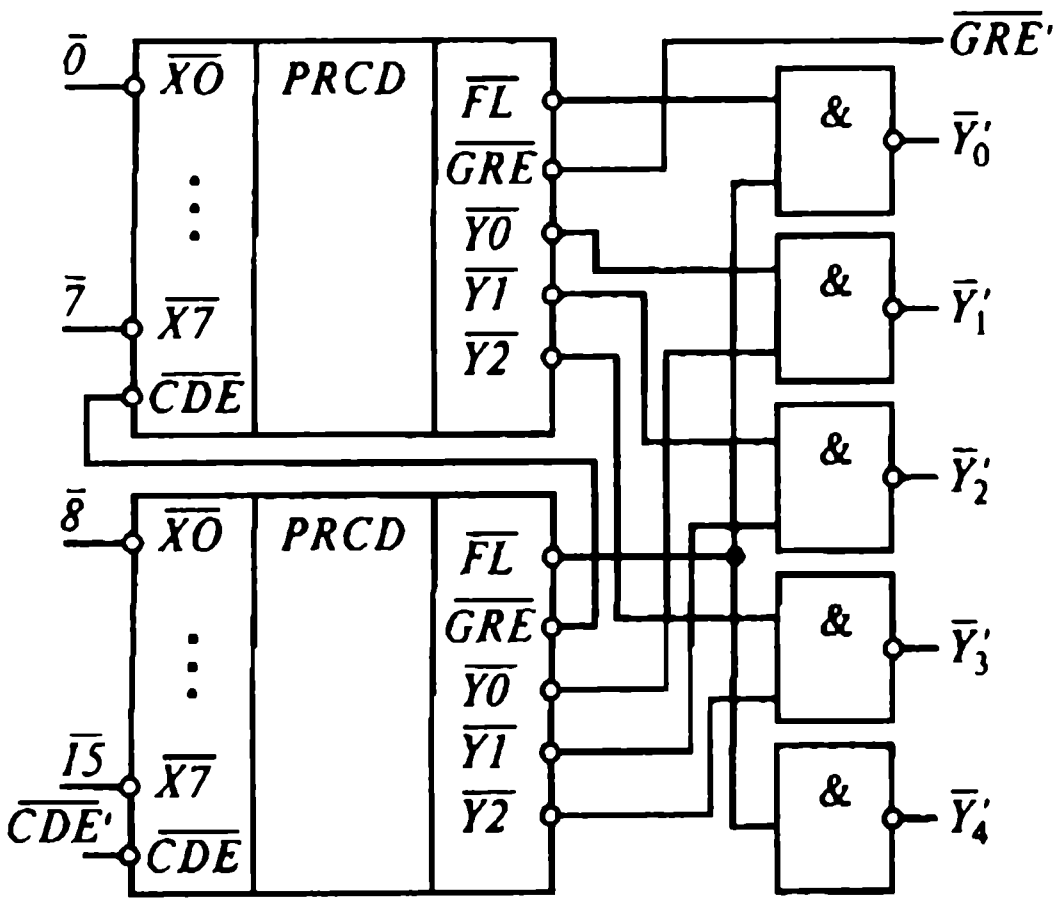


Рис. 9.28. Наращивание разрядности шифратора до шестнадцати (выходы $Y'_1 \ldots Y'_4$)

Кроме кодирования номера нажатой клавиши или положения многопозиционного переключателя шифраторы применяются для определения номера устройства, подавшего сигнал запроса на обслуживание в микропроцессорных системах. Они входят в состав микросхем-контроллеров прерываний, например КР580ВН59.

§ 9.10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОДОВ

Преобразователями кодов называются логические устройства, с помощью которых код одного вида преобразуется в код, построенный по другому закону, например, двоичный — в двоично-десятичный и т.д.

У преобразователей кодов (рис. 9.29, *а*, *б*) в основном после условного обозначения пишут *X/Y* или *A/B*, что обозначает, что код *A* преобразуется в код *B*, или пишут общепринятые названия кодов (рис. 9.29, *в*), например *GRAY/BIN* — преобразователь кода Грея в двоичный (бинарный) код.

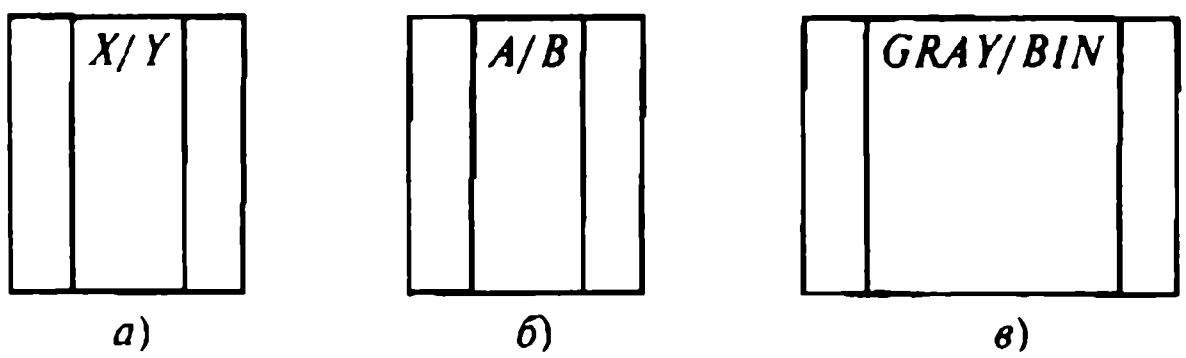


Рис. 9.29. Условные обозначения преобразователей кода (*а*, *б*, *в*)

В условных обозначениях микросхем о принадлежности к преобразователям кода говорят буквы ПР.

В преобразователях кода законы их функционирования обычно задаются с помощью соответствующей таблицы.

Используя логические функциональные узлы, можно реализовать практически любой преобразователь кода. Однако эта задача решается многозначно. Эффективность решения во многом зависит от опыта разработчика.

Поясним общий подход к ней на примере преобразования кода, представленного сигналами на двух шинах (X_1, X_2), в код, представленный сигналами на трех шинах Y_1, Y_2, Y_3. Пусть соответствие кодов характеризуется табл. 9.13.

Таблица 9.13

Входы		Выходы		
X_1	X_2	Y_1	Y_2	Y_3
0	0	1	0	0
0	1	0	0	1
1	0	0	1	1
1	1	0	0	0

Для выходов преобразователя кодов можно записать логические уравнения:

$$Y_1 = \bar{X}_1 \bar{X}_2;$$

$$Y_2 = X_1 \bar{X}_2;$$

$$Y_3 = \bar{X}_1 X_2 + X_1 \bar{X}_2.$$

Они служат основой для синтеза принципиальной схемы преобразователя кода.

Существует также второй подход к построению преобразователей кода. На техническом жаргоне его иногда называют «декодер—кодер». Сущность его заключается в том, что входные сигналы подаются на дешифратор. Сигналы с выхода дешифратора подаются на входы шифратора, число выходов у которого равно числу выходов для кода, в который производится преобразование.

Если у дешифратора и шифратора имеется большее число входов или выходов, то часть из них можно не использовать. Когда нескольким входным комбинациям соответствует одна и та же выходная комбинация, то соответствующие выходы дешифратора объединяются с помощью элемента ИЛИ. Выход его подают на нужный вход шифратора. Для рассмотренного примера преоб-

разователь кода, построенный по структуре «декодер—кодер» будет иметь вид, показанный на рис. 9.30. Основой для синтеза схемы явилась таблица соответствия кодов. При ее составлении ход рассуждений был следующий.

При $X_1 = 0$, $X_2 = 0$ выходной код 100. Это соответствует коду 4 в двоичном коде. Следовательно, выход 0 дешифратора следует соединить с входом 4 шифратора. При $X_1 = 1$, $X_2 = 0$ выходной код должен быть равен 011. Это соответствует числу 3 в двоичном коде. Так как при сочетании $X_1 = 1$, $X_2 = 0$ сигнал логической 1 появляется на выходе 1 дешифратора, его следует соединить со входом 3 шифратора и т. д.

Структура «декодер—кодер» обычно является более выгодной при построении преобразователей кодов из готовых микросхем по сравнению со структурами на отдельных логических элементах. Выгоды, получаемые при ее использовании, во многом послужили толчком для выпуска микросхем программируемых логических матриц (ПЛМ). Условное обозначение ПЛМ приведено на рис. 9.31, *а*.

В программируемой логической матрице имеется k логических элементов И и m логических элементов ИЛИ. Выходы элементов ИЛИ подключены к сумматорам по модулю 2 (M) (рис. 9.31, *б*), а входы — к выходам элементов И.

Каждый элемент И имеет $2n$ входов. Они подключены к шинам адресных входов X_1—X_n и к шинам, на которых сигналы имеют значения, инверсные сигналам на шинах X_1—X_n.

Входы элементов И и ИЛИ подключены к шинам с помощью перемычек, обозначенных значком . Их выполняют из нихрома, кристаллического кремния, специальных p-n-переходов. Плавкие перемычки можно выборочно разрушать, оставляя лишь те связи, которые нужны потребителю. Пережигание перемычек при программировании ПЛМ осуществляется с помощью электрического тока, имеющего определенные параметры. При пережигании перемычек у элементов И осуществляется программиро-

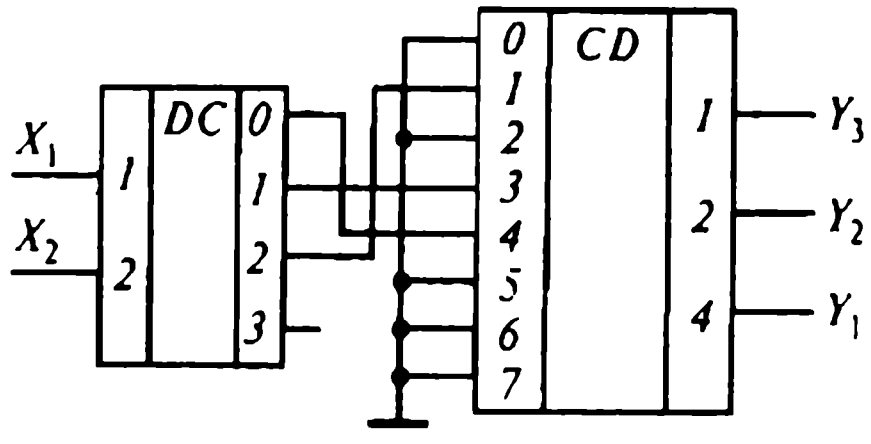


Рис. 9.30. Преобразователь кода, имеющий структуру «декодер—кодер»

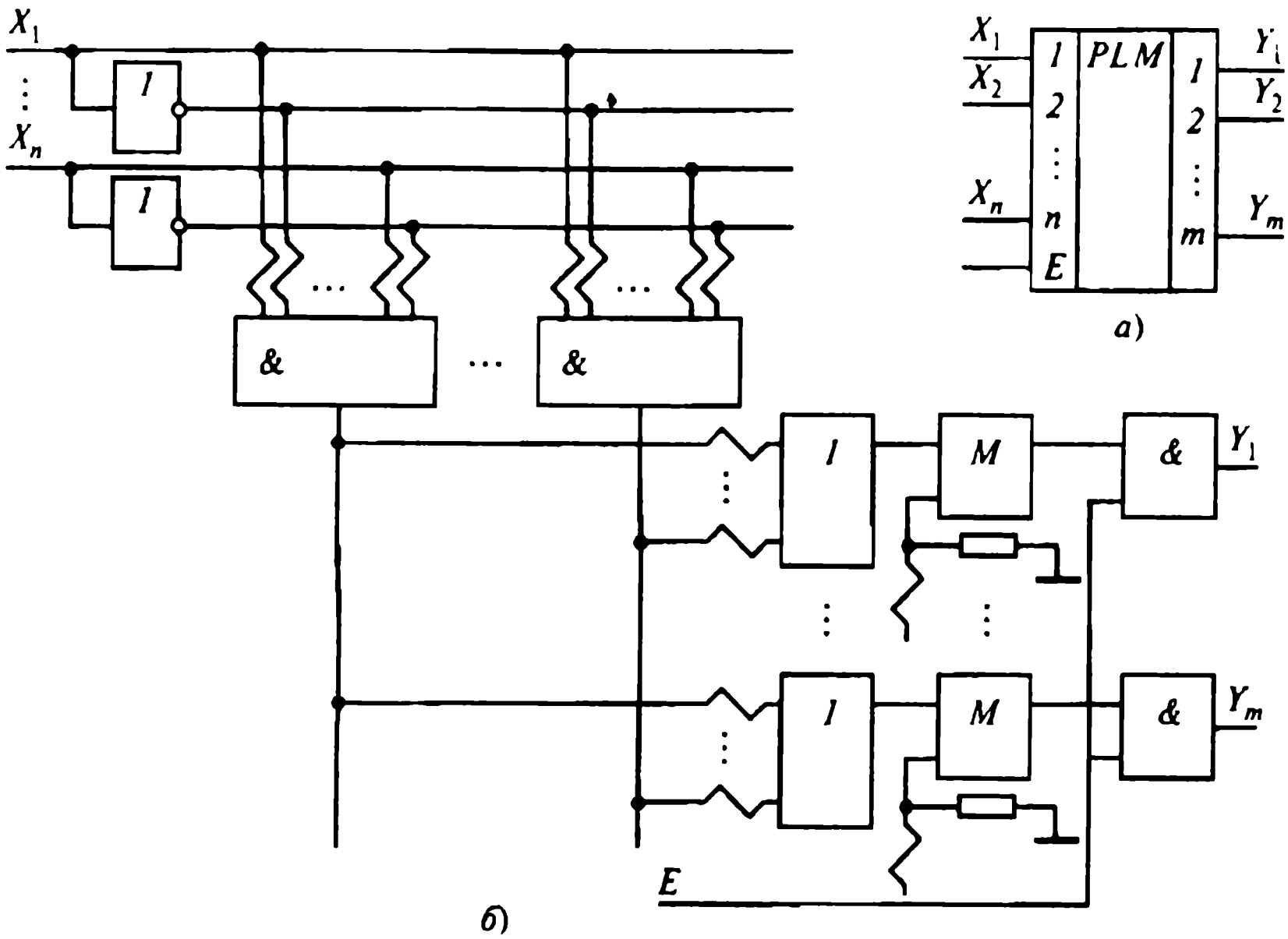


Рис. 9.31 Условное обозначение программируемой логической матрицы (*а*) и ее функциональная схема (*б*); — выжигаемая перемычка

вание дешифратора, который выполняется на основе ЛЭ данной группы. Благодаря операции программирования на входы элементов И может быть подана любая комбинация входных сигналов и их инверсий и создан дешифратор любого кода.

При пережигании перемычек на входе элементов ИЛИ происходит программирование шифратора. При этом на входы с разрушенными перемычками обеспечивается подача логического нуля. Эта операция позволяет подключить к выходам дешифратора любой элемент ИЛИ, шифратора и тем самым обеспечить преобразование в требуемый код.

Плавкие перемычки также имеются у сумматора по модулю 2. С помощью их программируется инвертирование или неинвертирование выходных сигналов элементов ИЛИ. Элементы И, подключенные к сумматору по модулю 2, обеспечивают «отключение» выходов $Y_1 - Y_m$ при отсутствии на входе разрешения E логической единицы. Программирование ПЛМ аналогично синтезу связей у дешифраторов и шифраторов, что уже было рассмотрено выше.

Кроме ПЛМ для тех же целей могут быть использованы микросхемы программируемой матричной логики (ПМЛ). Основное отличие заключается в том, что в них каждый элемент ИЛИ по-

стоянно подключен к определенной группе элементов И и не может произвольно подключаться к выходам любых элементов И. Достоинством такого подхода является сокращение площади программируемой части кристалла. Это в свою очередь приводит к снижению стоимости, повышению надежности, увеличению быстродействия.

Число входов у типовых ПЛМ и ПМЛ — 8...16; число вертикальных шин (выходов декодера) — 24...96; количество выходов — 4...12.

Для подведения электрического тока к выжигаемым перемычкам в состав микросхем вводят специальные дешифраторы и мультиплексоры, управляемые группой настроечных входов. Иногда одни и те же выводы микросхемы используют и как настроечные, и как рабочие. Их переключение осуществляется изменением напряжения на соответствующем входе управления режимом. Примером ПЛМ является микросхема К556РТ1 с $n = 16$, $k = 48$, $m = 8$, имеющая задержку распространения 50 нс.

Промышленностью выпускаются специальные микросхемы преобразователей кода, например: преобразователи двоично-десятичного кода в двоичный К155ПР6, КМ155ПР6; преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный К155ПР7, КМ155ПР7; преобразователи кода 8-4-2-1 в позиционный код сегментных цифросинтезирующих индикаторов К161ПР2, К161ПР3.

Глава 10

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

§ 10.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА И ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Питание электрической энергией устройств измерительной техники, электроники, ЭВМ и автоматики очень редко удается осуществить непосредственно от первичного источника электроэнергии. Это обусловлено тем, что стандартная электрическая сеть или автономный первичный источник электрической энергии обычно непригодны для питания электронных устройств из-за их несоответствия требованиям по величине напряжения, его стабильности, форме и частоте. Поэтому в большинстве случаев приходится применять источники вторичного электропитания (ИВЭП). Под этим термином обычно понимаются *преобразователи вида электрической энергии*, выполняющие преобразования исходя из требований, предъявляемых к источнику питания конкретного электрического или электронного устройства.

В большинстве случаев с помощью источников вторичного электропитания преобразуется энергия переменного напряжения электрической сети в постоянные напряжения требуемого уровня, которые с помощью электронных устройств стабилизации поддерживаются неизменными. Более редко встречаются источники вторичного электропитания, обеспечивающие получение требуемого значения электрического тока (неизменного или меняющегося по определенному закону).

Мощность источников вторичного электропитания, используемых в маломощных электронных устройствах и установках информационно-измерительной техники и автоматики, как правило, не превышает нескольких сотен—тысяч ватт. Поэтому диапазон мощностей источников вторичного электропитания (ИВЭП), применяемых в маломощной электронике и автоматике, находится в пределах долей — нескольких сотен ватт.

Вследствие того что ИВЭП является массовым функциональным узлом, необходимым для функционирования большинства

электронных устройств, разработано достаточно много способов их построения. Известны различные схемотехнические решения, эффективные в тех или иных случаях. Причем основной проблемой, возникающей при их проектировании, является получение заданной мощности при минимальных массогабаритных показателях и стоимости, а также высокой надежности при работе. Достаточно часто масса и габаритные размеры электронных устройств в основном определяются соответствующими показателями использованных в них ИВЭП. По мере внедрения микроэлектронных функциональных узлов число подобных случаев резко увеличилось. Поэтому, кроме получения необходимых электрических параметров, для ИВЭП чрезвычайно важны вопросы их микроминиатюризации.

Опыт эксплуатации электронных устройств различного назначения показал, что одним из наиболее часто встречающихся дефектов является выход из строя функциональных узлов ИВЭП. Это обусловлено тем, что входящие в их состав компоненты электроники зачастую работают в тяжелых условиях, так как их электромагнитные и тепловые нагрузки во многих случаях доведены до физических пределов.

Простейшие структуры ИВЭП, состоящие из сочетания сетевого трансформатора, выпрямителя, сглаживающего фильтра и стабилизатора непрерывного действия, все больше вытесняются сложными преобразовательными устройствами, работающими на частотах в десятки—сотни килогерц. При этом обеспечивается получение рекордно малых массогабаритных показателей, но появляются свои специфические проблемы. Если преобразователь спроектирован небрежно, сложно получить высокую надежность работы, хорошую воспроизводимость характеристик и высокие удельные показатели.

ИВЭП принято характеризовать рядом показателей и признаков: условиями эксплуатации; параметрами входной и выходной электрической энергии; выходной мощностью; коэффициентом полезного действия; удельными показателями; временем непрерывной работы; временем готовности к работе; числом каналов и пр.

Электрические показатели ИВЭП можно разделить на две группы: статические, определяемые при медленном изменении во времени возмущающих факторов; динамические, определяемые при быстром появлении возмущающих факторов.

Статические электрические показатели ИВЭП в общем случае имеют следующие характеристики.

1. Номинальное значение питающего напряжения первичной электрической сети (чаще всего ~220 В или ~380 В).

2. Допускаемые отклонения напряжения первичной питающей сети от номинального значения (в процентах или абсолютных величинах).

3. Номинальная частота питающего напряжения.

4. Номинальные значения выходных напряжений.

5. Номинальные токи нагрузки.

6. Суммарная мощность, отдаваемая в нагрузку.

7. Активная и полная мощности, потребляемые ИВЭП от первичной сети.

8. Нестабильность выходного напряжения при изменении напряжения питания. Обычно оценивается в относительных единицах или в процентах $\delta_{u_{н(u)}}$ и равняется отношению изменения выходного напряжения $\Delta U_{н(u)}$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ при изменениях напряжения питания $U_{ип}$ в заданных пределах. При этом ток нагрузки $I_н$ и температура окружающей среды должны быть постоянными

$$\delta_{u_{н(u)}} = \frac{(\pm\Delta U_{н(u)})}{U_н} 100\%. \qquad (10.1)$$

9. Нестабильность выходного напряжения при изменениях тока нагрузки $\delta_{u_н(I)}$. Обычно оценивается в относительных единицах или в процентах как отношение изменения выходного напряжения $\Delta U_{н(I)}$ к номинальному значению выходного напряжения $U_н$ при изменениях тока нагрузки в заданных пределах. При этом напряжение питания $U_{ип}$ и температура окружающей среды остаются постоянными

$$\delta_{u_н(I)} = \frac{(\pm\Delta U_{н(I)})}{U_н} 100\%. \qquad (10.2)$$

10. Нестабильность выходного напряжения во времени $\delta_{u_н(t)}$. Определяется как отношение изменения выходного напряжения в течение заданного промежутка времени $\pm\Delta U_{н(t)}$ к его номинальному значению. При этом постоянными остаются напряжение питания $U_{ип}$, ток нагрузки $I_н$ и температура окружающей среды

$$\delta_{u_н(t)} = \frac{(\pm\Delta U_{н(t)})}{U_н} 100\%. \qquad (10.3)$$

11. Температурный коэффициент выходного напряжения (ТКН). Определяется как отношение температурного изменения

выходного напряжения $\pm\Delta U_{н(T)}$ при приращении температуры окружающей среды на ΔT к произведению номинального значения напряжения $U_н$ на приращение температуры ΔT. При этом постоянными остаются напряжение питания $U_н$ и ток нагрузки $I_н$:

$$\text{ТКН} = \frac{\pm\Delta U_{н(T)}}{U_н \Delta T} 100\%. \qquad (10.4)$$

12. Нестабильность выходного напряжения при одновременном воздействии всех возмущающих факторов $\delta_{u_н}$. Определяется как алгебраическая сумма нестабильностей для каждого фактора в отдельности

$$\delta_{u_н} = \delta_{u_{н(u)}} + \delta_{u_{н(I)}} + \delta_{u_{н(t)}} + \text{ТКН} \cdot \Delta T. \qquad (10.5)$$

13. Точность стабилизации выходного напряжения с помощью ИВЭП. Характеризуется *коэффициентом стабилизации*, который показывает во сколько раз относительное приращение выходного напряжения ИВЭП меньше относительного приращения данного возмущающего фактора:

коэффициент стабилизации по напряжению питания (при постоянных значениях тока нагрузки $I_н$ и температуре окружающей среды) равен

$$K_{ст(U)} = \left(\frac{\Delta U_п}{U_п}\right) \Big/ \left(\frac{\Delta U_н}{U_н}\right), \qquad (10.6)$$

где $U_п$ — напряжение питания на входе стабилизатора;

коэффициент стабилизации выходного напряжения при изменении тока нагрузки

$$K_{ст(I)} = \left(\frac{\Delta I_н}{I_н}\right) \Big/ \left(\frac{\Delta U_н}{U_н}\right); \qquad (10.7)$$

коэффициент стабилизации выходного напряжения при изменении температуры окружающей среды

$$K_{ст(T)} = \left(\frac{\Delta T}{T}\right) \Big/ \left(\frac{\Delta U_н}{U_н}\right). \qquad (10.8)$$

14. Выходное сопротивление $R_{вых}$ стабилизированного ИВЭП. Определяется как отношение изменения выходного напряжения

к вызвавшему это изменение току нагрузки (при постоянных напряжении питания и температуре окружающей среды)

$$R_{вых} = \frac{\Delta U_н}{\Delta I_н}. \qquad (10.9)$$

15. Пульсации выходного напряжения. Оцениваются в относительных единицах или процентах $\delta_{нп}$ к номинальному значению постоянной составляющей выходного напряжения $U_н$. При этом постоянны ток нагрузки, напряжение питания, температура окружающей среды

$$\delta_{нп} = \frac{U_{нп}}{U_н} 100\%. \qquad (10.10)$$

16. Способность стабилизированного источника уменьшать переменную составляющую на выходе $U_{нп}$ по отношению к ее значению на входе $U_{пп}$. Характеризуется *коэффициентом сглаживания пульсаций* $K_п$. Он равен отношению относительного значения пульсаций на входе стабилизатора к относительному значению пульсаций на его выходе

$$K_п = \left(\frac{U_{пп}}{U_п}\right) \Big/ \left(\frac{U_{нп}}{U_н}\right). \qquad (10.11)$$

Приведенные статические показатели ИВЭП относятся к наиболее часто встречающимся. Но принципы, заложенные в основу оценки тех или иных свойств, можно всегда распространить на ИВЭП других типов и другого функционального назначения.

Для многих ИВЭП важно знать, как они поведут себя при резких изменениях режимов и условий работы. Свойства ИВЭП при скачкообразных изменениях условий работы оцениваются с помощью динамических показателей.

Наиболее важные из них:

1. Максимальное значение перерегулирования $\Delta U_{н\,max}$. Оно определяется как разность между максимальным мгновенным значением выходного напряжения $U_{н\,max}$ и максимально допустимым статическим значением выходного напряжения $U_{н\,ст\,max}$, при отклонении его в ту же сторону, что и мгновенное значение.

2. Время установления выходного напряжения $t_у$. Определяется как интервал времени между началом возмущающего воздействия t_0 и моментом t_1, когда мгновенное значение выходного

напряжения не превосходит максимально допустимого отклонения при статическом отклонении в ту же сторону

$$t_y = t_1 - t_0. \qquad (10.12)$$

3. Процесс установления выходного напряжения может иметь характер монотонный (кривая *1*, рис. 10.1), с перерегулированием и последующим апериодическим установлением (кривая *2*) или колебательный (кривая *3*).

4. Устойчивость стабилизированного источника электропитания. Этот показатель появляется в связи с тем, что в сложных высокоэффективных ИВЭП имеется одна или несколько цепей отрицательной обратной связи (ОС). Поэтому при определенных параметрах компонентов, входящих в состав ИВЭП, и определенных видах нагрузки возможна потеря устойчивости и возникновение самовозбуждения. Анализ и обеспечение устойчивости выполняются с помощью методов и способов, хорошо разработанных в теории автоматического управления.

5. Динамические показатели питающего напряжения и реакция на них ИВЭП. В ряде случаев количество динамических показателей существенно большее. Так, может быть необходимым знание динамического выходного сопротивления $R_{\text{вых дин}} = \partial U_н / \partial I_н$, реакция на скачкообразное изменение напряжения питания или сопротивление нагрузки, реакция на импульсные помехи различного рода с различными параметрами и пр.

Для ИВЭП любого назначения чрезвычайно важными являются энергетические показатели. Это обусловлено тем, что с по-

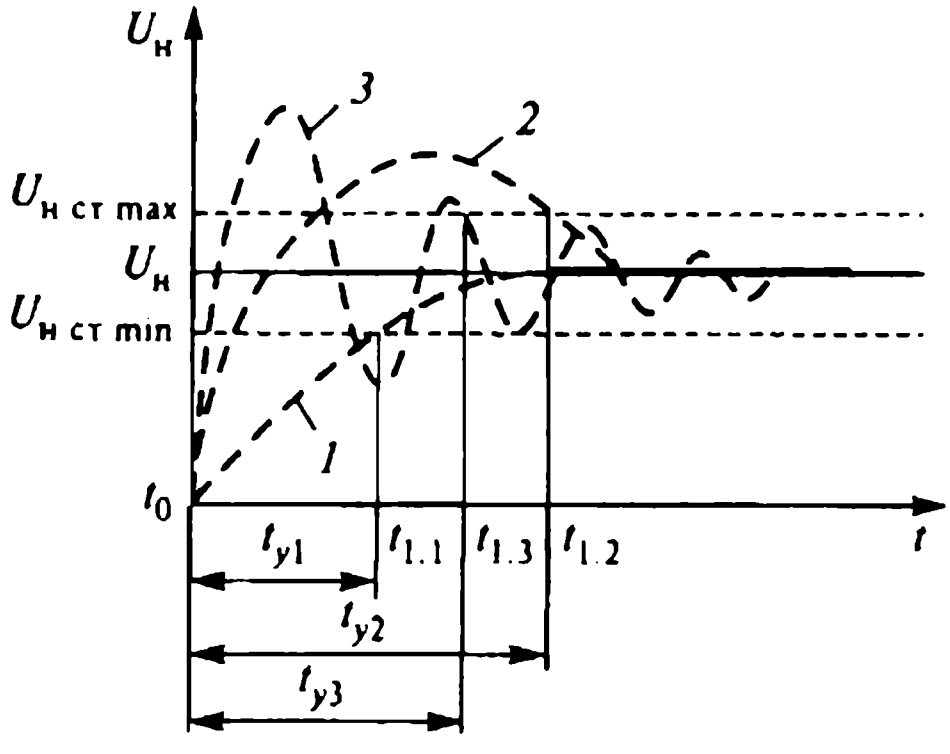


Рис. 10.1. Кривые процессов установления выходного напряжения:
1 — монотонный процесс установления; *2* — с перерегулированием и апериодическим процессом установления; *3* — колебательный процесс

мощью их преобразуются сравнительно большие значения электрической энергии и энергетическая сторона процесса важна с экономической и технической точек зрения.

К энергетическим показателям обычно относят:

1. Коэффициент полезного действия (КПД) источника η. Оценивается как отношение мощности, отдаваемой ИВЭП в нагрузку $P_н$ к мощности, потребляемой от первичного источника питания $P_п$,

$$\eta = \frac{P_н}{P_п} = \frac{P_н}{P_н + \sum P_{пот}}, \qquad (10.13)$$

где $\sum P_{пот}$ — суммарные потери в самом ИВЭП.

Значение КПД характеризует экономичность источника питания и косвенно дает представление о надежности его работы при эксплуатации и о массогабаритных показателях. Чем большая мощность рассеивается на компонентах ИВЭП, тем большие температура, площадь охлаждающих радиаторов, более напряженный энергетический режим компонентов и меньшая их надежность при длительной работе.

2. Коэффициент мощности χ. Определяется как отношение активной мощности $P_п$, потребляемой от сети, к полной мощности $P_{пс}$

$$\chi = \frac{P_п}{P_{пс}}. \qquad (10.14)$$

Потребление реактивной мощности, в результате чего полная мощность отличается от активной, объясняется тем, что в составе ИВЭП имеются компоненты, которые накапливают электромагнитную энергию (конденсаторы, трансформаторы, дроссели), а также является следствием изменения фазы потребляемого электрического тока при коммутациях ключей в импульсных источниках стабилизированного напряжения.

Если сигнал первичного источника имеет синусоидальную форму, то коэффициент мощности равен

$$\chi = d\cos\varphi, \qquad (10.15)$$

где d — коэффициент искажения формы кривой тока питания

$$d = \frac{I_{п1\ действ}}{I_{п\ действ}}, \qquad (10.16)$$

где $I_{п1\ дейст}$ и $I_{п\ дейст}$ — действующие значения первой гармоники и всего потребляемого от сети электрического тока; cosφ — сдвиг фаз между первыми гармониками потребляемого от электрической сети тока и напряжения питания.

Если потребляемый ток и напряжение питающей сети имеют синусоидальную форму ($d = 1$), то коэффициент мощности равен cosφ

$$\chi = \cos\varphi. \tag{10.17}$$

Для характеристики эффективности того или иного технического решения ИВЭП используют удельные показатели, характеризуемые выходной мощностью (Вт), приходящейся на единицу массы G (кг), объема V ($дм^3$) или стоимости S (руб.):

$$\gamma_G = \frac{P_н}{G};\quad \gamma_V = \frac{P_н}{V};\quad \gamma_S = \frac{P_н}{S}. \tag{10.18}$$

Для ИВЭП важнейшим являются показатели надежности. Они характеризуются или значением *вероятности безотказной работы* в течение заданного промежутка времени $p(t)$, или *средним временем наработки* на отказ $T_{ист}$. При расчете этих показателей обычно принимается экспоненциальный закон распределения отказов радиоэлементов, входящих в состав ИВЭП,

$$p(t) = e^{-t/T_{ист}} = e^{-\lambda_{ист} t}, \tag{10.19}$$

где $\lambda_{ист}$ — суммарная интенсивность отказа электрорадиоэлементов; t — время,

$$\lambda_{ист} = \frac{1}{T_{ист}}. \tag{10.20}$$

Основными способами повышения надежности ИВЭП являются: максимально возможное упрощение схемы и сокращение количества компонентов; применение наиболее надежных компонентов и использование их в облегченных электрическом и тепловом режимах; использование различных видов защиты от аварийных режимов, в том числе и быстродействующей электронной; резервирование (поэлементное, узловое, блочное и пр.) источников вторичного электропитания.

Из-за невозможности получить хорошие характеристики всех показателей ИВЭП, вследствие противоречий между ними, в каж-

дом конкретном случае уточняется, какие из показателей являются наиболее важными, а какими можно пренебречь.

Оптимальным решением обычно считается такое, которое позволяет реализовать ИВЭП с требуемыми параметрами при максимальных значениях удельных показателей, КПД и надежности.

§ 10.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ОСНОВНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Стабилизированные источники вторичного электропитания представляют собой структурные совокупности функциональных узлов электроники, выполняющих различные виды преобразований электрической энергии, а именно: выпрямление; фильтрацию; масштабирование (трансформацию); регулирование (с целью стабилизации определенного параметра); усиление сигналов; стабилизацию (с целью получения опорных сигналов); защиту.

Основными функциональными узлами ИВЭП различного назначения являются: выпрямительные устройства; фильтры; трансформаторы; инверторы; стабилизаторы; регуляторы определенного электрического параметра; вольтодобавочные или токодобавочные устройства; устройства защиты от перегрузок и аварийных режимов.

Выпрямительное устройство В преобразует переменное напряжение любой формы в однополярное пульсирующее напряжение. В его состав входят один или несколько нелинейных элементов, соединенных в одну из известных схем выпрямления электрического сигнала.

Фильтр Ф — устройство, предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения, а также для защиты потребителя электроэнергии от помех, поступающих из первичной сети. Кроме сглаживающих фильтров, в состав многих ИВЭП входят помехоподавляющие фильтры. Их основное назначение — предотвращение проникновения электромагнитных сигналов, создаваемых ИВЭП, в сеть первичного источника электропитания. Фильтры выполняются на основе конденсаторов, дросселей и резисторов. Роль сглаживающих фильтров часто выполняют непрерывные стабилизаторы.

Трансформатор Т применяется для трансформации электрического напряжения и получения из напряжения одного значения группы напряжений, пропорциональных друг другу. В составе современных ИВЭП они работают как на частоте первичной электрической сети (50 Гц, 400 Гц), так и на высоких частотах от нескольких сотен герц до сотен килогерц. В качестве магнитопровода в них используется трансформаторное железо, пермаллои и ферри-

ты. В последнее время предпочтение отдается аморфному железу, поскольку при его использовании достигаются лучшие массогабаритные показатели. Трансформатор на сегодняшний день — единственное устройство, обеспечивающее гальваническую развязку потребителя от источника электрической энергии (при большом значении последней).

Инвертор И — статический преобразователь напряжения постоянного тока в переменный. Он выполняется на тиристорах, биполярных или полевых транзисторах, работающих в режиме ключа, управляемого внешним сигналом.

Стабилизатор напряжения СН — устройство, поддерживающее неизменным напряжение постоянного или переменного тока при воздействии на ИВЭП различных возмущающих факторов.

Стабилизатор тока СТ — выполняет ту же функцию, что и стабилизатор напряжения, только применительно к электрическому току.

Регулятор напряжения РН (*тока* РТ) — устройство, изменяющее напряжение (ток) на нагрузке по требуемому закону в заданном диапазоне регулирования.

Вольтодобавочное устройство ВДУ — дополнительный регулируемый источник напряжения постоянного или переменного тока. Введение его позволяет облегчить работу регулирующего элемента и управлять не всей электрической мощностью, а только ее частью, необходимой для выполнения операции регулирования напряжения в заданных пределах. Его питание может быть осуществлено как от основного сетевого первичного источника, так и от вспомогательного дополнительного. Аналогичную функцию, только применительно к электрическому току выполняет *токодобавочное устройство* ТДУ.

Во многих случаях в отдельных функциональных узлах ИВЭП обеспечивается совмещение нескольких функций. В результате существенно упрощается принципиальная схема ИВЭП и улучшаются ее отдельные показатели.

§ 10.3. СТРУКТУРЫ ПРОСТЕЙШИХ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

На начальном этапе развития радиоэлектроники, как правило, применялись структуры ИВЭП с силовым трансформатором, установленным на входе, в случаях, если источником питания была сеть переменного тока. При таком подходе легко решался вопрос получения требуемых значений выходных напряжений и гальванической развязки их между собой, а также с сетью первичного источника электрического питания. Этот подход широко использует-

ся и до сих пор, однако ему присущи недостатки, обусловленные большими массогабаритными показателями ИВЭП даже при сравнительно малой мощности. При низкой частоте питающей сети (50 Гц, 400 Гц) масса силового трансформатора получается неоправданно большой и приходится применять сглаживающие фильтры, состоящие из конденсаторов и дросселей с большими номиналами соответствующих параметров. В итоге такие ИВЭП занимают объемы, существенно большие или соизмеримые с объемом остальной части всего устройства, и в основном определяют массу всей конструкции. В связи с этим начали применяться ИВЭП с бестрансформаторным входом, где электрическая энергия первичного источника преобразуется в высокую частоту с помощью электронного инвертора, а уже потом трансформируется и сглаживается фильтром низких частот.

Так как трансформаторы работают в диапазоне повышенных частот (единицы—сотни килогерц), то массогабаритные показатели их получаются ничтожно малыми. Номиналы конденсаторов и дросселей уменьшаются по мере увеличения частоты. Как следствие этого обстоятельства массогабаритные и стоимостные показатели источников питания с бестрансформаторным входом получаются существенно меньше, чем у ИВЭП с трансформаторным входом. Это начинает чувствоваться уже у ИВЭП средней мощности и наглядно проявляется у ИВЭП повышенной и большой мощности. Так, например, у цветного телевизора потребляющая мощность порядка 500 Вт, масса ИВЭП с трансформаторным входом порядка 20 кг. При использовании ИВЭП с бестрансформаторным входом такой же мощности, масса его не более 1 кг. При малой мощности преимущества ИВЭП с бестрансформаторным входом не так ощутимы. Может оказаться, что итоговый выигрыш будет отсутствовать вообще из-за больших стоимости и сложности и меньшей эксплуатационной надежности.

На рис. 10.2 приведены структуры ИВЭП с трансформаторным (*а*) и бестрансформаторным (*б*) входами, обеспечивающие получение стабилизированных постоянных напряжений и питаемых от источника переменного тока.

При трансформаторном входе (рис. 10.2, *а*) напряжение первичного источника ИП трансформируется с помощью трансформатора Т в напряжения требуемых номиналов, выпрямляется с помощью выпрямителя В. Пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются фильтром Ф, а его величина стабилизируется стабилизатором напряжения СН.

При бестрансформаторном входе (рис. 10.2, *б*) напряжение источника питания ИП выпрямляется с помощью выпрямителя В1. Его пульсации уменьшаются с помощью фильтра Ф1. Полученное

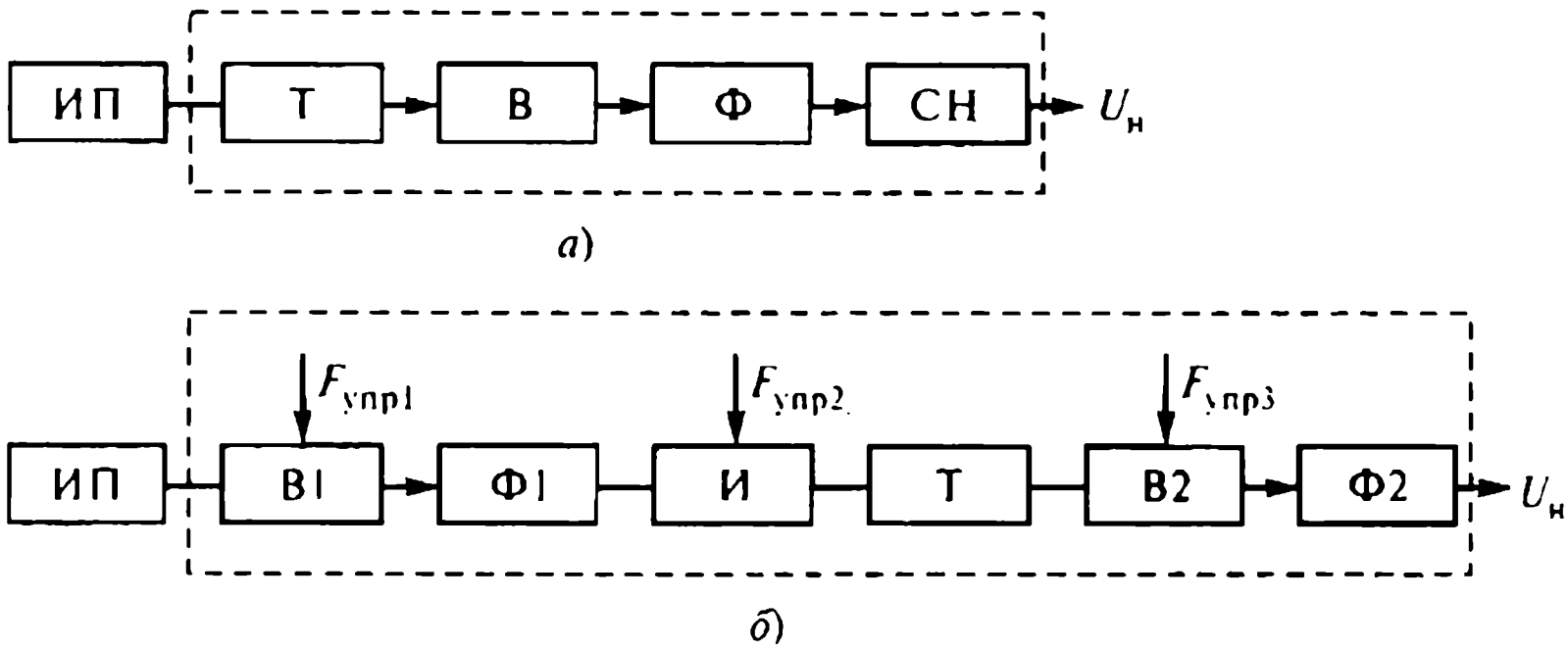


Рис. 10.2. Структуры ИВЭП с трансформаторным (*а*) и бестрансформаторным (*б*) входами

постоянное напряжение преобразуется в высокочастотное переменное напряжение с помощью инвертора И. Оно трансформируется в нужные напряжения трансформатором Т, массогабаритные показатели которого из-за высокой частоты напряжения, подаваемого на его вход, сравнительно невелики. Высокочастотные переменные напряжения выпрямляются выпрямителями В2 и пульсации сглаживаются фильтрами Ф2. Стабилизация напряжения в таких структурах осуществляется или за счет использования управляемых выпрямителей В1, или В2, или обоих одновременно, или с помощью управления работой инвертора И. Поэтому стабилизатор напряжения не показан в качестве самостоятельного блока.

Стабилизаторы напряжения не всегда являются отдельными самостоятельными функциональными узлами. Они могут быть частью функционального узла, выполняющего и другие функции.

Для облегчения режима работы регулирующего элемента в ряде случаев применяют вольтодобавочное устройство. Это дополнительный источник напряжения, который чаще всего питается от той же первичной сети. Введение его позволяет поставить регулирующий элемент в условия, когда с помощью его коммутируется не вся мощность, потребляемая сопротивлением нагрузки, а только та ее часть, которая необходима для стабилизации в заданных пределах выходного напряжения. Напряжения основного $U_{ИП}$ и дополнительного $U_{ИП\,доп}$ источников питания суммируются в сумматоре СМ, и структурная схема ИВЭП может иметь вид, показанный на рис. 10.3 или аналогичный ему.

Вследствие того что через регулирующий элемент РЭ проходит только часть выходной мощности, его массогабаритные показатели существенно уменьшаются, и улучшаются тепловой и энергетический режимы его работы.

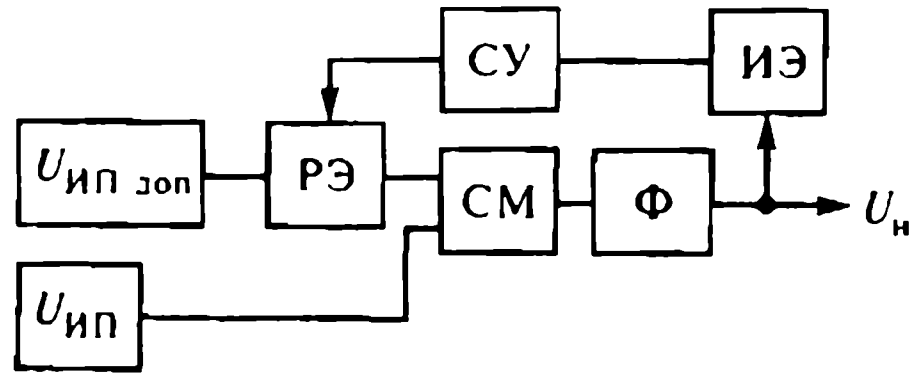


Рис. 10.3. Структурная схема стабилизатора напряжения с вольтодобавочным устройством, роль которого выполняет дополнительный источник напряжения $U_{ИП\ доп}$

В ряде структур ИВЭП регулирование напряжения (тока) осуществляется со стороны источника первичной электрической энергии, обычно в случаях, когда роль последнего выполняет сеть переменного тока. Для этого в разрыв цепи подключения ИВЭП к источнику первичной электрической энергии устанавливают регулирующий элемент РЭ (рис. 10.4).

В качестве его используются транзисторы или тиристоры, выполняющие функции управляемого ключа.

Если РЭ выполнен на тиристоре, то изменением момента его включения, осуществляемого с помощью схемы управления СУ, регулируется среднее значение переменного напряжения, прикладываемого к первичной обмотке трансформатора. Соответственно меняется и напряжение вторичной обмотки и постоянное значение сглаженного фильтром выходного напряжения. Изменением угла открытия тиристора осуществляется достаточно эффективная стабилизация выходного постоянного напряжения со стороны источника первичного переменного тока.

Если измерительный элемент ИЭ подключить непосредственно к вторичной обмотке трансформатора и снимать с нее напряжение, подаваемое на нагрузку (рис. 10.5), то будет реализован стабилизированный источник переменного напряжения, форма которого существенно отличается от синусоидальной. В зависимости от типа измерительного элемента будет стабилизироваться действующее или среднее значение выходного напряжения.

Если РЭ выполнен на транзисторах, он может работать в непрерывном или импульсном режиме. В непрерывном режиме транзистор выполняет функцию квазилинейного сопротивления, управляемого сигналом СУ. В импульсном режиме транзисторы РЭ выполняют функции управляемого ключа. В зависимости от

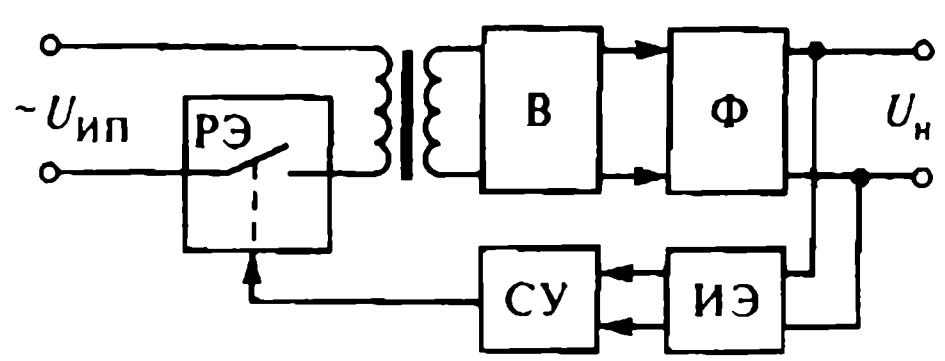


Рис. 10.4. Структурная схема ИВЭП с регулированием со стороны переменного тока

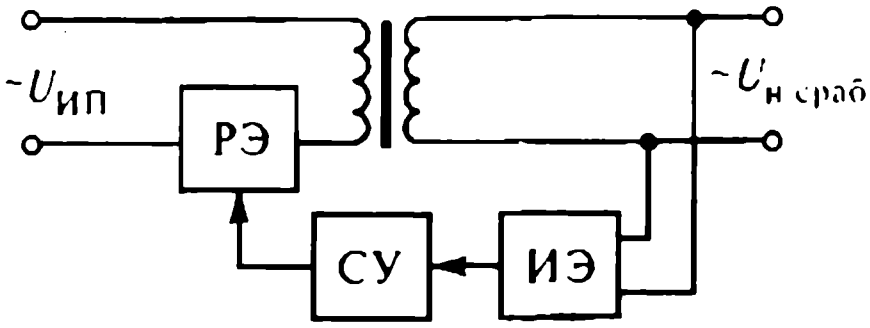


Рис. 10.5. Структурная схема стабилизатора переменного тока

скважности их включения к обмотке трансформатора будут прикладываться импульсы, величина которых пропорциональна значениям входного напряжения в моменты включения ключа. Изменяя частоту следования импульсов, имеющих постоянную длительность (ЧМ-модуляция), или длительность импульсов при постоянной частоте их следования (ШИМ-модуляция) можно регулировать напряжение на выходе ИВЭП.

ИВЭП с подобными структурными схемами, в состав которых входят взаимосвязанные полупроводниковые и магнитные компоненты, часто называют магнитно-полупроводниковыми. Однако этот термин, как правило, не распространяют на импульсные стабилизаторы напряжения, хотя и в них также имеются полупроводниковый ключ и магнитный компонент — дроссель.

Если источник первичного электропитания — сеть постоянного напряжения, например, 27 В, как в бортовой сети летательных аппаратов, то в цепи, соединяющей ИВЭП с сетью, устанавливают преобразователь постоянного напряжения в переменное ПН (рис. 10.6). Его выполняют на основе мощных транзисторов, работающих в ключевом режиме и выполняющих функции инвертора.

К выходу ПН подключают трансформатор Т, который позволяет получить требуемые уровни выходных напряжений. Затем они выпрямляются выпрямителями (В1, В2), пульсации напряжения сглаживаются фильтрами Ф1, Ф2. Если это необходимо, выходное напряжение может быть стабилизировано с помощью непрерывного или импульсного стабилизаторов напряжения СН. Преобразователь напряжения ПН, как правило, работает на до-

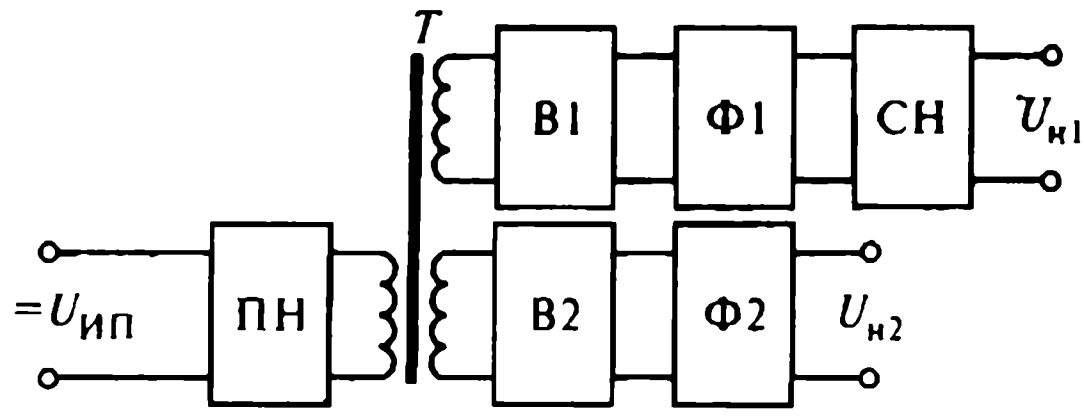


Рис. 10.6. Структурная схема ИВЭП, работающего с источником первичного электропитания постоянного напряжения

статочно высокой частоте и преобразует постоянное напряжение в напряжение прямоугольной формы. Это обстоятельство позволяет применять трансформаторы с малыми массогабаритными показателями и малогабаритные легкие фильтры. Преобразователь напряжения обычно выполняют двухтактным (рис. 10.7, *а*). Транзисторы *VT1*, *VT2* работают в режиме управляемых ключей. С помощью их напряжение питания $U_{ип}$ подключается поочередно к той или иной секции первичной обмотки трансформатора. Для этого к выводам управления транзисторов подключаются напряжения управления, сдвинутые между собой по фазе на 180° (рис. 10.7, *б*).

Когда ключ на транзисторе *VT1* открыт, ключ на транзисторе *VT2* закрыт, и наоборот. В итоге к первичной обмотке оказывается приложенным переменное напряжение прямоугольной формы. Соответственно и на вторичных обмотках будет напряжение прямоугольной формы. После его выпрямления уровень пульсаций оказывается существенно меньше, чем после выпрямления синусоидального напряжения. Поэтому сгладить их удается с помощью более простых фильтров с меньшими номиналами реактивных компонентов.

Если транзисторами *VT1*, *VT2* (рис. 10.7, *а*) управлять импульсами разной полярности, длительность которых $t_и$ или частота следования которых f могут быть изменены (рис. 10.8), то преобразователь напряжения может выполнять функции импульсного стабилизатора напряжения.

В этом случае появляются регулируемые паузы, в течение которых оба транзистора заперты. Меняя длительность паузы, можно

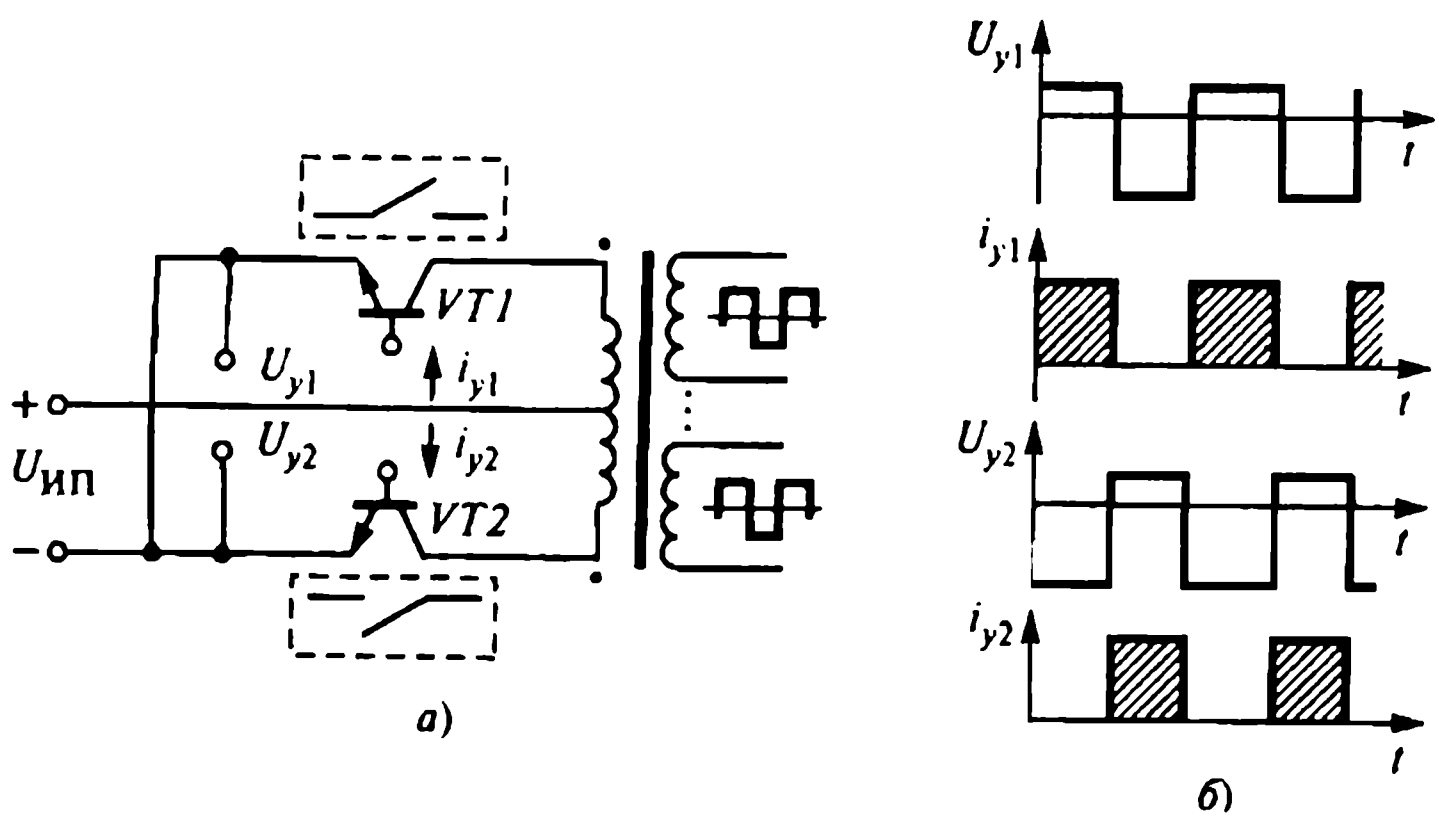


Рис. 10.7. Структура транзисторного преобразователя напряжения (*а*) и диаграммы напряжений и токов управления транзисторов (*б*)

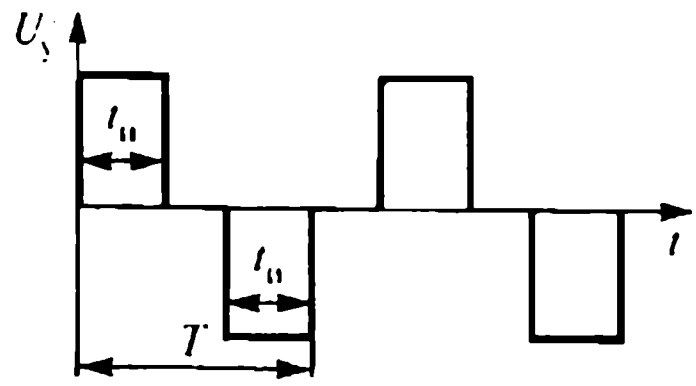


Рис. 10.8. Импульсы управления транзисторами *VT1*, *VT2*

изменять действующее или среднее значения выходного напряжения.

Структурная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом приведена на рис. 10.9. В ней на входе, к которому подключается источник вторичного электропитания, установлен выпрямитель В1. Он может быть неуправляемым или управляемым. Если выпрямитель В1 управляемый, то появляется возможность стабилизировать величину постоянного напряжения на входе сглаживающего пульсации фильтра Ф1. Постоянное напряжение преобразуется в высокочастотное переменное с помощью преобразователя напряжения ПН. Оно трансформируется с помощью трансформатора Т. Напряжения вторичных обмоток выпрямляются выпрямителями В1, В3, пульсации сглаживаются фильтрами Ф2, Ф3, а уровни стабилизируются стабилизаторами напряжения СН1, СН2.

Так как постоянное напряжение преобразуется в напряжение, имеющее частоту в несколько десятков—сотен килогерц, то трансформатор и фильтры имеют малые массогабаритные показатели. Преобразователь напряжения с трансформатором может быть выполнен аналогично показанному на рис. 10.7, или в нем могут быть применены магнитно-полупроводниковые структуры (рис. 10.4).

При необходимости увеличить точность и стабильность уровней выходных электрических параметров обычно применяют несколько ступеней стабилизации. Стабилизаторы выполняют на основе рассмотренных подходов или их комбинаций.

При этом следует отметить, что простота и изящество многих технических решений только кажущиеся. Это особенно касается ключевых регулирующих элементов, работающих совместно с катушками индуктивности и трансформаторами. Высокие напряжения самоиндукции, возникающие при резких изменениях тока, могут привести к пробоям *p-n*-переходов. Мощность, рассеивае-

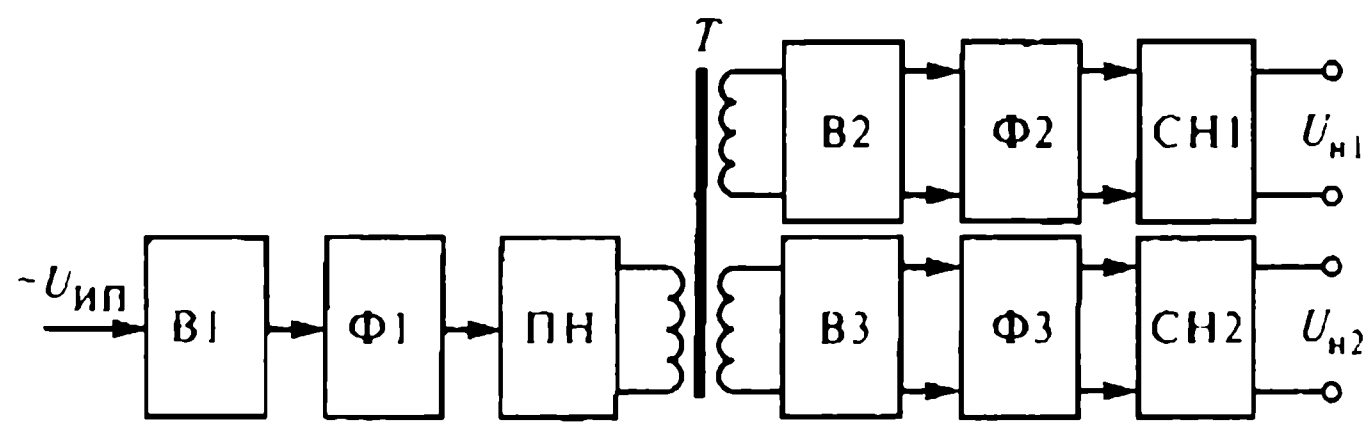


Рис. 10.9. Структурная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом

мая на транзисторе во время переходных процессов, и в открытом состоянии может создать условия для возникновения теплового пробоя полупроводниковых компонентов.

В большинстве случаев полупроводниковые элементы работают в достаточно тяжелых электрических режимах. Причем значения электрических токов, как правило, достигают максимального значения к моменту прихода управляющего сигнала, осуществляющего их запирание. Поэтому в настоящее время появились структурные схемы и ИВЭП, в которых к моменту начала переключения ток ключевых элементов резко уменьшается. Благодаря этому в момент переключения изменения тока через индуктивные элементы оказываются значительно меньшими и электрический режим работы коммутирующих полупроводниковых элементов и надежность их работы существенно улучшаются. Развиваются также ИВЭП, работающие на частотах в доли мегагерц, которые в литературе иногда называют резонансными. В них формы падения напряжения и тока коммутирующих элементов приближаются к синусоидальной. В результате этого существенно уменьшаются динамические потери мощности.

Из-за многообразия требований к ИВЭП, работающих в составе сложных электронных устройств, где требуется иметь несколько напряжений, их приходится выполнять многоканальными. В ряде случаев, когда недопустимым является отключение напряжения питания даже на краткий промежуток времени, в их состав вводят автономные резервные источники первичного электропитания, например аккумуляторы. ИВЭП выполняют так, что при отключении напряжения сети автоматически подключается резервный источник, таким образом выходные сигналы остаются неизменными.

§ 10.4. СТРУКТУРЫ ПРОСТЕЙШИХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Стабилизация напряжения осуществляется с помощью параметрических или компенсационных (непрерывных или импульсных) стабилизаторов.

В *параметрических* стабилизаторах стабилизация осуществляется за счет использования свойств некоторых специально предназначенных для этой цели компонентов радиоэлектроники. Это чаще всего полупроводниковые стабилитроны, иногда газонаполненные стабилитроны, дроссели насыщения и пр. Вольт-амперная характеристика элемента, используемого в качестве параметрического стабилизатора, такова, что падение напряжения на нем мало зависит от значения протекающего через него тока (рис. 10.10).

Такой нелинейный элемент НЭ обычно включается параллельно сопротивлению нагрузки и подключается к источнику постоянного нестабилизированного напряжения через гасящий резистор, который часто называют балластным сопротивлением $R_б$ (рис. 10.11).

Благодаря особенностям вольт-амперной характеристики нелинейного элемента НЭ на сопротивлении нагрузки $R_н$ будет иметься напряжение, равное напряжению стабилизации $U_{ст}$,

$$U_{ст} = U_{ип} - U_б. \qquad (10.21)$$

При изменении напряжения питания на величину $\Delta U_{ип}$ увеличивается ток через гасящее сопротивление $R_б$ и падение напряжения на нем ($U_б + \Delta U_б$). При этом падение напряжения на сопротивлении нагрузки остается практически неизменным

$$U_{ст} = U_{ип} + \Delta U_{ип} - U_б - \Delta U_б. \qquad (10.22)$$

Отсюда следует, что $\Delta U_{ип} \approx \Delta U_б$. Другими словами, приращение входного напряжения компенсируется соответствующим приращением падения напряжения на гасящем сопротивлении. В итоге напряжение на нагрузке остается практически постоянным. Недостатком параметрических стабилизаторов напряжения является сравнительно низкий КПД. Они эффективно работают только в достаточно небольшом диапазоне изменений сопротивления нагрузки и при малых значениях тока. Поэтому, хотя параметрические стабилизаторы часто имеют и самостоятельное значение, они входят составной частью в схему сложного стабилизатора на-

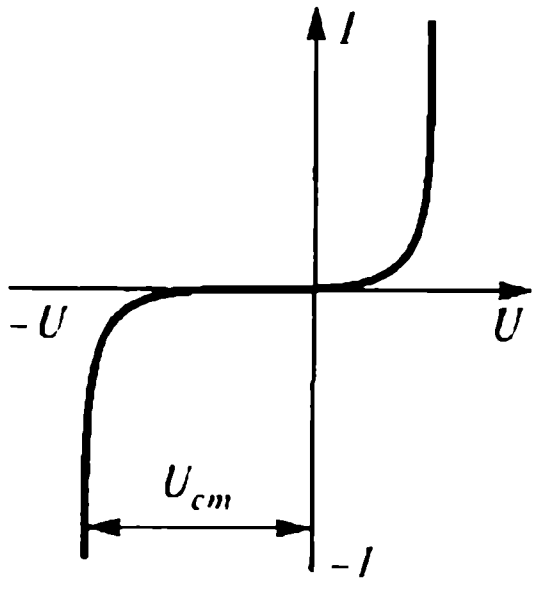


Рис. 10.10. Вольт-амперная характеристика элемента, используемого в параметрических стабилизаторах

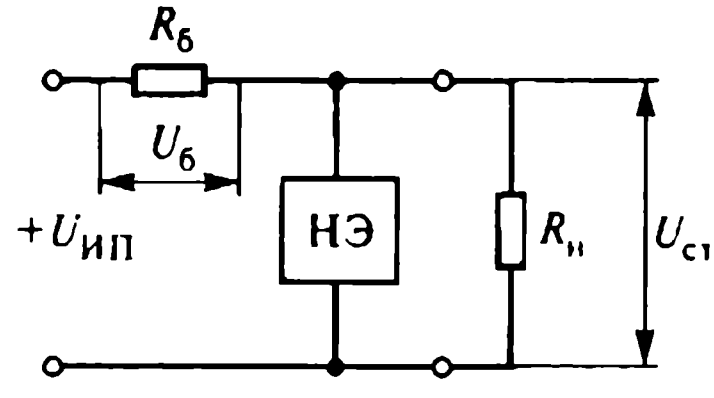


Рис. 10.11. Структурная схема параметрического стабилизатора напряжения

пряжения или тока в большинстве качественных ИВЭП. В этих случаях их применяют в качестве источника образцового (опорного) сигнала.

Компенсационные непрерывные стабилизаторы напряжения имеют в своем составе регулирующий элемент РЭ, включаемый последовательно или параллельно с сопротивлением нагрузки, параметры которого автоматически изменяются с помощью системы регулирования так, что выходной параметр остается неизменным при изменениях параметров нагрузки и первичного источника энергии. В компенсационных непрерывных стабилизаторах используется отрицательная обратная связь с большим коэффициентом петлевого усиления. Из-за того, что благодаря изменению параметров РЭ обеспечивается компенсация изменений стабилизируемого параметра, стабилизаторы этого типа названы компенсационными. В непрерывных стабилизаторах электрический ток протекает через РЭ непрерывно, а в импульсных — в течение определенных промежутков времени.

На рис. 10.12, *а* приведена структурная схема непрерывного компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента, а на рис. 10.12, *б* — с параллельным включением РЭ. Необходимыми узлами компенсационного стабилизатора являются источник опорного напряже-

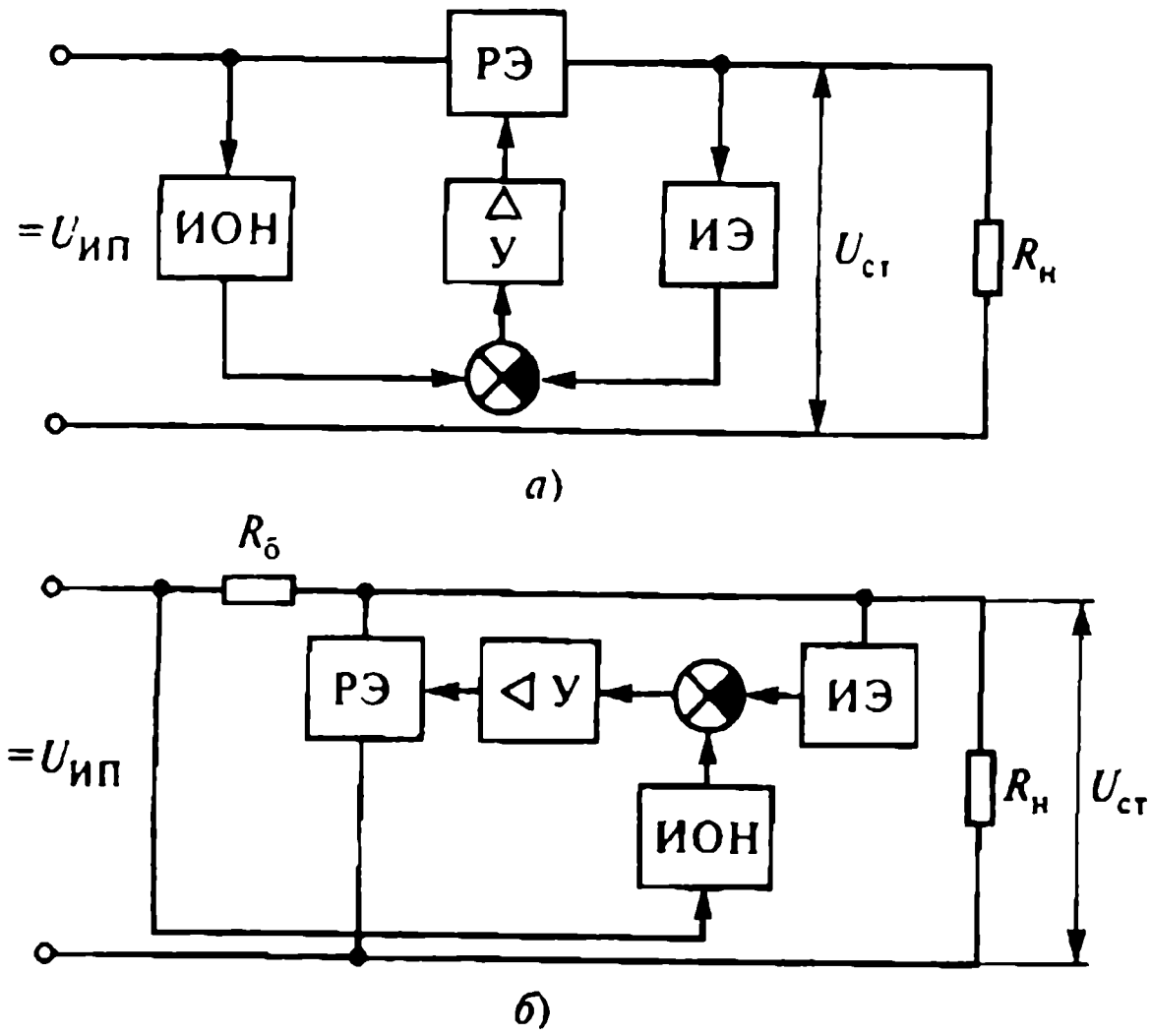


Рис. 10.12. Структуры компенсационных (непрерывных) стабилизаторов напряжения с последовательным (*а*) и параллельным включением регулирующего элемента (*б*)

ния ИОН, измерительный элемент ИЭ, сравнивающее устройство, показанное как вычитатель сигналов в виде окружности, и усилитель У сигнала погрешности, управляющий регулирующим элементом РЭ. Роль источника опорного напряжения, как правило, выполняет параметрический стабилизатор. Его назначение — обеспечить получение известного напряжения, стабильного во времени и остающегося неизменным при воздействиях возмущающих факторов. Напряжение на сопротивлении нагрузки измеряется с помощью ИЭ и сравнивается с сигналом, заданным с помощью ИОН. Разность этих напряжений усиливается усилителем У. Выходной сигнал его изменяет параметры РЭ так, что разность сигналов ИОН и ИЭ уменьшается и при большом коэффициенте усиления усилителя стремится к нулю. В обеих структурных схемах это осуществляется за счет изменения параметров регулирующего элемента. Так, в схеме рис. 10.12, *а* при увеличении выходного напряжения вследствие увеличения сопротивления нагрузки $R_н$ повышается сопротивление РЭ. В результате этого напряжение на нагрузке изменяется незначительно.

В структуре рис. 10.12, *б* при увеличении сопротивления нагрузки стабилизатора $R_н$ сигнал с выхода усилителя уменьшает сопротивление регулирующего элемента. В результате этого ток балластного резистора $R_б$ и падение напряжения на нем остаются постоянными. Соответственно и падение напряжения на нагрузке не зависит от ее величины в том диапазоне значений, в котором стабилизатор напряжения сохраняет свою работоспособность.

Из-за лучших энергетических показателей на практике обычно используют только структуру с последовательным включением регулирующего элемента (рис. 10.12, *а*). При этом РЭ часто работает в квазилинейном режиме, когда управляющий сигнал и мощность, рассеиваемая на регулирующем элементе, пропорциональны друг другу. Чем больше дестабилизирующие факторы, воздействующие на первичный источник питания и нагрузку стабилизатора, тем больший динамический диапазон изменения параметров у регулирующего элемента.

У непрерывных стабилизаторов трудно получить высокий КПД при широком диапазоне изменений сопротивления нагрузки и больших колебаниях напряжения питающей сети.

При использовании импульсного режима работы РЭ удается существенно улучшить КПД, уменьшить объем и массу ИВЭП. Часто удается получить и лучшую температурную стабильность выходного напряжения. В *импульсных стабилизаторах* применяются быстродействующие электронные ключи, обычно выполненные на транзисторах.

Если источник постоянного напряжения подключать к нагрузке с помощью периодически замыкаемого и размыкаемого ключа, то среднее значение напряжения на ней будет равно

$$U_{н} = \frac{1}{T}\int_{0}^{t_{и}} i(t)R_{н}\,dt, \qquad (10.23)$$

где $t_{и}$ — длительность импульса электрического тока, проходящего через цепь входа; T — период коммутации ключа; $i(t)$ — текущее значение тока.

При введении фильтра низких частот, сглаживающего пульсации напряжения, можно получить значение, величина которого регулируется или изменением длительности импульсов $t_{и}$, или изменением периода T их следования, или одновременным изменением этих параметров.

Импульсный стабилизатор с ключевым регулирующим элементом, включенным последовательно с сопротивлением нагрузки и дросселем, в простейшем случае имеет структурную схему, приведенную на рис. 10.13. Роль РЭ обычно выполняет транзистор, работающий в ключевом режиме. При отпертом транзисторе, когда он насыщен, напряжение $U_{ип}$ в течение времени $t_{и}$ подается на нагрузку $R_{н}$ через дроссель L. При этом в дросселе накапливается энергия, имеющая форму магнитного поля, которая пропорциональна значению его индуктивности и величине электрического тока $Э = \frac{LI^2}{2}$. При запирании РЭ и уменьшении тока в дросселе в нем индуцируется ЭДС, препятствующая уменьшению электрического тока.

Возникает процесс перехода энергии магнитного поля в энергию электрического поля. Полярность индуцированной ЭДС такова, что диод VD открывается, и накопленная в дросселе L энергия отдается в нагрузку. Благодаря конденсатору C пульсации напряжения сглаживаются. В сопротивление нагрузки передается постоянная составляющая напряжения, полученного в

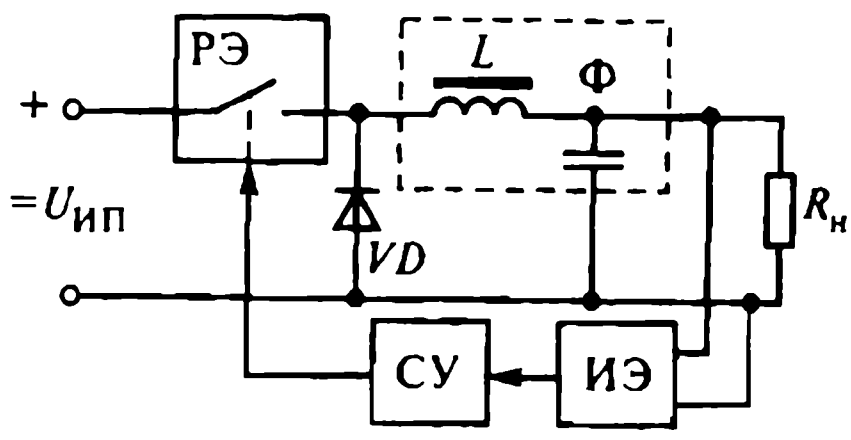


Рис. 10.13. Структурная схема импульсного стабилизатора с РЭ, включенным последовательно с нагрузкой (понижающего типа)

результате преобразования постоянного напряжения в переменное с помощью электронного ключа и переменного в постоянное с помощью диода *VD*, дросселя *L* и конденсатора *C*. Постоянное напряжение оценивается с помощью измерительного элемента ИЭ и подается на схему управления СУ, изменяющую длительность импульсов $t_и$ или период их следования. При этом меняется энергия $Э = Li(t)^2/2$, запасаемая в дросселе, и величина постоянного выходного напряжения. Такое техническое решение позволяет увеличить КПД стабилизатора и существенно снизить потери в регулирующем элементе. Если бы РЭ приближался к идеальному ключу, то потери в нем стремились бы к нулю, что выгодно отличает импульсные стабилизаторы от непрерывных. Также резко снижаются массогабаритные показатели ИВЭП.

В зависимости от способа управления РЭ импульсные стабилизаторы делятся на устройства: с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), когда при управлении изменяется длительность импульсов $t_и$, а частота их следования остается постоянной; с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), когда изменяется частота следования импульсов $f = 1/T$; релейного типа, когда одновременно изменяются и частота, и длительность.

Импульсный стабилизатор с ключевым РЭ, включенным параллельно с сопротивлением нагрузки (повышающего типа), приведен на рис. 10.14.

В этой структуре ключевой регулирующий элемент РЭ подключает напряжение питания $U_{ип}$ к катушке индуктивности (дросселю) *L* или отключает его. При замкнутом состоянии РЭ в катушке индуктивности протекает электрический ток и запасается энергия в форме магнитного поля катушки. При этом диод *VD* заперт и сопротивление нагрузки $R_н$ отключено от ключа. Поэтому в конденсаторе *C* сохраняется накопленный в нем электрический заряд. Ток в нагрузке $R_н$ в этот момент времени обеспечивается за счет напряжения, созданного зарядом, находящимся в конденсаторе *C*. При размыкании ключа РЭ и уменьшении тока через катушку индуктивности *L* в последней возникает ЭДС самоиндукции. Она суммируется с напряжением источника питания $U_{ип}$, и напряжение

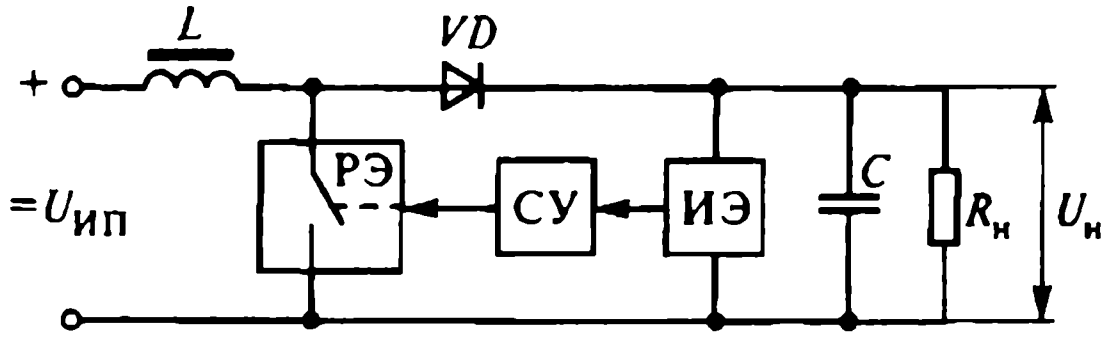


Рис. 10.14. Структурная схема импульсного параллельного стабилизатора (повышающего типа)

на нагрузке $R_н$ оказывается больше, чем напряжение $U_{ип}$. Энергия, накопленная в форме магнитного поля дросселя, отдается в нагрузку. Среднее напряжение на ней зависит от скважности работы РЭ. При повышении напряжения на сопротивлении нагрузки уменьшается длительность стадии, в течение которой ключ РЭ замкнут. При этом в катушке индуктивности накапливается меньшая энергия, что приводит к уменьшению значения выходного напряжения. Это обеспечивается схемой управления СУ, на которую подается сигнал от измерительного элемента ИЭ, характеризующий выходное напряжение. В этой структурной схеме дроссель L не обеспечивает какого-либо сглаживания пульсаций, как это имеет место в структуре, где регулирующий элемент РЭ включен последовательно с дросселем L и сопротивлением нагрузки $R_н$ (рис. 10.13). Поэтому пульсации напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$ будут существенно больше и для их сглаживания приходится использовать конденсатор C значительно большей емкости, чем в схеме на рис. 10.13.

Таким образом, при сравнении этих двух структур импульсных стабилизаторов, различающихся местом включения регулирующего ключевого элемента, можно отметить, что одна из них обеспечивает получение стабилизированного напряжения, уровень которого меньше, чем напряжение питания $U_{ип}$ (рис. 10.13). При этом пульсации выходного напряжения приемлемой величины удается получить при меньших значениях индуктивности L и емкости C. Во второй структуре выходное стабилизированное напряжение может быть существенно выше, чем напряжение питания $U_{ип}$, но для получения того же значения коэффициента пульсаций необходимо применять конденсатор C существенно большей емкости.

Возможно также создание импульсного стабилизатора с регулирующим элементом РЭ, включенным последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$ и дросселем L, подключенным параллельно сопротивлению нагрузки (рис. 10.15).

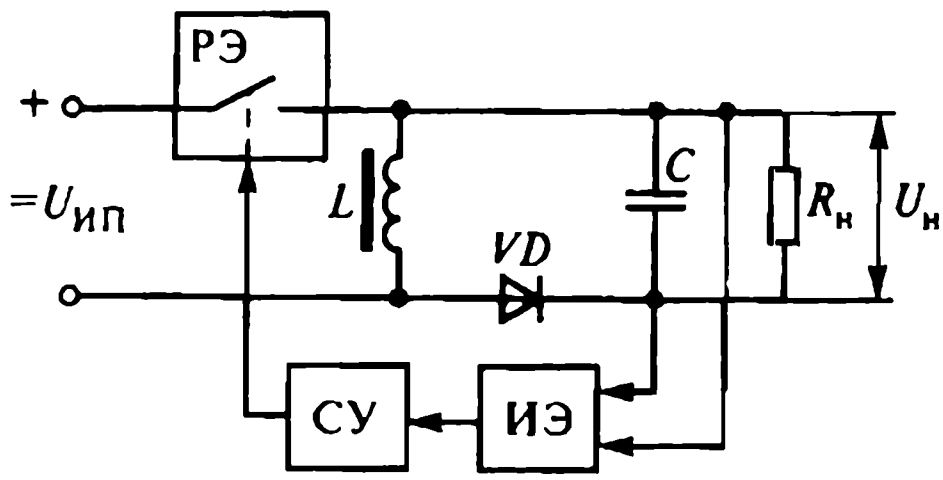


Рис. 10.15. Структурная схема импульсного параллельного инвертирующего стабилизатора напряжения

В этом случае, так же как в схеме рис. 10.14, при замкнутом ключе РЭ в дросселе L накапливается электромагнитная энергия. При этом диод VD заперт, а ток в нагрузке обеспечивается электрическим зарядом, накопленным в конденсаторе C. При размыкании ключа РЭ в дросселе L возникает ЭДС самоиндукции, «которая стремится уменьшить» изменения тока в цепи. Полярность ее такова, что диод VD открывается и энергия дросселя L отдается в сопротивление нагрузки $R_н$. При этом в конденсаторе C накапливается электрический заряд, который отдается в нагрузку в промежутки времени, когда ключ РЭ замкнут, а диод VD заперт. В таких стабилизаторах напряжения полярность на выходных зажимах противоположна полярности напряжения питания. Поэтому их называют инвертирующими стабилизаторами.

При использовании импульсных стабилизаторов напряжения допустимы значительные пульсации напряжения питания $U_{ип}$, так как они сглаживаются фильтром, установленным на выходе (конденсатор C), а также компенсируются изменением скважности работы ключа РЭ. Поэтому в ряде случаев импульсные стабилизаторы напряжения могут работать с источником несглаженного выпрямленного напряжения. В результате этого в структурных схемах (рис. 10.2, *а*, *б*) соответственно можно исключить фильтры Ф (рис. 10.2, *а*) и Ф1 (рис. 10.2, *б*). Фильтр, сглаживающий пульсации выходного напряжения, входит в состав импульсного стабилизатора напряжения (LC — в структуре рис. 10.13; C — в структурах рис. 10.14, 10.15) и является неотъемлемой его частью.

Кроме существенных преимуществ импульсных стабилизаторов напряжения перед непрерывными, заключающихся в значительно большем КПД, меньших массогабаритных показателях, у них есть существенные недостатки: повышенный уровень пульсаций и изменение их значения в зависимости от режима работы регулирующего элемента; большая динамическая нестабильность выходного напряжения; наличие значительных высокочастотных импульсных помех, которые попадают в цепь источника первичного электропитания; импульсный характер тока, потребляемого от источника первичного электропитания; наличие высокочастотных электромагнитных помех, воздействующих на другую радиоэлектронную аппаратуру.

§ 10.5. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Переменное напряжение питающей сети преобразуется в постоянное с помощью выпрямляющих устройств. Их выполняют на основе компонентов, имеющих ярко выраженную нелиней-

ность вольт-амперной характеристики. Выпрямители бывают неуправляемые, в которых состояние (сопротивление) нелинейного компонента, осуществляющего процесс преобразования, зависит от полярности приложенного к нему электрического напряжения, и управляемые, когда сопротивление преобразующих напряжение компонентов дополнительно зависит от управляющих сигналов.

В неуправляемых выпрямителях в настоящее время обычно применяют кремниевые полупроводниковые диоды. При включении их в схемы однополупериодного (рис. 10.16, *а*), двухполупериодного (рис. 10.16, *б*, *в*) и многофазного (рис. 10.16, *г*) выпрямления электрические режимы зависят от нагрузки Н. Она обычно имеет или емкостной или индуктивный характер в случаях, когда пульсации выходного напряжения сглаживаются с помощью фильтров.

Однополупериодную схему выпрямления (рис. 10.16, *а*) применяют в маломощных выпрямителях, когда допускается большой уровень пульсаций и, как правило, нагрузка имеет емкостной характер.

Двухполупериодное выпрямление (рис. 10.16, *б*) используют в устройствах небольшой мощности при выпрямленных напряжениях до 500...600 В. В них частота пульсаций выпрямленного напряжения в два раза больше частоты питающей сети.

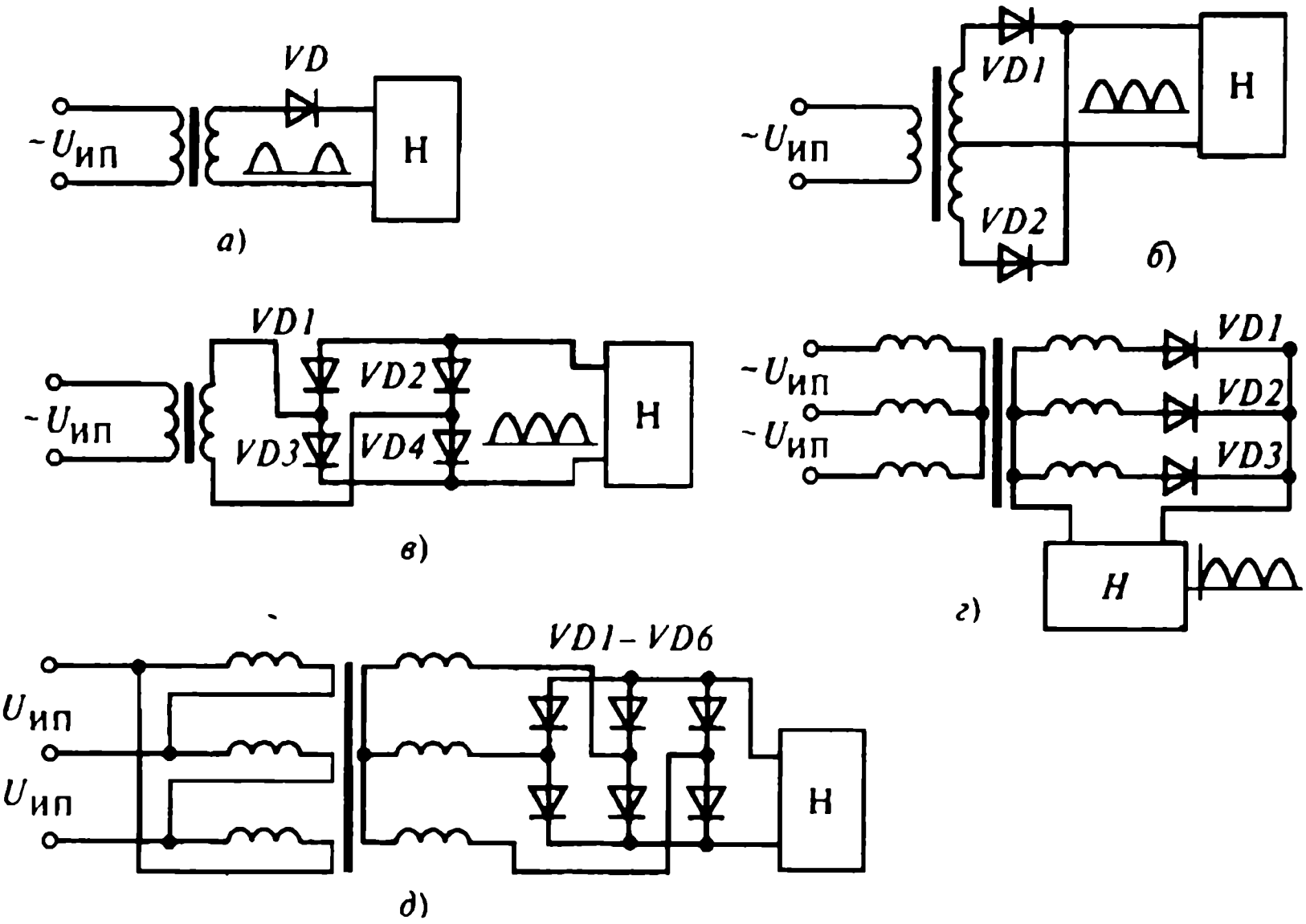


Рис. 10.16. Принципиальные схемы выпрямителей:
а — однополупериодный; *б* — двухполупериодный; *в* — мостовой; *г* — трехфазный; *д* — шестифазный (схема Ларионова)

Двухполупериодное выпрямление осуществляется также в мостовой схеме (рис. 10.16, *в*). При ее применении обратное напряжение диода может быть в два раза меньше, чем в схеме рис. 10.16, *б*, а частота пульсаций выходного напряжения такая же. Количество диодов больше в два раза, а число вторичных питающих обмоток меньше в два раза. Вследствие лучших массогабаритных и стоимостных показателей мостовой схемы ей, обычно, отдают предпочтение перед двухполупериодной с двумя одинаковыми вторичными обмотками и выпрямительными диодами.

Трехфазная схема выпрямления (рис. 10.16, *г*) обычно применяется при выпрямлении не очень высоких напряжений и уменьшенных пульсациях выходного напряжения. Частота их в три раза больше частоты питающей сети. При этой схеме плохо используется мощность трансформатора и приходится применять диоды со сравнительно большим обратным напряжением.

В шестифазной схеме выпрямления (рис. 10.16, *д*) частота пульсаций в 6 раз больше частоты сети питания, а обратное напряжение диода может быть в два раза меньше, чем в трехфазной схеме выпрямления.

При трехфазном напряжении питания первичные обмотки соединяются или звездой (рис. 10.16, *г*), или треугольником (рис. 10.16, *д*). Вторичные обмотки, как правило, включаются только звездой из-за перенапряжений, которые могут возникнуть при включении ее треугольником.

Многофазные схемы обеспечивают получение малого уровня пульсаций. Так, в схеме рис. 10.16, *д* амплитуда первой гармоники пульсаций не превышает 6% выпрямленного напряжения (при отсутствии перекоса фаз). Для дальнейшего снижения уровня пульсаций иногда используют двенадцатифазную схему выпрямления. В ней применяют два выпрямительных узла, выполненных по схеме Ларионова. Их включают или параллельно (рис. 10.17), или последовательно.

Трансформатор, питающий выпрямительный узел, имеет две системы вторичных обмоток. В одной они включены звездой (верхние), в другой — треугольником (нижние). Линейные напряжения, снимаемые с обмоток, сдвинуты между собой по фазе на 30°. Для равенства их значений фазные напряжения обмоток, соединенных треугольником, должны быть в $\sqrt{3}$ больше, чем фазные напряжения обмоток, соединенных звездой. При симметрии входных напряжений коэффициент пульсаций при двенадцатифазном выпрямлении равен 1,4%.

Если необходимо получить высокие выпрямленные напряжения и небольшую выходную мощность, применяют схемы «с умножением напряжения». В них за счет зарядки конденсаторов,

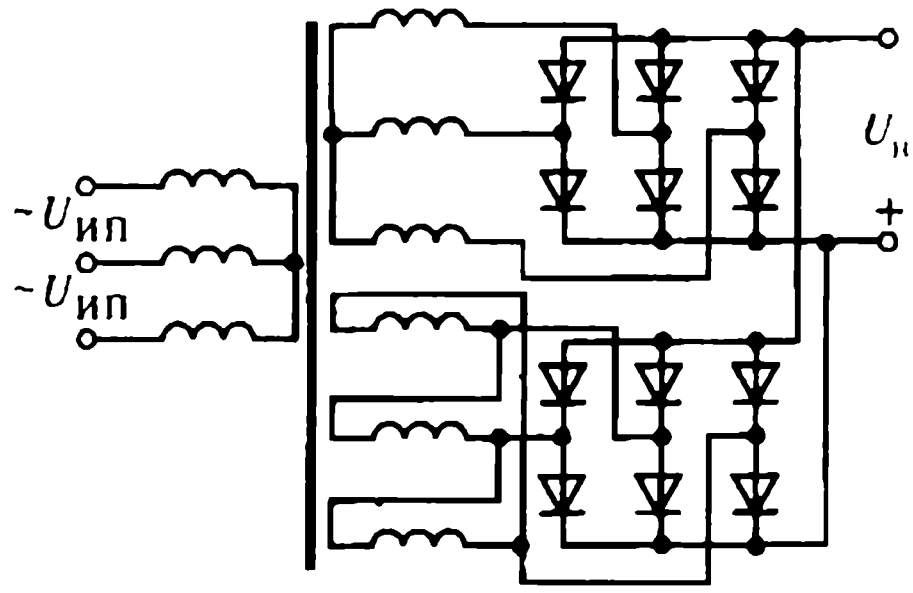


Рис. 10.17. Двенадцатифазная схема выпрямления напряжения сети

осуществляемой через полупроводниковые диоды, включенные соответствующим образом, и сохранения заряда в промежутки времени, пока диоды закрыты, удается получить выходное напряжение большее, чем входное. Благодаря этим свойствам выпрямительного узла удается упростить трансформатор питания, снизить требования к качеству электроизоляции вторичной обмотки, уменьшить массогабаритные показатели трансформатора.

Выпрямитель с удвоением напряжения (рис. 10.18, *а*) содержит два диода *VD1*, *VD2* и два конденсатора C_1, C_2. В течение одной полуволны конденсатор C_1 через диод *VD1* заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки трансформатора, а в течение второй полуволны конденсатор C_2 заряжается до того же напряжения через диод *VD2*. Если сопротивление нагрузки достаточно большой величины, то разрядка конденсаторов в паузах между циклами их зарядки будет небольшой. Уменьшение напряжения на конденсаторе будет иметь приемлемую величину, и пульсации выходного напряжения будут малыми. При малом сопротивлении нагрузки разрядка конденсатора может быть большой. Соответственно будут большими изменение выходного напряжения и его пульсации. Поэтому умножение напряжения обычно используется только при высокоомной нагрузке и небольшой рассеиваемой мощности. Удвоение напряжения будет наблюдаться только при холостом ходе выходных зажимов. При появлении нагрузки выходное напряжение уменьшается.

Другой вариант схемы выпрямителя, обеспечивающего удвоение напряжения, приведен на рис. 10.18, *б*. В ней конденсатор C_1 через диод *VD1* заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки трансформатора во время одной полуволны напряжения питания. При другой полуволне конденсатор C_2 через диод *VD2* заряжается до удвоенного напряжения $2U$, так

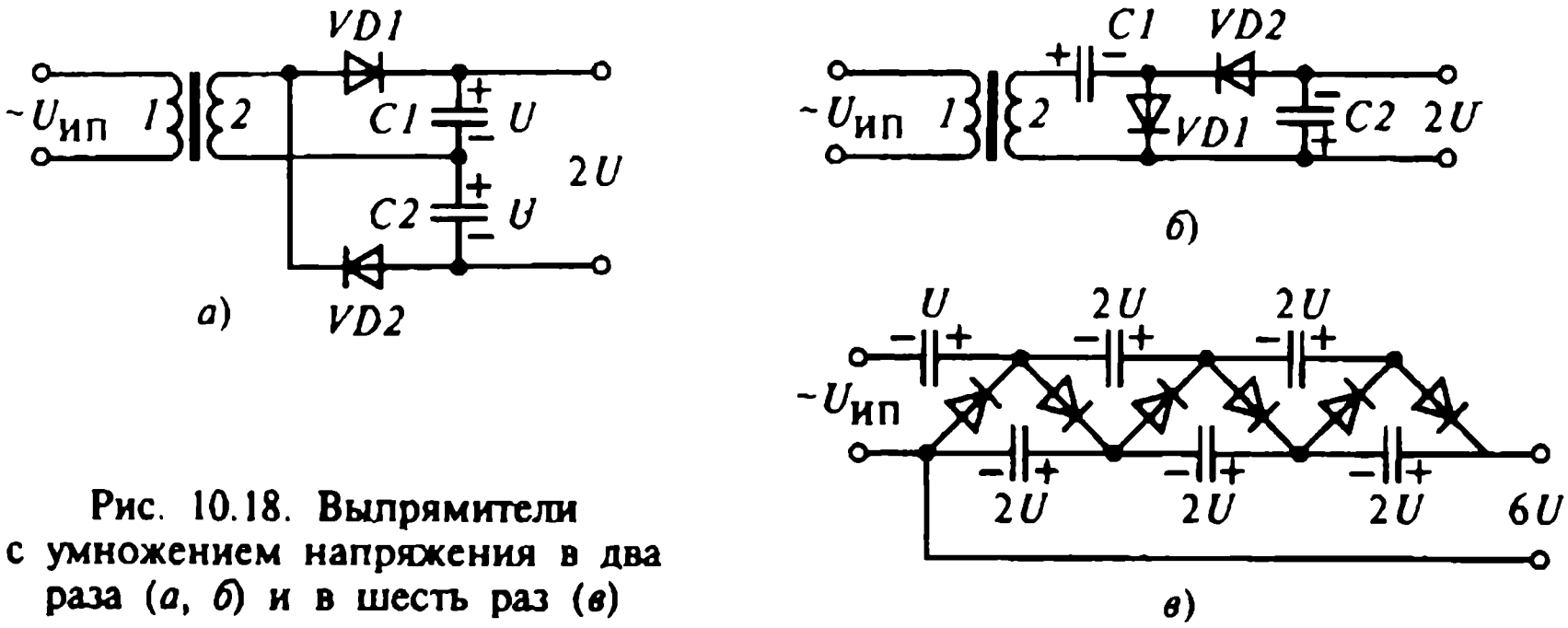


Рис. 10.18. Выпрямители с умножением напряжения в два раза (*а*, *б*) и в шесть раз (*в*)

как ЭДС обмотки и напряжение на конденсаторе C_1, суммируясь, дают удвоенное значение выходного напряжения.

Развивая идею, положенную в основу работы схемы рис. 10.18, *б*, можно построить умножители напряжения, повышающие входное напряжение в *n* раз, где *n* — целое число. Так, на рис 10.18, *в* показана схема, умножающая входное напряжение в 6 раз. В основу ее работы положено то обстоятельство, что вследствие малого тока нагрузки напряжения на конденсаторах сохраняют значения, которые приобрели во время зарядки через соответствующие диоды при пульсациях входного напряжения. Снимая сигнал с разных точек умножителя, можно получить тот коэффициент умножения напряжения, который нужен потребителю. Коэффициент умножения можно повысить, увеличивая количество диодно-емкостных цепочек, определяющих число *n*. В показанном на рис. 10.18, *в* примере их шесть, поэтому входное напряжение увеличивается в 6 раз. Это наглядно видно из схемы, на которой показаны напряжения, характеризующие накопленные в конденсаторах заряды. Чем большее количество диодно-емкостных цепочек имеется в умножителе напряжения, тем меньший ток он отдает в нагрузку.

Диоды, входящие в состав выпрямителей, выбираются так, чтобы их максимальный средний выпрямленный ток $I_{\text{пр ср max}}$ был бы больше среднего выпрямленного тока $I_{\text{пр ср}}$, протекающего через них при работе в составе выпрямителя.

Если это условие не выполняется и $I_{\text{пр ср}} < I_{\text{пр ср max}}$, то диоды следует включать параллельно. При этом следует помнить, что из-за разных вольт-амперных характеристик диодов одного типа через них можно пропускать ток $I_{\text{пр ср}}$ существенно меньший, чем $2I_{\text{пр ср max}}$. Обычно стремятся, чтобы при параллельном включении диодов $I_{\text{пр ср}}$ каждого из них не превышало бы 60...80% $I_{\text{пр ср max}}$.

Количество параллельно включаемых диодов N можно определить с помощью формулы

$$N = \frac{I_{\text{пр ср}}}{K_i I_{\text{пр ср max}}}, \qquad (10.24)$$

где $I_{\text{пр ср}}$ — средневыпрямленное значение тока выпрямителя; K_i — коэффициент нагрузки диода по току, $K_i = 0{,}6...0{,}8$. Дробное значение N округляется в сторону большего числа.

При больших токах всегда имеется опасность, что на одном из параллельно включенных диодов будет рассеиваться существенно большая мощность, чем на других диодах. Это приводит к его перегреву и тепловому пробою. Поэтому при параллельном включении силовых элементов всегда приходится принимать меры по улучшению идентичности их вольт-амперных характеристик.

В простейшем случае симметрирование токов диодов выполняют с помощью малых резисторов R_1, R_2, R_3, включаемых последовательно с каждым диодом (рис. 10.19, *а*). Однако это решение нельзя считать оптимальным, так как на каждом резисторе рассеивается дополнительная мощность, снижающая КПД выпрямителя. Индивидуальный подбор резисторов затруднен, поэтому их обычно берут одинаковыми. Значения сопротивлений выбирают исходя из компромисса между идентичностью характеристик каждого звена параллельной цепи и потерями энергии в резисторах, выполняющих функции симметрирования токов. К сожалению, хорошие результаты удается получить при сопротивлениях R существенно больших прямого сопротивления диода $R_д$ (обычно в 3—10 раз). Рассеиваемая на диоде мощность $P_д$ меньше мощности рассеиваемой на симметрирующем резисторе R

$$P_R > P_д = I^2_{\text{пр ср}} R_д. \qquad (10.25)$$

Гораздо лучшие результаты по выравниванию токов диодов можно получить с помощью реактивных магнитных токовырав-

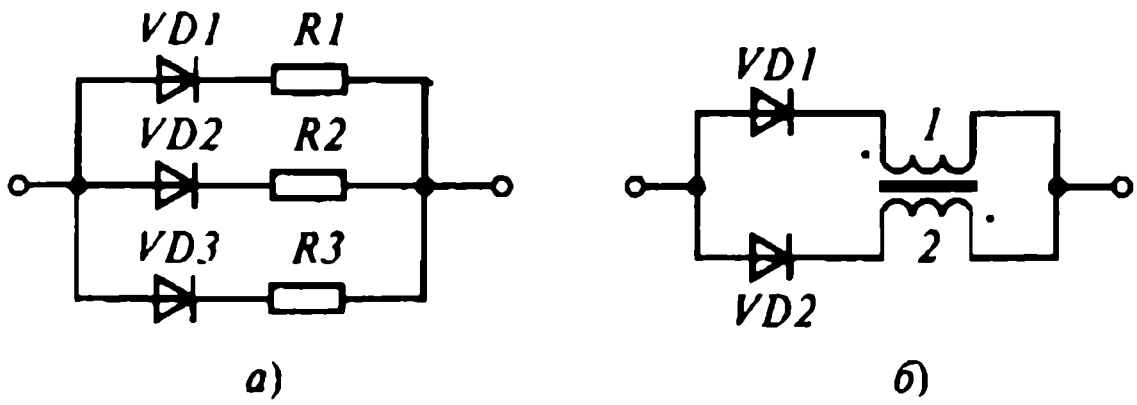


Рис. 10.19. Выравнивание токов через диоды с помощью резисторов (*а*) и индуктивного элемента (*б*)

нивающих устройств (рис. 10.19, *б*). При равенстве токов, протекающих через диоды *VD1*, *VD2*, магнитодвижущие силы обмоток *1* (i_1W_1) и *2* (i_2W_2) равны и направлены встречно. Магнитный поток магнитопровода имеет нулевое значение, и индуктивные сопротивления обмоток *1* и *2* равны нулю.

Если ток одного из диодов, например *VD1*, больше тока диода *VD2*, то равенство магнитодвижущих сил обмоток *1* и *2* нарушается и в магнитопроводе индуктивного элемента появляется магнитный поток. При этом возникает индуктивное сопротивление у обмотки *1*, так как индуктивность характеризуется наличием магнитного потока у конкретного объекта. Вследствие этого ток диода *VD1* уменьшается, изменяющийся магнитный поток индуцирует в обмотке *2* ЭДС, которая суммируется с напряжением, приложенным к диоду *VD2*, и увеличивает его ток. В результате одновременного воздействия обоих факторов происходит выравнивание токов диодов *VD1* и *VD2*. При этом активная мощность рассеивается только на активных сопротивлениях обмоток *1* и *2*. Реактивная мощность активные потери не увеличивает и не влияет на КПД выпрямительного элемента и всего ИВЭП. Из-за невысокой эффективности мер по выравниванию токов параллельно включенных диодов (в том числе и с экономической точки зрения) эту меру увеличения выпрямленного тока применяют не очень охотно. Если имеется возможность использовать один значительно более мощный диод, то целесообразно применять его, а не несколько параллельно включенных диодов малой мощности.

Если выпрямительное устройство подключается к сети переменного тока, имеющей малое внутреннее сопротивление, как это имеет место в ИВЭП с бестрансформаторным входом, и нагрузочное сопротивление имеет емкостной характер, то при подключении сети через диоды будет протекать значительный ток зарядки конденсатора нагрузки. Если он превышает допустимое для диода значение импульсного тока $I_{\text{пр и}}$, то выпрямитель может выйти из строя.

Для исключения этого явления в составе выпрямительного устройства предусматривают цепи ограничения тока зарядки конденсаторов емкостного фильтра нагрузки. Сущность такого технического решения поясняется рис. 10.20.

На нем приведена упрощенная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом. Напряжение первичной сети переменного тока преобразуется в постоянное напряжение с помощью диодов *VD1—VD4*. Пульсации напряжения сглаживаются конденсатором C_1. Постоянное напряжение преобразуется в высокочастотное переменное с помощью ключа РЭ. После трансформации напряжение вторичной обмотки выпрямляется выпрямителем В2. Пульсации его

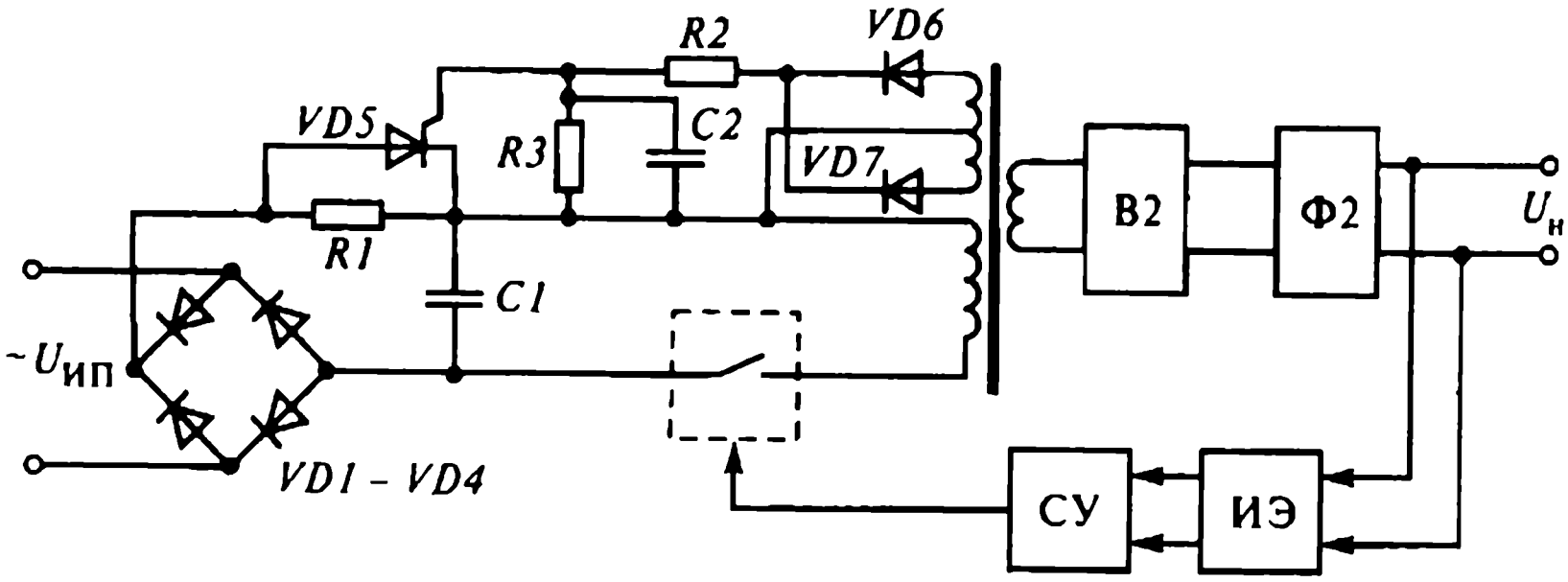


Рис. 10.20. ИВЭП с бестрансформаторным входом, у которого ограничен импульс тока зарядки конденсатора C_1 емкостного фильтра

сглаживаются фильтром Ф2. С помощью системы управления СУ, использующей сигнал измерительного элемента ИЭ, устанавливается такой режим работы ключа РЭ, при котором на выходе будет требуемое значение выходного напряжения.

Для ограничения импульса тока зарядки емкости конденсатора C_1 включен резистор R_1. Его значение выбирают таким, чтобы ток в цепи при замкнутом накоротко конденсаторе C_1 был бы меньше, чем $I_{пр\,и}$ диода,

$$R_1 > \frac{U_{ип\,max}}{I_{пр\,и}}. \qquad (10.26)$$

В момент включения напряжения питания $U_{ип}$ импульс тока зарядки конденсатора C_1 ограничен резистором R_1, что предохраняет диоды *VD1—VD4* от выхода из строя. По мере нарастания напряжения на конденсаторе C_1 начинает работать ключевой преобразователь напряжения. На обмотках трансформатора появятся напряжения. Они выпрямляются с помощью диодов *VD5*, *VD6* и сглаживаются фильтром низких частот, состоящим из резисторов R_2, R_3, C_2. Постоянное напряжение, приложенное к управляющему электроду тиристора *VD5*, открывает его. Открытый тиристор *VD5* шунтирует резистор R_1, потери мощности на котором уменьшаются. Таким образом ток зарядки конденсатора C_1 в момент включения ограничивается, а затем влияние ограничивающего элемента устраняется путем шунтирования его малым сопротивлением открытого тиристора *VD5*.

При использовании маломощных выпрямительных устройств обычно не требуется ограничивать начальный ток зарядки конденсатора фильтра. Это утверждение особенно справедливо для

случаев, когда выпрямители подключаются к обмоткам трансформатора. В них роль токоограничивающих элементов, кроме прямого сопротивления диодов выпрямителя, играют активные сопротивления и индуктивности рассеивания самих обмоток.

Максимальное обратное напряжение, которое воздействует на диод выпрямительного устройства, зависит от использованной схемы выпрямления и характера нагрузки. Так, например, при работе однополупериодного выпрямителя (см. рис. 10.16, *а*) на резистивную нагрузку максимальное мгновенное обратное напряжение на диоде будет равным амплитудному значению напряжения вторичной обмотки. Если в качестве нагрузки Н применить конденсатор, то при положительной полуволне напряжения вторичной обмотки конденсатор зарядится до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки. При отрицательной полуволне к диоду будет приложено напряжение, равное удвоенному амплитудному значению напряжения вторичной обмотки. В схеме двухполупериодного выпрямления (см. рис. 10.16, *б*) обратное напряжение диода должно в два раза превышать амплитудное значение напряжения вторичной обмотки U_{m2}:

$$U_{\text{обр и}} > 2U_{m2}. \qquad (10.27)$$

При мостовой схеме выпрямления (см. рис. 10.16, *в*) обратное напряжение диода должно быть больше амплитудного значения напряжения вторичной обмотки U_{m2}

$$U_{\text{обр и}} > U_{m2}. \qquad (10.28)$$

Следовательно, при мостовой схеме двухполупериодного выпрямления можно применять диоды с обратным допустимым напряжением в два раза меньшим, чем в схеме рис. 10.16, *б*.

Если обратное напряжение у диодов меньше, чем требуемое, применяют их последовательное включение. Так, при включении в цепь двух последовательных идентичных диодов обратное напряжение их увеличивается в два раза. Однако на практике это реализовать не удается. Из-за разных обратных токов у последовательно включенных диодов обратное напряжение распределяется между ними неравномерно. При большой их разнице может оказаться, что большая часть обратного напряжения падает на одном диоде, а небольшая часть — на другом. Для устранения этого явления последовательно соединенные диоды шунтируют высокоомными резисторами R (рис. 10.21).

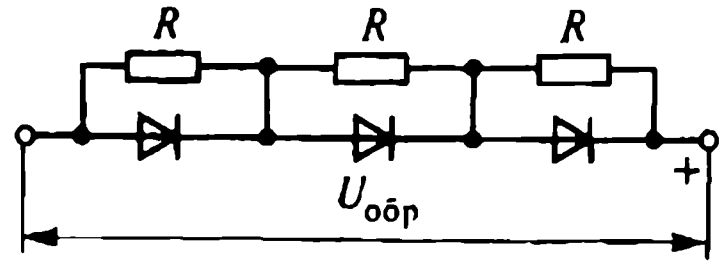


Рис. 10.21. Увеличение допустимого обратного напряжения путем последовательного включения диодов

Их значения выбирают такими, чтобы ток, протекающий через них при максимальном обратном напряжении, приблизительно на порядок был больше максимального обратного тока диода:

$$I_{д\,о} \le 0{,}1\frac{U_{обр\ и\ max}}{nR}, \qquad (10.29)$$

где $I_{д\,о}$ — обратный ток диода (максимальное значение при максимально допустимой температуре); n — количество последовательно соединенных диодов.

При таком соединении резисторов падения обратного напряжения на диодах выравниваются, так они определяются токами резисторов R, а не значениями обратных токов диодов. Рекомендуется выбирать резисторы R следующим образом: диоды с обратным током до 100 мкА следует шунтировать резистором, выбираемым из расчета 70 кОм на 100 В амплитуды обратного напряжения; для диодов с обратным током свыше 100 мкА — из расчета 10...15 кОм на каждые 100 В обратного напряжения.

При определении обратных напряжений следует помнить, что обычно оперируют действующими значениями напряжений. Для оценки максимального напряжения, которое будет приложено к диоду в обратном направлении, необходимо знать амплитудное, а не действующее значение. Поэтому то значение переменного напряжения, которое подают на выпрямитель, следует умножить на коэффициент, связывающий между собой пиковое и действующее значения напряжений. Так, в случае синусоидального напряжения коэффициент амплитуды равен $K_a = 1{,}41$. Для получения амплитудного значения напряжения сети в 220 В действующее значение 220 В следует умножить на K_a:

$$U_m = 220 \cdot 1{,}41 = 310 \text{ В}.$$

Это обстоятельство всегда следует учитывать при оценке обратного напряжения, приложенного к диодам в конкретной схеме выпрямителя.

Для оценки потерь напряжения на выпрямительном устройстве обычно необходимо знать падение напряжения на диоде при

смещении его в прямом направлении $U_{д\,пр}$. Оно определяется из вольт-амперных характеристик диода при максимальном значении тока, протекающего через него в выпрямительном устройстве.

При выпрямлении высокочастотных сигналов желательно использовать диоды, имеющие малые барьерные емкости.

§ 10.6. УПРАВЛЯЕМЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ И ТИРИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Термином «управляемые выпрямители» будем характеризовать вентильные устройства, у которых открытое и закрытое состояния нелинейных элементов зависят как от полярности приложенного напряжения, так и от момента появления управляющего сигнала на управляющем электроде. Выпрямители этого типа выполняются на основе тиристоров, используемых самостоятельно или в составе схем, содержащих дополнительные диоды.

Принципиальные схемы управляемых выпрямителей переменного напряжения приведены на рис. 10.22.

Так же как выпрямители на диодах, управляемые выпрямители позволяют реализовать схемы однополупериодного и двухполупериодного регулируемого выпрямления. От неуправляемых схем выпрямителей управляемые отличаются тем, что для открывания нелинейного элемента, с помощью которого осуществляется выпрямление, необходимо, кроме наличия на нем прямого напряжения, подать на управляющий электрод электрический сигнал $U_{упр}$. Он может быть постоянным или иметь форму импульса. Изменяя момент подачи управляющего сигнала, можно изменить значение средневыпрямленного напряжения (рис. 10.23).

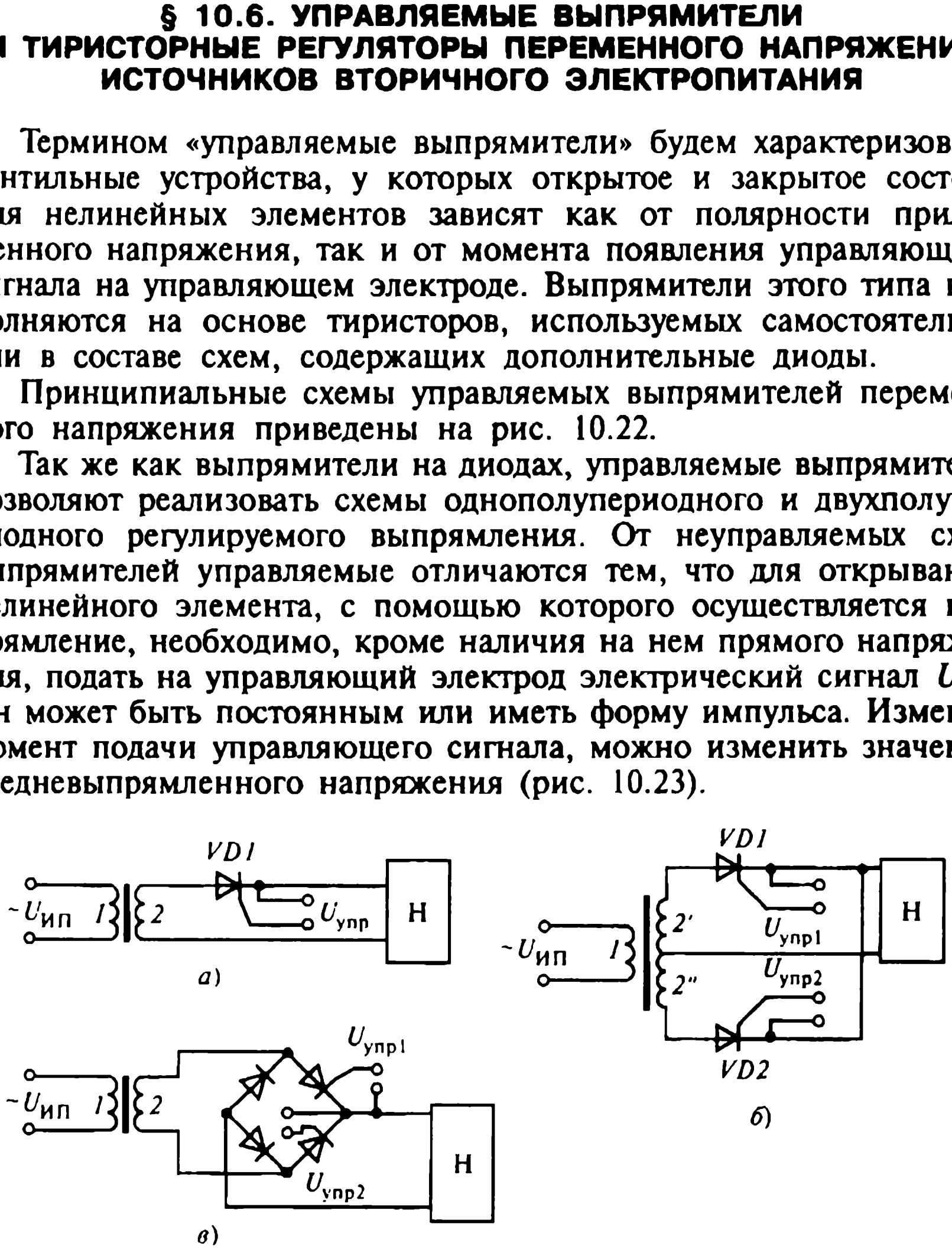


Рис. 10.22. Управляемые выпрямители для однополупериодного (*а*) и двухполупериодного (*б*, *в*) выпрямлений переменного напряжения

Так, если управляющий сигнал приходит на управляющие электроды в момент времени t_1 (рис. 10.23, *б*), то средневыпрямленное значение напряжения на нагрузке будет иметь одно значение. Если момент прихода управляющих импульсов изменится и станет равным t_2, то соответственно изменится значение средневыпрямленного напряжения на сопротивлении нагрузки. Меняя момент прихода управляющих сигналов, можно регулировать средневыпрямленное значение напряжения от достаточно малой величины, когда фазовый сдвиг управляющего сигнала приближается к 180°, до того значения, которое было бы в случае использования вместо тиристоров полупроводниковых диодов (фазовый сдвиг управляющих сигналов и напряжения сети стремятся к нулю).

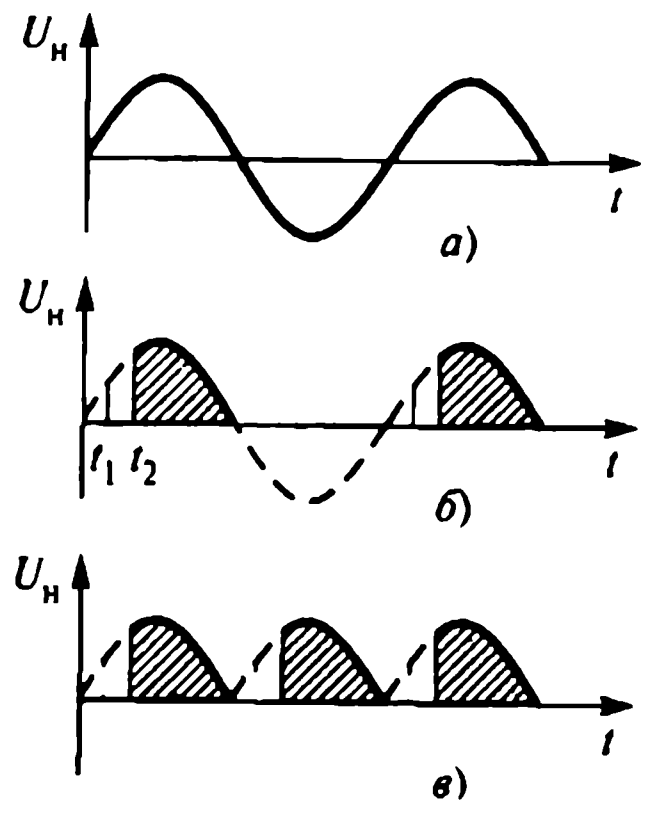


Рис. 10.23. Эпюры входного напряжения первичной сети (*а*) и напряжения на активной нагрузке при регулируемом однополупериодном (*б*) и двухполупериодном (*в*) выпрямлениях

При работе на индуктивную или емкостную нагрузку вопросы управления тиристорами решаются не так просто, как в случае активной нагрузки. Приходится учитывать, что выпрямительные элементы работают на противо-ЭДС, которую создает заряженный конденсатор фильтра. Резкое изменение тока через индуктивность приводит к появлению ЭДС самоиндукции, препятствующей изменению тока через нее. Поэтому, несмотря на кажущуюся простоту схем управляемых выпрямителей, математический анализ их характеристик и исследование переходных процессов достаточно сложны.

Управляемые выпрямители позволяют реализовать высокоэффективные стабилизаторы напряжения и тем самым совместить процессы выпрямления и регулирования значения выпрямленного сигнала. Однако из-за существенной нелинейности контура регулирования и необходимости создавать сложную систему управления управляемые выпрямители, в основном, применяют при создании ИВЭП достаточно большой мощности.

Включив тиристоры в цепь переменного тока (рис. 10.24, *а*, *б*), можно регулировать значение переменного напряжения, подаваемого на сопротивления нагрузки.

Так, изменяя моменты подачи управляющих сигналов на соответствующие управляющие электроды тиристоров, можно из сигнала, имеющего определенное действующее значение напряжения,

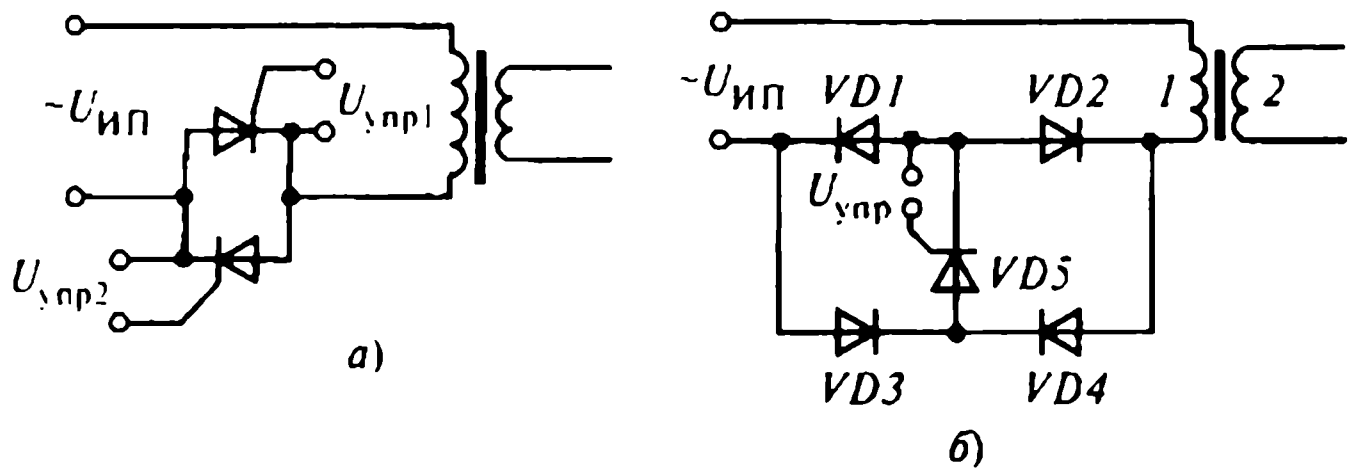


Рис. 10.24. Принципиальные схемы регуляторов переменного электрического напряжения

получить сигналы с любым меньшим значением действующего напряжения. Это осуществляется за счет изменения моментов подачи напряжения на управляющие электроды тиристоров. В схеме рис. 10.24, *а* управляющие сигналы $U_{упр1}$, $U_{упр2}$ сдвинуты между собой по фазе на 180°. Этот сдвиг сохраняется при изменении их фазы относительно напряжения первичного электропитания $U_{ип}$. Если условие 180-градусного фазового сдвига напряжений $U_{упр1}$, $U_{упр2}$ будет нарушено, то в составе тока первичной обмотки трансформатора появится постоянная составляющая. Она будет подмагничивать ферромагнитный магнитопровод, что для подобных устройств является нежелательным явлением.

В схеме регулятора переменного напряжения рис. 10.24, *б* использован один тиристор *VD5*. Благодаря мостовому выпрямителю, собранному на диодах *VD1—VD4*, при разных полярностях напряжения первичной цепи ток через тиристор *VD5* протекает в одном направлении. При этом частота управляющих сигналов, подаваемых на управляющие электроды тиристора, должна быть в два раза больше частоты источника первичного электропитания. Эта схема, как правило, является предпочтительней, чем схема рис. 10.24, *а*, так как цепи питания трансформатора ИВЭП имеют одинаковые параметры в течение обоих полупериодов входного напряжения.

При использовании тиристорных регуляторов сигнал на нагрузке существенно отличается от синусоидального (рис. 10.25) и его спектральные характеристики зависят от момента включения тиристоров. Характер переходных процессов существенно зависит от вида нагрузки.

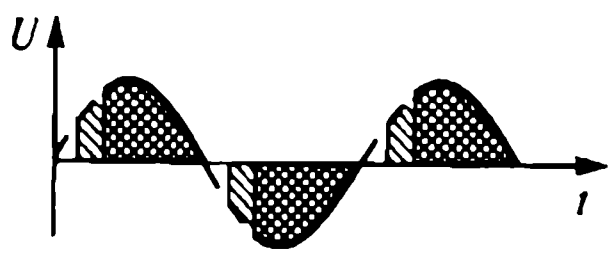


Рис. 10.25. Эпюра напряжений на нагрузке регулятора

Регулирование переменного напряжения обычно используется в достаточно мощных ИВЭП из-за сложностей организации их высокоэффективного управления.

§ 10.7. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ, ВЫПОЛНЕННЫЕ НА ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТАХ

В большинстве случаев с помощью ИВЭП пытаются получить постоянные напряжения, в которых переменная составляющая (пульсации) имеет минимальную величину. Поэтому переменное напряжение, которое после выпрямления становится постоянным пульсирующим, необходимо преобразовать так, чтобы пульсации напряжения не превышали требуемых значений.

Для решения этой задачи используют фильтры низких частот, которые пропускают постоянную составляющую и не пропускают переменную. Их обычно называют *сглаживающими фильтрами*. Они подключаются к выходу выпрямительных устройств, которые чаще всего работают на емкостную нагрузку. Последнее обусловлено тем, что для облегчения выполнения фильтра низких частот к выходу выпрямителя подключают конденсатор. Это позволяет уменьшить пульсации напряжения, так как конденсатор в течение времени, пока нелинейные элементы выпрямителя открыты, заряжается почти до амплитудного значения переменного напряжения. В паузах, когда нелинейные элементы закрыты, конденсатор разряжается током, протекающим через сопротивление нагрузки. Но так как разрядка конденсатора осуществляется только частично, не до нулевого значения напряжения, значение пульсирующего напряжения будет существенно меньше его постоянной составляющей.

Дальнейшее уменьшение коэффициента пульсаций осуществляется или с помощью цепей, приведенных на рис. 10.26, или с помощью непрерывных стабилизаторов напряжения, которые одновременно выполняют роль фильтра низких частот и сглаживают пульсации выходного напряжения.

Все сглаживающие фильтры, приведенные на рис. 10.26, *б—д*, представляют собой делители напряжения, у которых различны коэффициенты деления для постоянного и переменного тока. Параметры их выбирают так, чтобы коэффициент деления напряжения для постоянного тока $K_{д=}$ стремился бы к единице:

$$K_{д=} = \frac{U_{н=}}{U_{0=}}, \qquad (10.30)$$

а коэффициент деления напряжения для переменного тока $K_{д\sim}$ — к нулю:

$$K_{д\sim} = \frac{U_{н\sim}}{U_{\sim}}, \qquad (10.31)$$

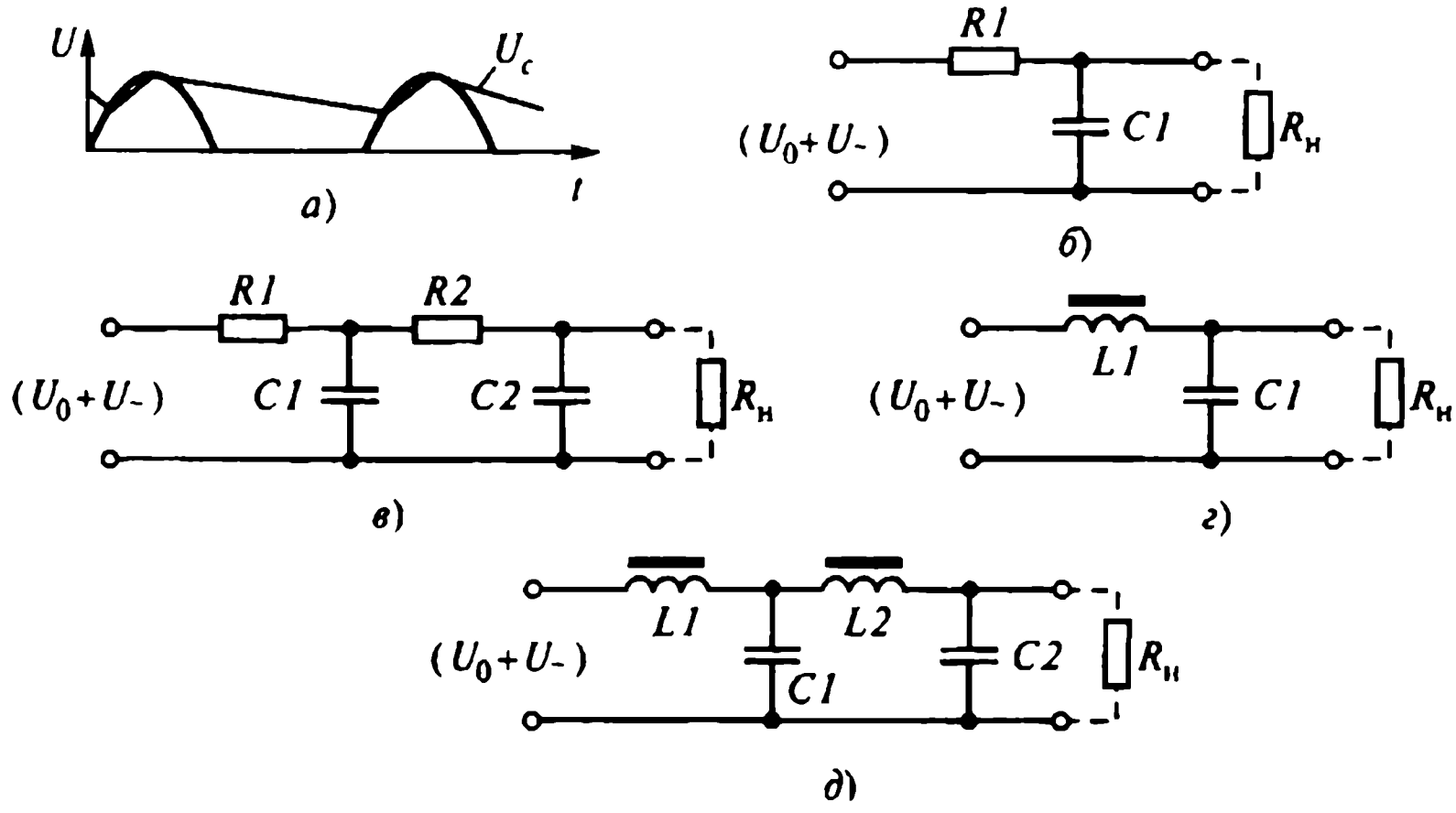


Рис. 10.26. Диаграмма изменения напряжения на конденсаторе фильтра (*а*) и принципиальные схемы сглаживающих фильтров ИВЭП: *RC*-фильтра (*б*); двухкаскадного *RC*-фильтра (*в*); *LC*-фильтра (*г*); двухкаскадного *LC*-фильтра (*д*)

где $U_{н-}$ и $U_{н\sim}$ — постоянная и переменная составляющие падения напряжения на нагрузке; U_{0-}, $U_{\sim}$ — постоянная и переменная составляющие входного напряжения фильтра.

Фильтры типа *RC* (рис. 10.26, *б*, *в*) применяют при малых токах нагрузки (обычно $I_н < 10...15$ мА). Фильтр рис. 10.26, *б* — однокаскадный, а фильтр рис. 10.26, *в* — двухкаскадный.

Коэффициент деления напряжения на постоянном токе у фильтра рис. 10.26, *б* равен

$$K_д = \frac{R_н}{R_1 + R_н}. \qquad (10.32)$$

Для того чтобы выходное напряжение не зависело от сопротивления нагрузки, необходимо, чтобы выполнялось условие

$$R_1 << R_н. \qquad (10.33)$$

Если это условие справедливо, то $K_{д-} \to 1$ и выходное напряжение не зависит от сопротивления нагрузки.

Коэффициент деления на переменном токе равен

$$K_{д\sim} = \frac{R_н \| 1/j\omega C_1}{R_1 + R_н \| 1/j\omega C_1} = \frac{R_н}{(1 + j\omega C_1 R_н)\left(R_1 + \dfrac{R_н}{1 + j\omega C_1 R_н}\right)}. \qquad (10.34)$$

После преобразований это уравнение примет вид

$$K_{д\sim} = \frac{R_н}{(R_1 + R_н) + j\omega C_1 R_1 R_н}. \qquad (10.35)$$

Для того чтобы коэффициент деления напряжения на переменном токе стремился к нулю, необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_н}\right) << \omega C_1 R_1. \qquad (10.36)$$

Так как в соответствии с условием (10.33) $R_1/R_н << 1$, то в случаях, когда $\omega C_1 R_н >> 1$, модуль коэффициента деления напряжения переменного тока равен

$$|K_{д\sim}| = \frac{1}{\omega C_1 R_1}. \qquad (10.37)$$

Коэффициент сглаживания фильтра $K_{сг}$ есть величина, обратная коэффициенту деления переменного напряжения

$$K_{сг} = \frac{1}{K_{д\sim}} = \frac{U_{\sim}}{U_{н\sim}} = \omega C_1 R_1. \qquad (10.38)$$

В случае двухкаскадного фильтра коэффициент сглаживания будет существенно больше. Формально он будет равен произведению коэффициентов сглаживания первого звена $K_{сг1}$, состоящего из резистора R_1 и конденсатора C_1, и второго звена $K_{сг2}$, включающего в себя резистор R_2 и конденсатор C_2;

$$K_{сг} = K_{сг1} K_{сг2}. \qquad (10.39)$$

Причем при определении $K_{сг1}$ в качестве сопротивления нагрузки следует подставлять сопротивление $(R_2 + R_н || 1/j\omega C_2)$.

При больших токах нагрузки в *RC*-фильтрах не удается получить большого коэффициента сглаживания из-за невозможности одновременного выполнения условий (10.33) и (10.36).

В этом случае приходится применять дроссели и конденсаторы (рис. 10.26, *г*, *д*).

Коэффициент деления постоянного напряжения в схеме рис. 10.26, *г* равен

$$K_{д=} = \frac{R_н}{R_{др} + R_н}, \tag{10.40}$$

где $R_{др}$ — активное сопротивление обмотки дросселя.

Дроссель стремятся выполнить так, чтобы выполнялось условие

$$R_{др} << R_н. \tag{10.41}$$

При справедливости неравенства (10.40) коэффициент деления постоянного напряжения стремится к единице

$$K_{д=} \to 1. \tag{10.42}$$

Коэффициент деления переменного напряжения равен

$$K_{д\sim} = \frac{R_н \| 1/j\omega C_1}{j\omega L + R_н \| 1/j\omega C_1 + R_{др}} = \frac{R_н}{(1 + j\omega C_1 R_н)\left(j\omega L + \dfrac{R_н}{1 + j\omega C_1 R_н}\right)}. \tag{10.43}$$

После преобразований выражение (10.43) примет вид

$$K_{д\sim} = + \frac{1}{(1 - \omega^2 LC_1) + j\omega\tau}, \tag{10.44}$$

где $\tau = L/R_н$.

Во избежание возникновения резонансных явлений индуктивность дросселя L и емкость конденсатора берут такими, чтобы на частоте пульсаций выпрямленного напряжения ω выполнялось условие

$$\omega^2 LC_1 > 1. \tag{10.45}$$

Кроме того, емкость C следует брать такой, чтобы было справедливо неравенство

$$|\omega^2 LC_1 - 1| >> \left|\omega \frac{L}{R_н}\right|, \tag{10.46}$$

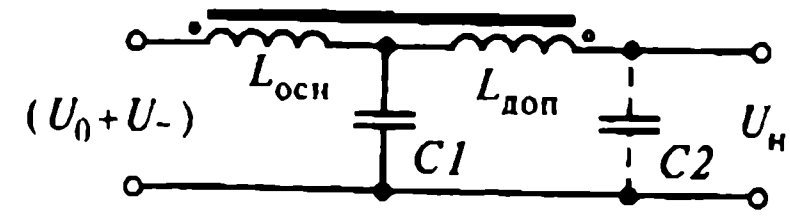


Рис. 10.27. Включение дросселя с компенсационной обмоткой

которое с учетом (10.45) можно записать в виде

$$\omega C_1 >> \frac{1}{R_н} \tag{10.47}$$

или

$$R_н >> \frac{1}{\omega C_1} \tag{10.48}$$

и коэффициент сглаживания фильтра

$$K_{сг} = \frac{1}{K_{д\sim}} = \omega^2 LC_1 - 1. \tag{10.49}$$

Знак минус в (10.48) опущен, так как он характеризует изменение фазы пульсаций выходного напряжения и не представляет интереса, с точки зрения значения коэффициента сглаживания фильтра.

Таким образом, при использовании *LC*-фильтра конденсатор *C* должен иметь достаточно большую емкость, чтобы условие (10.47) выполнялось при минимальном значении сопротивления нагрузки $R_н$. Индуктивность дросселя берут исходя из значения желаемого коэффициента сглаживания, при этом его массогабаритные показатели и диаметр провода обмотки должны соответствовать условию (10.40).

При $K_{сг} > 16$ целесообразно применять двухзвенные фильтры. Их коэффициент сглаживания будет равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена, аналогично (10.38).

Иногда дроссели фильтра выполняют с дополнительной (компенсационной) обмоткой. Благодаря ей удается в 2—4 раза увеличить коэффициент сглаживания. При этом она включается встречно с основной обмоткой дросселя (рис. 10.27). Количество ее витков можно определить исходя из следующих рассуждений. К основной обмотке дросселя, содержащей количество витков $W_{осн}$, приложено напряжение $U_{осн}$, равное

$$U_{осн} = U_\sim - K_{д\sim} U_\sim = (1 - K_{д\sim}) U_\sim. \tag{10.50}$$

Переменное напряжение на выходе фильтра равно $K_{д\sim}U_{\sim}$. Значит, для того чтобы скомпенсировать его электродвижущей силой дополнительной обмотки $W_{доп}$, необходимо, чтобы трансформация напряжения $U_{осн}$ в дополнительную обмотку $W_{доп}$ обеспечивала появление на ней ЭДС $U_{доп} = K_{д\sim}U_{\sim}$. Следовательно, коэффициент трансформации, равный отношению чисел витков обмоток, равен

$$\frac{W_{доп}}{W_{осн}} = \frac{K_{д\sim}U_{\sim}}{(1 - K_{д\sim})U_{\sim}} = \frac{K_{д\sim}}{1 - K_{д\sim}}. \qquad (10.51)$$

Недостатком дросселей с компенсационной обмоткой является влияние на работу фильтра величины и характера сопротивления нагрузки. Это объясняется тем, что в общем случае (10.43) коэффициент деления $K_{д\sim}$ зависит от сопротивления и характера нагрузки. Следовательно, отношение чисел витков обмоток дросселя также зависит от характера и величины сопротивления нагрузки.

Следует отметить, что при резких изменениях тока через дроссель фильтра на индуктивном сопротивлении индуцируется противоЭДС. Соответственно на элементах фильтра могут возникнуть перенапряжения, заключающиеся в существенных изменениях напряжений на конденсаторах, а в ряде случаев и на полупроводниковых элементах выпрямителей или регулирующих компонентах.

При включении выпрямителя, работающего на *LC*-фильтр, ток через диоды в несколько раз превысит установившееся значение выпрямленного тока. Это обстоятельство учитывают при выборе диодов для выпрямителей и с помощью специальных методик определяют наибольшие значения токов (сверхтоки), возникающих при подключении напряжения первичного источника питания.

§ 10.8. СЕТЕВЫЕ ПОМЕХОПОДАВЛЯЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Кроме сглаживающих фильтров, устанавливаемых после выпрямительных устройств, в составе многих ИВЭП имеются *помехоподавляющие* фильтры. Их устанавливают в цепи между источником первичного электропитания и самим ИВЭП (рис. 10.28). Назначение помехоподавляющего фильтра — уменьшение уровня помех, созданных ИВЭП, проникающих в цепь источника первичного электропитания.

Необходимость в их использовании обусловлена тем, что большинство ИВЭП являются источниками электромагнитных помех. Их интенсивность и спектральная плотность зависят от скорости и

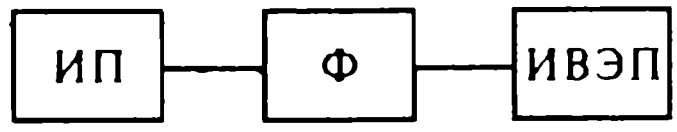


Рис. 10.28. Включение помехоподавляющего фильтра Ф

степени изменения электрического тока и особенностей конструктивного выполнения ИВЭП. Для того чтобы была электромагнитная совместимость ИВЭП с другими объектами живой и неживой природы, уровень помех должен быть уменьшен до минимально допустимого. Использование сетевых помехоподавляющих фильтров является одной из мер, позволяющих успешно решить задачу уменьшения уровня помех.

Электромагнитные помехи, распространяющиеся по проводам, в литературе называют *кондуктивными*. Причем различают симметричный (рис. 10.29, *а*) и несимметричный (рис. 10.29, *б*) пути их распространения.

На этих рисунках показаны: сопротивление утечки корпуса ИВЭП на шину заземления $Z_у$; $Z_{с1}$, $Z_{с2}$ — сопротивления нагрузок для помех со стороны питающей сети; $Z_{нп1}$, $Z_{нп2}$ — сопротивления нагрузок для помех со стороны подключения сопротивления нагрузки $Z_н$. Если источник помех создает на всех проводах питания одинаковое относительно земли напряжение $U_с$, его называют симметричным. Когда источник помех создает напряжение между каждым проводом и корпусом — это несимметричное напряжение радиопомех.

Кроме того, ИВЭП излучает в окружающее пространство электрическое, магнитное и электромагнитное поля.

С помощью сетевых помехоподавляющих фильтров уменьшают кондуктивные помехи. Электрические, магнитные и электромагнитные помехи уменьшаются за счет рационального конструирования ИВЭП и электростатического и магнитного экранирования. Существуют специальные нормы допустимых уровней индустриальных помех, которые обязаны выполнять все разработчики электронной аппаратуры.

Помехоподавляющие фильтры должны пропускать токи низкой промышленной частоты и не пропускать высокочастотные токи

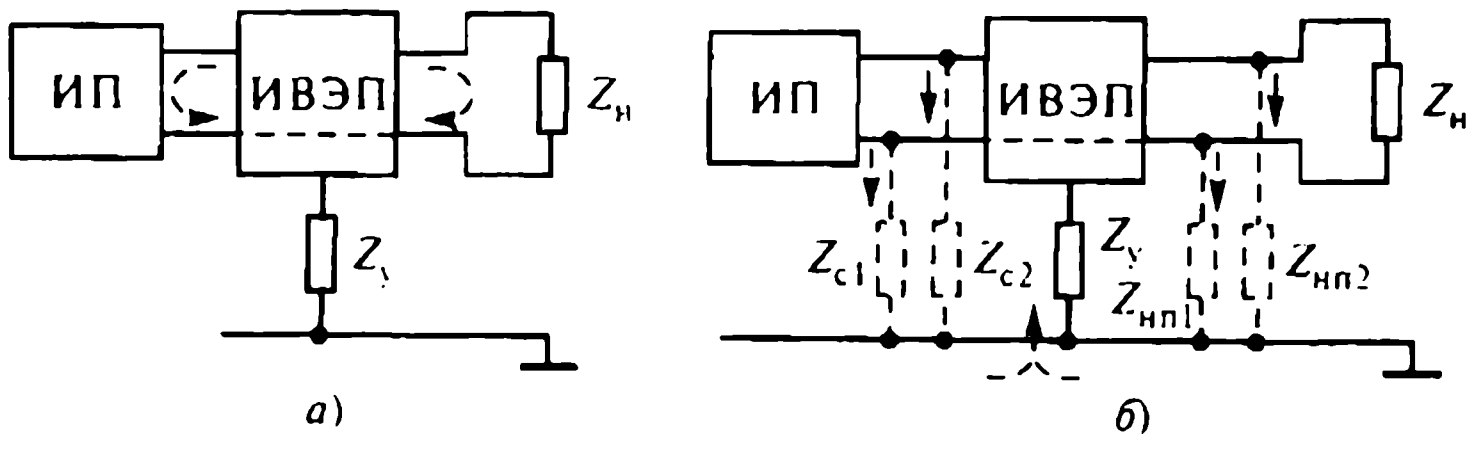


Рис. 10.29. Структурные схемы, поясняющие распространение кондуктивных помех по симметричному (*а*) и несимметричному (*б*) путям

электромагнитных помех. Поэтому их можно реализовать на основе любых известных схем фильтров низких частот. Для большинства фильтров необходимо получить достаточно резкий переход от полосы, в которой имеется хорошее пропускание электрического тока, к полосе, в которой для него будет иметься большое электрическое сопротивление. Затухание фильтра следует оценивать на самой низкой частоте защищаемого диапазона частот. Эффективность помехоподавляющих фильтров обычно оценивают вносимым затуханием для сигнала помех. Его принято выражать в децибелах:

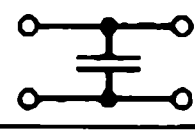
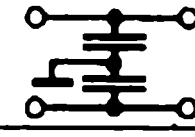
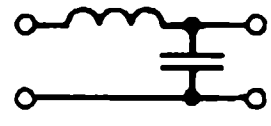
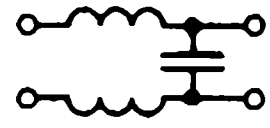
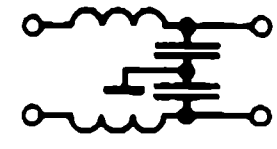
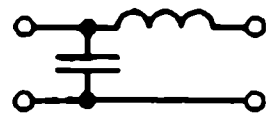
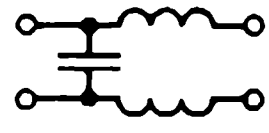
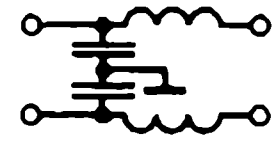
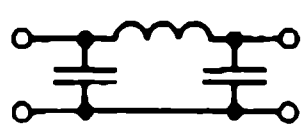
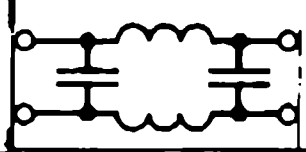
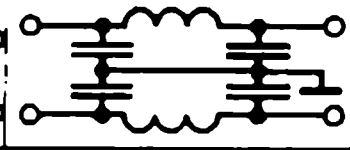
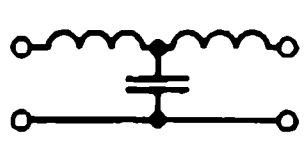
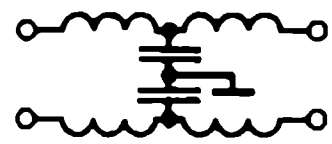
$$A = 20 \lg \left| \frac{U_1}{U_2} \right|, \qquad (10.52)$$

где U_1 — напряжение помех при отсутствии фильтра; U_2 — напряжение помех при наличии фильтра.

При построении помехоподавляющих фильтров используются три типа звеньев (Г-образные; Т-образные; П-образные) фильтров низких частот. Их, как правило, выполняют многозвенными. Причем структура фильтра во многом зависит от внутреннего сопротивления источника помех, сопротивления нагрузки фильтра (сопротивления цепи источника первичного электропитания) и вида помех, которые хотят устранить с помощью данного звена (симметричные или несимметричные помехи).

В табл. 10.1 приведены типовые схемы помехоподавляющих фильтров, применяемых при разных соотношениях сопротивлений источника помех и нагрузки.

Таблица 10.1

Тип фильтра	Сопротивление		Схемы фильтров		
	источника	нагрузки	Несимметричные помехи	Симметричные помехи	Симметричные и несимметричные помехи
Емкостной	Высокое	Высокое		—	
Г-образный с индуктивным входом	Низкое	Высокое			
Г-образный с емкостным входом	Высокое	Низкое			
П-образный	Высокое	Высокое			
Т-образный	Низкое	Низкое		—	

Комбинируя их, создают многозвенные фильтры, которые позволяют обеспечить получение требуемого уровня затухания.

На рис. 10.30 приведена принципиальная схема помехоподавляющего фильтра.

Он выполнен исходя из предположения, что имеются пути симметричного и несимметричного распространения помех.

Емкость конденсатора C_3, установленного со стороны первичного источника электропитания и предназначенная для ослабления несимметричных помех, берется небольшой, так, чтобы реактивная мощность, потребляемая от сети питания, была бы малой.

Обмотки двухобмоточного дросселя (трансформатора) включают согласно в случаях, когда хотят подавить несимметричные помехи, и встречно — для симметричных помех. Так как в схеме имеется два дросселя с согласным и встречным включениями обмоток, то осуществляется подавление и тех и других помех.

Конденсатор C_4 имеет четыре вывода (типа К73-21). Он разработан и выпускается специально для использования в помехоподавляющих фильтрах. Конденсаторы C_5, C_6 введены для подавления симметричных и несимметричных помех.

Типовые схемы помехоподавляющих фильтров приведены на рис. 10.31.

Фильтр рис. 10.31, *а* целесообразно применять в случаях, когда внутреннее сопротивление источника помех (ИВЭП) незначительно, а нагрузка фильтра имеет емкостной характер. Для сигнала помехи входное сопротивление фильтра будет иметь индуктивную составляющую.

При большом внутреннем сопротивлении источника помех и индуктивном характере нагрузки целесообразно применение фильтров рис. 10.31, *б*, *в*. У них входное сопротивление для сигнала помехи имеет емкостной характер. Фильтры этого типа обычно применяются в ИВЭП, имеющих трансформаторный вход.

Параметры дросселей, катушек индуктивности и емкостей следует выбирать исходя из требуемой полосы подавления помех. При этом падение напряжения сети на фильтре не должно превышать 2% от номинального напряжения первичной сети.

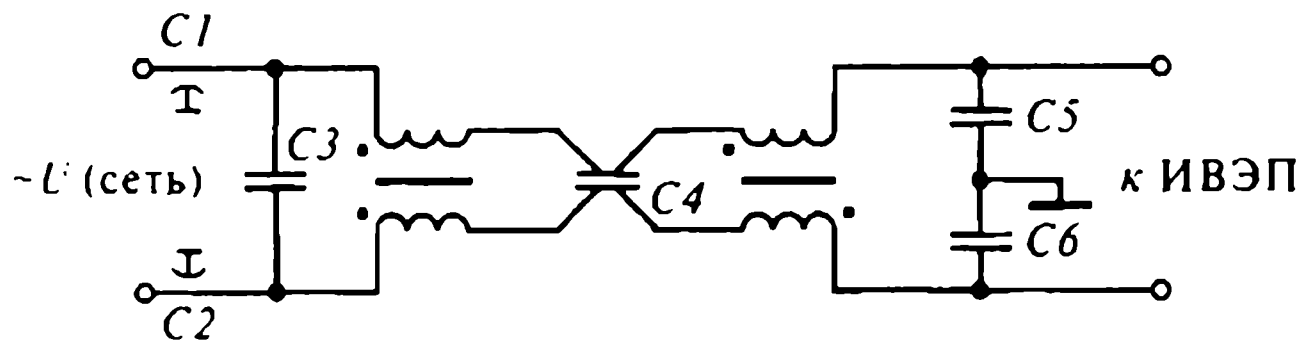


Рис. 10.30. Схема сетевого помехоподавляющего фильтра

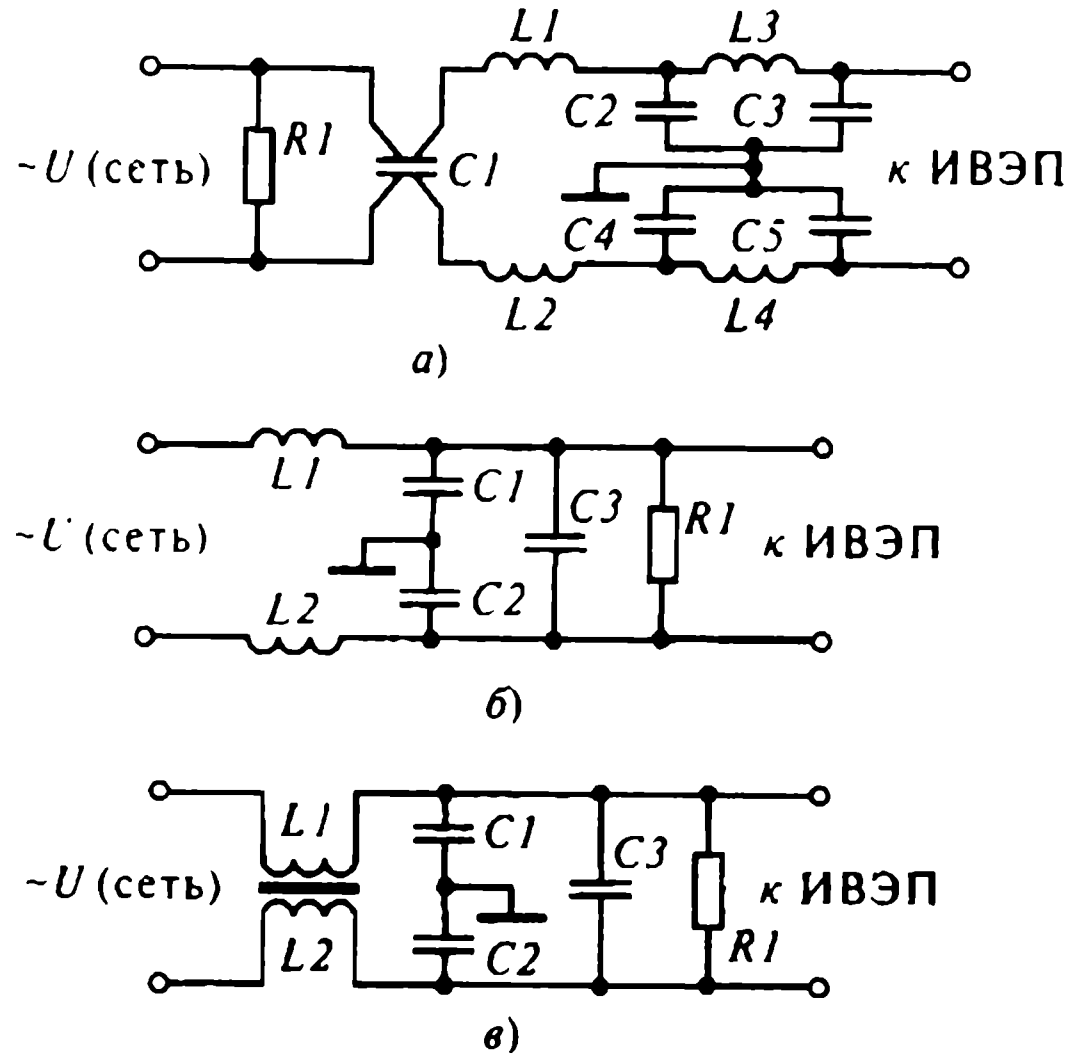


Рис. 10.31. Типовые схемы помехоподавляющих фильтров:

а — для случая, когда внутреннее сопротивление ИВЭП незначительно, а нагрузка фильтра имеет емкостной характер; *б*, *в* — для случаев, когда внутреннее сопротивление ИВЭП большое и имеет индуктивный характер

§ 10.9. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

В параметрических стабилизаторах обратная связь отсутствует. Стабилизация осуществляется за счет использования свойств нелинейного элемента. Их применяют в случаях, когда требуется получить высокостабильное напряжение и при этом допустимо, что в сопротивлении нагрузки может быть рассеяна малая электрическая мощность. В большинстве случаев параметрические стабилизаторы используются при создании источника опорного напряжения ИОН, входящих в состав непрерывных и импульсных стабилизаторов напряжения. В качестве нелинейного элемента, обеспечивающего стабилизацию выходного напряжения, обычно применяют полупроводниковые стабилитроны. В зависимости от значения температурного коэффициента напряжений их подразделяют на прецизионные и общего назначения. Кроме того, различают импульсные и двуханодные стабилитроны. Они предназначены для стабилизации напряжения однополярных импульсов (импульсные) или двухполярных импульсов или напряжений (двуханодные).

При необходимости стабилизировать малые напряжения от долей вольта до двух вольт применяют стабисторы. Однако из-за

большого температурного коэффициента напряжения стабисторы используются сравнительно редко и чаще применяются для температурной компенсации параметров полупроводниковых приборов.

Схема простейшего однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 10.32, *а*.

В этой схеме при изменении входного напряжения $U_{ст}$ на $\Delta U_{ип}$ электрический ток через стабилитрон *VD* увеличивается на величину $\Delta I_{ст}$. Это приводит к увеличению падения напряжения на балластном сопротивлении $R_б$ и уменьшению изменения падения напряжения на сопротивлении нагрузки $\Delta U_н$. Оно будет равно

$$\Delta U_н = \Delta I_{ст} r_{ст}, \tag{10.53}$$

где $r_{ст}$ — дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$r_{ст} = \partial U_{ст} / \partial I_{ст}.$$

Очевидно, что для рассматриваемого случая справедливо уравнение

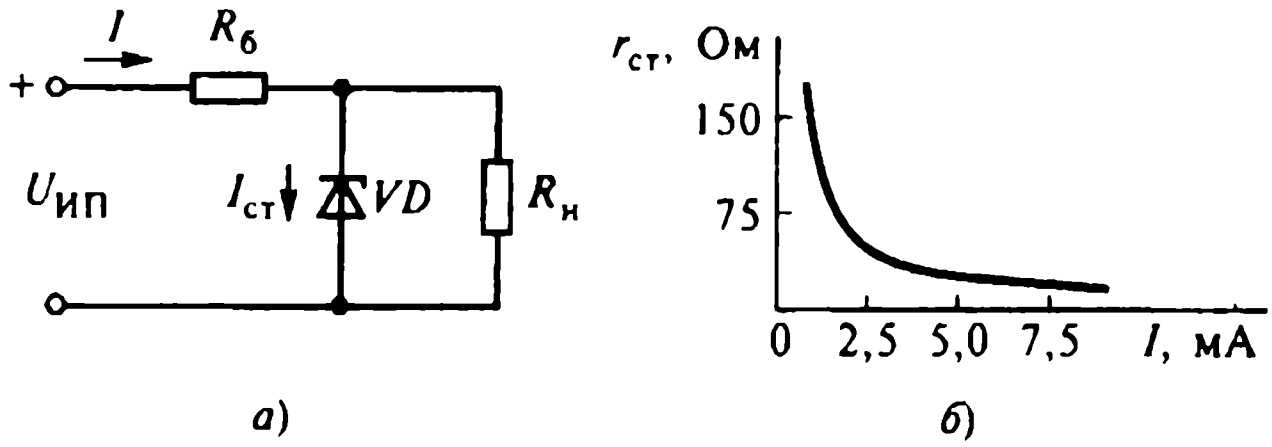
$$\Delta U_н = \Delta U_{ип} - \Delta I_{ст} R_б. \tag{10.54}$$

Подставив (10.53) в (10.54), получим

$$\Delta U_н \left(1 + \frac{R_б}{r_{ст}} \right) = \Delta U_{ип}. \tag{10.55}$$

Коэффициент стабилизации напряжения будет равен

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{ип}}{U_{ип}} \frac{U_н}{\Delta U_н} = \frac{U_н}{U_{ип}} \left(1 + \frac{R_б}{r_{ст}} \right). \tag{10.56}$$



а) *б*)

Рис. 10.32. Схема однокаскадного параметрического стабилизатора напряжения (*а*); зависимость дифференциального сопротивления стабилитрона от тока (*б*)

Из уравнения (10.56) видно, что коэффициент стабилизации напряжения в однокаскадном параметрическом стабилизаторе тем больше, чем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона и больше балластное сопротивление $R_б$. Дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст}$ существенно меняется в зависимости от электрического тока, протекающего через него (рис. 10.32, *б*). Чем оно больше, тем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона и выше значение коэффициента стабилизации у стабилизатора напряжения.

Подставив в (10.56) значения напряжений $U_н$ и $U_{ип}$

$$U_н = I_н R_н, \tag{10.57}$$

$$U_{ип} = (I_н + I_{ст}) R_б + I_н R_н, \tag{10.58}$$

получим

$$K_{ст} = \frac{I_н R_н}{I_н (R_б + R_н) + I_{ст} R_б} \left(1 + \frac{R_б}{r_{ст}}\right). \tag{10.59}$$

Как видно из уравнения (10.59), вопрос относительно влияния сопротивления $R_б$ и дифференциального сопротивления $r_{ст}$ на коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора значительно сложнее, чем кажется при анализе уравнения (10.56). Для уменьшения $r_{ст}$ надо увеличивать ток $I_{ст}$. Это приводит к увеличению знаменателя в (10.59). Влияние сопротивления $R_б$ существенно зависит от соотношений между токами $I_н$ и $I_{ст}$. Учитывая, что $I_н R_н = U_н = U_{ст}$, уравнение (10.59) можно записать в форме

$$K_{ст} = \frac{U_{ст}}{U_{ст} + (U_{ст}/R_н + I_{ст}) R_б} \left(1 + \frac{R_б}{r_{ст}}\right), \tag{10.60}$$

или

$$K_{ст} = \frac{U_{ст}}{U_{ст} (1 + R_б/R_н) + I_{ст} R_б} \left(1 + \frac{R_б}{r_{ст}}\right). \tag{10.61}$$

Оптимизация параметров параметрического стабилизатора обычно не проводится в связи с тем, что она должна быть векторной (многопараметрической). При этом приходится учитывать и то обстоятельство, что увеличение тока стабилитрона приводит к ухудшению КПД стабилизатора. Повышение сопротивления $R_б$ приводит к необходимости увеличения напряжения $U_{ип}$, снижению

КПД стабилизатора и увеличению мощности, рассеиваемой бесполезно на сопротивлении R_6.

С изменением температуры напряжение стабилизации термонекомпенсированных стабилитронов (общего применения) изменяется (увеличивается). Для повышения его стабильности и уменьшения температурного коэффициента напряжения последовательно со стабилитроном включают в прямом направлении полупроводниковые диоды. Падение напряжения на них уменьшается при увеличении температуры. В результате при соответствующем подборе параметров диодов можно существенно уменьшить результирующее изменение напряжения стабилизации (рис. 10.33).

Однако при этом существенно (в два-три раза) увеличивается дифференциальное сопротивление нелинейного элемента, стабилизирующего выходное напряжение. При этом снижается коэффициент стабилизации напряжения.

При необходимости получить повышенную стабильность выходного напряжения применяют двухкаскадные или мостовые схемы параметрических стабилизаторов и стабилизируют значение электрического тока, протекающего через стабилитрон (в источниках опорного напряжения).

На рис. 10.34 приведена схема двухкаскадного стабилизатора напряжения.

Один каскад грубой стабилизации выполнен на резисторе R_{61} и стабилитронах *VD1*, *VD2*. Второй каскад выполнен на резисторе R_{62} и стабилитроне *VD3* с термокомпенсацией с помощью диодов *VD4*, *VD5*. Коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации первой $K_{ст1}$ и второй $K_{ст2}$ ступеней

$$K_{ст} = K_{ст1} K_{ст2}. \qquad (10.62)$$

Расчет $K_{ст1}$, $K_{ст2}$ производится аналогично рассмотренному с учетом того, что нагрузкой первой ступени служит стабилизатор второй ступени.

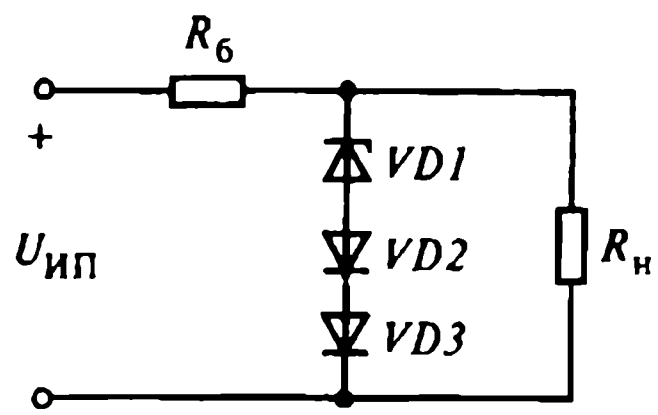


Рис. 10.33. Параметрический стабилизатор напряжения с термокомпенсирующими диодами

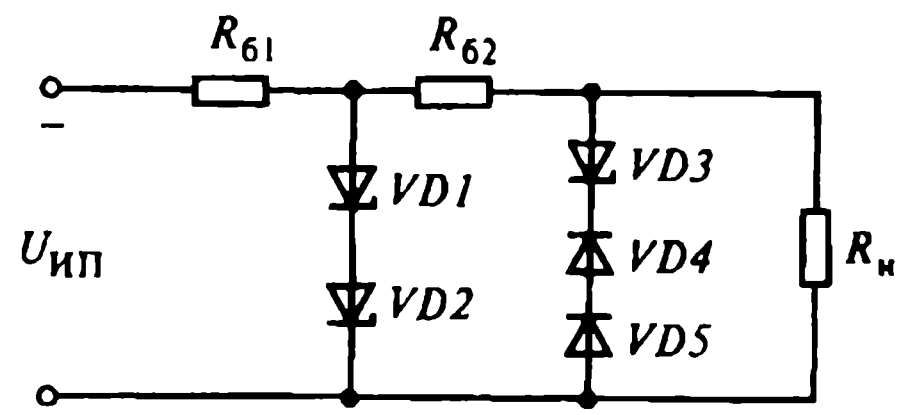


Рис. 10.34. Двухкаскадный параметрический стабилизатор напряжения

В мостовых параметрических стабилизаторах напряжения (рис. 10.35, *а*, *б*) удается получить существенно больший коэффициент стабилизации, но выходное напряжение меньше, чем напряжение стабилизации стабилитрона.

В схеме рис. 10.35, *а* повышение коэффициента стабилизации осуществляется за счет того, что при изменении напряжения $U_{ип}$ изменяется и падение напряжения на резисторе R_3.

В итоге результирующее изменение падения напряжения на сопротивлении нагрузки окажется меньше, чем в схемах, рассмотренных ранее. В мостовом параметрическом стабилизаторе (рис. 10.35, *б*) используются стабилитроны с разным напряжением стабилизации. Их выходное напряжение равно

$$U_н = U_{ст2} - U_{ст1}, \qquad (10.63)$$

где $U_{ст1}$, $U_{ст2}$ — напряжения стабилизации соответствующих стабилитронов. В таких стабилизаторах возможно получение очень большого коэффициента стабилизации напряжения при большом значении сопротивления нагрузки. Это является следствием того, что к сопротивлению нагрузки $R_н$ приложена разность стабилизированных напряжений. Подбором стабилитронов и резисторов можно обеспечить получение небольших температурных уходов выходного напряжения. Для этого следует применять стабилитроны с мало различающимися температурными коэффициентами. Уменьшенным будет также изменение выходного напряжения вследствие одинаковых изменений падений напряжений на дифференциальных сопротивлениях стабилитронов. При выполнении условия

$$\Delta I_{ст2}\, r_{ст2} = \Delta I_{ст1}\, r_{ст1} \qquad (10.64)$$

выходное напряжение стабилизатора не зависит от изменений напряжения $U_{ип}$.

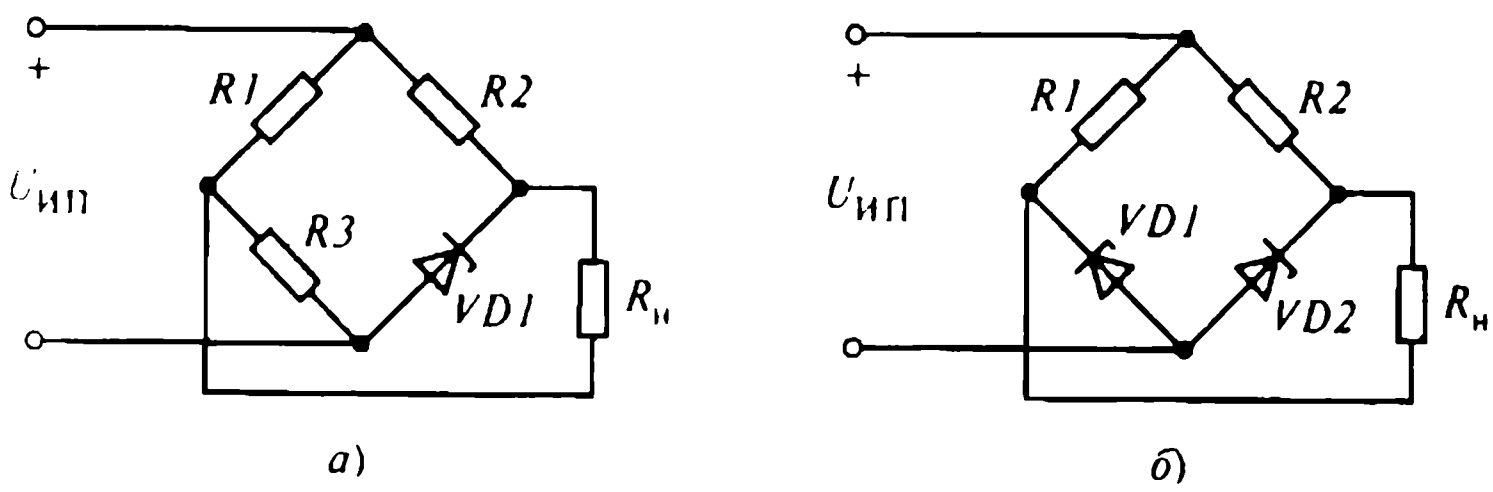


Рис. 10.35 Мостовые параметрические стабилизаторы с одним (*а*) и двумя (*б*) стабилитронами

Если сопротивление нагрузки изменяется в больших пределах, при которых с помощью рассмотренных выше схем нельзя обеспечить эффективную стабилизацию напряжения, то параметрический стабилизатор дополняют эмиттерным повторителем (рис. 10.36).

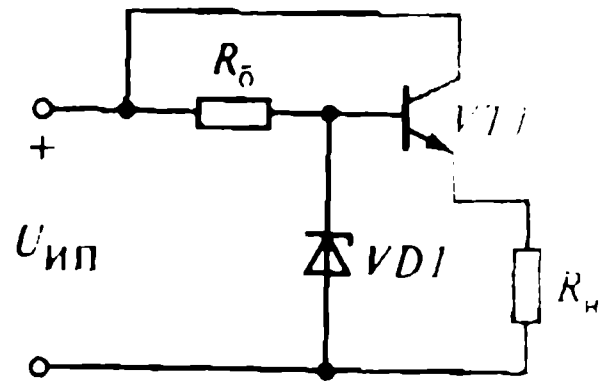


Рис. 10.36. Параметрический стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем

Введение транзистора *VT1* приводит к тому, что минимальное сопротивление нагрузки $R_{н\,min}$, при котором сохраняется работоспособность и параметры параметрического стабилизатора, уменьшается в $h_{21э}$ раз. При этом напряжение на нагрузке будет меньше напряжения стабилизации стабилитрона на величину падения напряжения на эмиттерном переходе $U_{БЭ}$

$$U_н = U_{ст} - U_{БЭ}. \qquad (10.65)$$

Нестабильность выходного напряжения в этой схеме увеличивается в связи с разбросами параметра $U_{БЭ}$ у различных транзисторов, изменением его в зависимости от величины тока нагрузки и колебаний температуры транзистора.

При создании источников опорных напряжений (ИОН) стараются получить постоянное напряжение, мало зависящее от всех внешних дестабилизирующих факторов. При этом, как правило, сопротивление нагрузки можно брать большим, так что его изменения не влияют на величину падения напряжения на нем. В этих случаях основная часть погрешности стабилизированного напряжения обусловлена наличием у стабилитронов ненулевого дифференциального сопротивления. При увеличении тока через стабилитрон $\Delta I_{ст}$, что является следствием увеличения напряжения $U_{ип}$, падение напряжения на стабилитроне изменяется на величину $\Delta U_{ст}$

$$\Delta U_{ст} = \Delta I_{ст}\, r_{ст}. \qquad (10.66)$$

Так как дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_{ст}$ отлично от нуля, то для получения неизменного выходного напряжения стабилизируют значение тока, протекающего через него, $I_{ст} = \text{const}$, $\Delta I_{ст} \to 0$. Для этого стабилитрон включают в цепь генератора постоянного тока.

В простейшем случае в качестве его используют транзистор (рис. 10.37, *а*), выходное сопротивление которого достаточно высокое (сотни килоом — несколько мегаом). Для получения режима

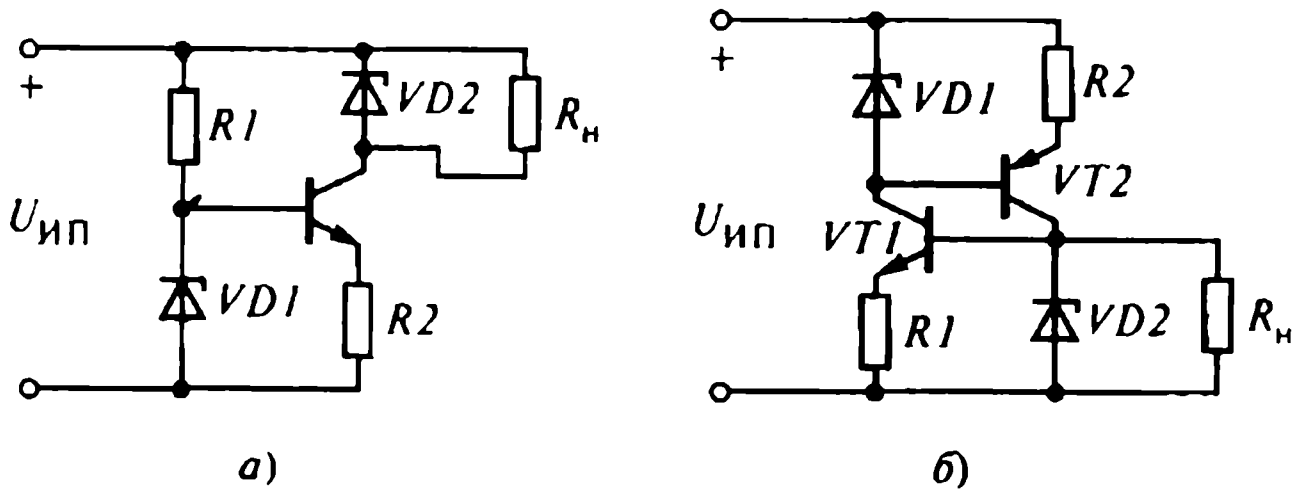


Рис. 10.37. Параметрические стабилизаторы напряжения с токостабилизирующим двухполюсником (*а*) и токостабилизирующими транзисторами с разной электропроводностью (*б*)

заданного тока на базе транзистора задан постоянный потенциал $U_{ст1}$ с помощью параметрического стабилизатора, состоящего из резистора R_1 и диода *VD1*.

Ток, протекающий в цепи коллектора, можно найти из уравнения (при $h_{21э} >> 1$)

$$I_К = \frac{U_{ст} - U_{БЭ}}{R_2}. \qquad (10.67)$$

Если $U_{ст} >> U_{БЭ}$, то это уравнение имеет вид

$$I_К = \frac{U_{ст}}{R_2}. \qquad (10.68)$$

Так как сопротивление $R_н$ достаточно велико, ток стабилитрона *VD2* равен току коллектора транзистора

$$I_К = I_{ст2} \qquad (10.69)$$

и не меняется при изменении напряжения $U_{ип}$. Благодаря этому дифференциальное сопротивление стабилитрона не оказывает влияния на выходное напряжение и $\Delta I_{ст2}\, r_{ст2} \to 0$.

Для повышения стабильности выходного напряжения параметрический стабилизатор на стабилитроне *VD1* также целесообразно питать от источника постоянного тока. Это выполнено в схеме рис. 10.37, *б*, в которой благодаря использованию транзисторов с разной электропроводностью созданы два источника постоянного тока $I_{ст1}$, $I_{ст2}$ на транзисторах *VT1*, *VT2*. Сопротивление нагрузки может быть подключено так, как показано на рис. 10.37, *б*, или подключено к стабилитрону *VD1*.

§ 10.10. НЕПРЕРЫВНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Непрерывные стабилизаторы напряжения, как правило, выполняются с последовательно включенным регулирующим элементом РЭ, параметрическим источником опорного напряжения (ИОН) с использованием различных схем сравнивающих устройств и усилителей сигнала рассогласования.

Реализацию непрерывного стабилизатора напряжения разберем на примере схемы, приведенной на рис. 10.38.

Регулирующий элемент выполнен на транзисторах *VT1*, *VT2*, *VT3*. Они включены в схему эмиттерным повторителем на составных транзисторах. Источник опорного напряжения ИОН собран на стабилитроне *VD3*. Особенностью параметрического стабилизатора является то, что стабилитрон *VD3* питается от источника неизменного тока (генератора постоянного тока), выполненного на транзисторе *VT5*, резисторах R_8, R_4, стабилитроне *VD2*. Принцип работы такого параметрического стабилизатора рассмотрен ранее в разделе параметрических стабилизаторов напряжения. Благодаря использованию генератора постоянного тока устраняется влияние дифференциального сопротивления стабилитрона *VD3* на величину опорного напряжения $U_{ст3}$, снимаемого с него.

Ток, отдаваемый в нагрузку генератором постоянного тока, мало зависит от значения напряжения $U_н$ и может быть найден из уравнения

$$I_{ст3} = \frac{U_{ст2} - U_{БЭ5}}{R_4}, \qquad (10.70)$$

где $U_{ст2}$ — напряжение стабилизации стабилитрона *VD2*; $U_{БЭ5}$ — напряжение база—эмиттер транзистора *VT5*.

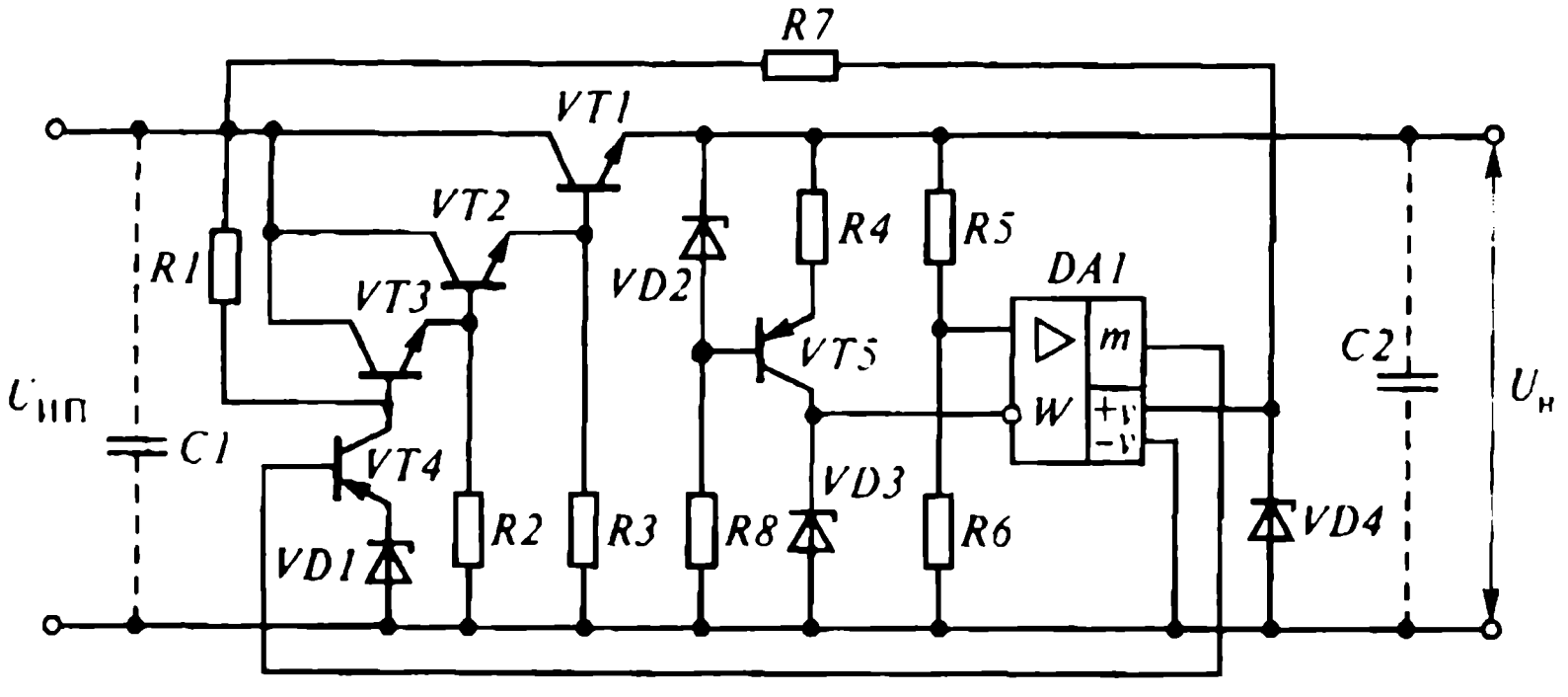


Рис. 10.38. Принципиальная схема непрерывного стабилизатора напряжения

Сравнивающее устройство и усилитель сигнала рассогласования, выполняющий функции устройства непрерывного управления параметрами регулирующего элемента, собраны на дифференциальном усилителе *DA1* и транзисторе *VT4*, включенном по схеме с ОЭ. Если бы этот усилитель (*DA1* — транзистор *VT4*) имел бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению, то выполнялось условие

$$U_{ст3} = U_н \frac{R_6}{R_5 + R_6} \qquad (10.71)$$

и выходное напряжение $U_н$

$$U_н = U_{ст3} \frac{R_5 + R_6}{R_6} \qquad (10.72)$$

не зависело от сопротивления нагрузки и значения входного напряжения $U_{ип}$, в случае, если $U_{ип} > U_н + 1{,}5$ В. При конечном значении коэффициента усиления ($K_{у\,и} \neq \infty$) между входами дифференциального усилителя будет иметься разность потенциалов. Соответственно напряжение $U_н$ будет отличаться от того значения, которое было бы в идеальном случае.

Непрерывный стабилизатор напряжения (рис. 10.38) можно представить в виде, приведенном на рис. 10.39.

В этой эквивалентной схеме усилитель *DA1* с включенным на его входе усилительным каскадом на транзисторе *VT4* показан как усилитель напряжения У, а составной эмиттерный повторитель на транзисторах *VT1—VT3* — как усилитель мощности УМ. По существу, это электронный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью через резисторы R_5, R_6, к неинвертирующему входу которого подключен источник опорного напряжения ($U_{ст3}$). Выходное напряжение такого усилителя равно

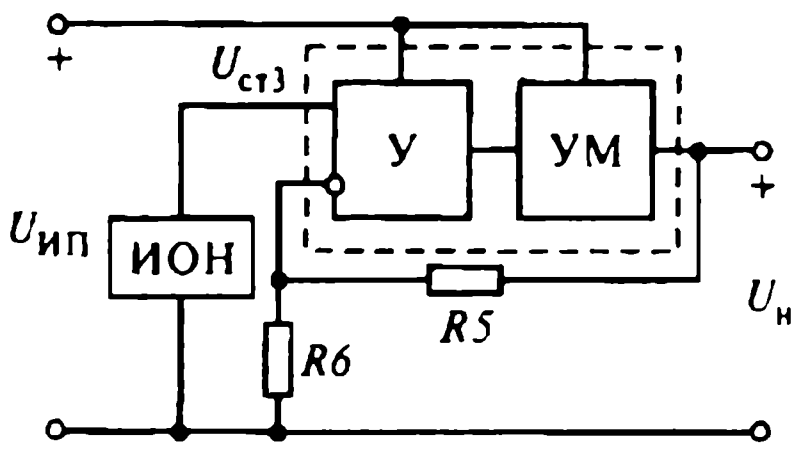


Рис. 10.39. Эквивалентная схема непрерывного стабилизатора напряжения

$$U_{н} = U_{ст3} \frac{K_{у\,и}}{1 + K_{у\,и}\beta}, \qquad (10.73)$$

где $K_{у\,и}$ — коэффициент усиления по напряжению тракта, включающего усилитель *DA1*, усилительный каскад на транзисторе *VT4* и эмиттерный повторитель на транзисторах *VT1—VT3*; β — коэффициент обратной связи:

$$\beta = \frac{R_6}{R_5 + R_6}. \qquad (10.74)$$

Чем больше значение коэффициента усиления $K_{у\,и}$, тем меньше влияние на выходное напряжение изменений его параметров. Для его увеличения и согласования уровней выходного напряжения усилителя *DA1* с параметрами транзистора *VT4* в цепь его эмиттера включен стабилитрон *VD1*. Его дифференциальное сопротивление в пробитом состоянии оценивается несколькими десятками ом. Поэтому усилительный каскад на транзисторе *VT4* не имеет глубокой местной обратной связи и обеспечивается максимальное значение коэффициента усиления по напряжению. Кроме того, благодаря стабилитрону *VD1* управляющее напряжение, снимаемое с выхода усилителя *DA1*, должно быть равным $U_{вых\,у}$:

$$U_{вых\,у} = U_{ст1} + U_{БЭ4}, \qquad (10.75)$$

где $U_{БЭ4}$ — напряжение база—эмиттер транзистора *VT4*.

Дифференциальный усилитель *DA1* при дифференциальном входном сигнале, равном нулю, имеет постоянное выходное напряжение, близкое к половине напряжения питания. Поэтому напряжение питания усилителя *DA1* целесообразно иметь в два раза большим напряжения стабилизации стабилитрона *VD1*. Следовательно, стабилитрон *VD4*, с помощью которого обеспечивается напряжением усилитель *DA1*, следует выбирать таким, чтобы его напряжение стабилизации $U_{ст4}$ было бы приблизительно в два раза больше напряжения стабилизации стабилитрона *VD1*

$$U_{ст1} \approx \frac{1}{2} U_{ст4}. \qquad (10.76)$$

Для улучшения параметров переходных процессов, наблюдаемых при включении стабилизатора, компоненты, выполняющие функции сравнивающего устройства и усилителя сигнала рассог-

ласования, следует запитывать от участка цепи, предшествующего тому участку, в который включен регулирующий элемент.

В рассматриваемом случае для осуществления этой рекомендации введен дополнительный параметрический стабилизатор, состоящий из резистора R_7 и стабилитрона *VD4*. Резистор R_7 подключен к напряжению источника питания $U_{ип}$ до регулирующего элемента на транзисторах *VT1—VT3*.

Резистор R_1, от значения которого зависит коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада на транзисторе *VT4* (рис. 10.40), выбирается исходя из следующих соображений.

При минимальном значении нагрузки стабилизатора $R_{н\,min}$, когда сопротивление транзистора *VT4* достаточно велико и основная часть тока потребляется транзистором *VT3*, падение напряжения на резисторе R_1 должно быть меньше значения

$$R_1 \frac{U_н + U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + U_{БЭ3}}{R_{н\,min} h_{21э1} h_{21э2} h_{21э3}} < U_{ип} - (U_н + U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + U_{БЭ3}). \quad (10.77)$$

При выполнении этого условия гарантируется, что при закрытом транзисторе *VT4* и минимальном сопротивлении нагрузки будет получено большее, чем требуемое напряжение на базе транзистора *VT3*. Для увеличения коэффициента усиления резистор R_1 желательно брать по возможности большим, но меньше того значения, при котором приведенное неравенство перестает выполняться. При $R_н \to \infty$ через транзистор *VT4* протекает ток $I_{К4}$, равный

$$I_{К4} = \frac{U_{ип} - U_н - U_{БЭ1} - U_{БЭ2} - U_{БЭ3}}{R_1}. \quad (10.78)$$

Максимальное значение коллекторного тока транзистора *VT4* $I_{К\,max}$ должно быть больше тока $I_{К4}$.

Непрерывный стабилизатор уменьшает коэффициент пульсаций у выходного напряжения $U_н$. Он может рассматриваться как активный фильтр низких частот, уменьшающий значение пере-

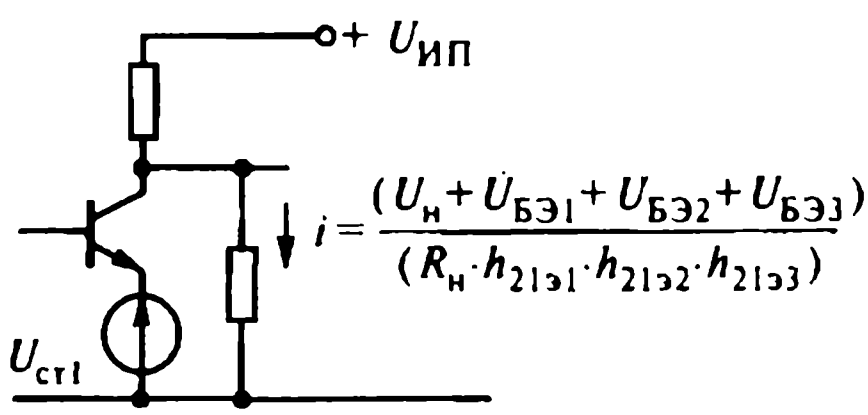


Рис. 10.40. Эквивалентная схема выходной части усилителя напряжения

менной составляющей в выходном напряжении. Эффективность такого фильтра тем больше, чем меньше уровень пульсаций постоянного напряжения ИОН. Если же пульсации на выходе ИОН и на выходе делителя из резисторов R_5 и R_6 имеют одинаковую величину, то дифференциальный сигнал усилителя *DA1* будет иметь постоянную величину, и стабилизатор напряжения не будет дополнительно выполнять функции фильтра низких частот. Из сказанного следует, что чем стабильнее мгновенное напряжение ИОН, тем более эффективен активный фильтр низких частот.

Пульсации напряжения ИОН $\Delta U_{ст3}$ приведут к появлению пульсаций выходного напряжения $\Delta U_н$:

$$\Delta U_н = \Delta U_{ст3} \frac{R_5 + R_6}{R_6}. \qquad (10.79)$$

Если резистор R_5 шунтировать конденсатором C, то коэффициент передачи переменной составляющей напряжения ИОН уменьшится и пульсации выходного напряжения снизятся:

$$\Delta U_н = \Delta U_{ст3} \frac{R_5 || 1/j\omega C + R_6}{R_6}. \qquad (10.80)$$

При выполнении условия $|R_5||1/j\omega C| < R_6$ пульсации выходного напряжения

$$\Delta U_н = \Delta U_{ст3}. \qquad (10.81)$$

Непрерывные стабилизаторы, в основном, различаются схемами выполнения усилителей рассогласования и второстепенными элементами, не имеющими принципиального значения. Они проектируются исходя из значений требуемых напряжения, максимальной мощности, отдаваемой в нагрузку, значений коэффициентов стабилизации и сглаживания пульсаций, динамических характеристик. Во многих практически важных случаях возможно использование микросхем интегральных стабилизаторов напряжения, параметры которых известны и гарантируются изготовителем.

Интегральные стабилизаторы напряжения выпускаются в виде микросхем. Они подключаются к источнику электрической энергии (напряжения), параметры которого могут изменяться в достаточно широких пределах. Сопротивление нагрузки подсоединяется к их выходу. Обычно к микросхеме подключается несколько навесных компонентов, в частности, для увеличения выходной мощности может быть использован дополнительный мощный на-

весной транзистор или несколько транзисторов. В этих случаях интегральный стабилизатор играет роль схемы управления для мощного регулирующего элемента, выполненного на навесных компонентах. Радиатор или дополнительный теплоотвод крепится с помощью винтов или компаунда. Без этого компонента микросхема может перегреться и выйти из строя при отдаваемой мощности существенно меньшей номинального значения. Из отечественных разработок наиболее известны микросхемы 142-й серии. Кроме этого, сравнительно недавно появились стабилизаторы напряжений серий 1157, 1168, 1170.

Параметры некоторых наиболее часто применяемых отечественных микросхем стабилизаторов напряжения сведены в табл. 10.2. Часть их позволяет стабилизировать напряжение положительной полярности, а другая часть — отрицательной.

Для практического применения обычно достаточно иметь информацию о схеме включения микросхемы и номиналах подключаемых к ней внешних компонентов. При этом, как правило, не требуется знать особенности ее принципиальной схемы. Так, на рис. 10.41 в качестве примера показаны схемы включения интегральных стабилизаторов типа К142ЕН3, К142ЕН6, К142ЕН11.

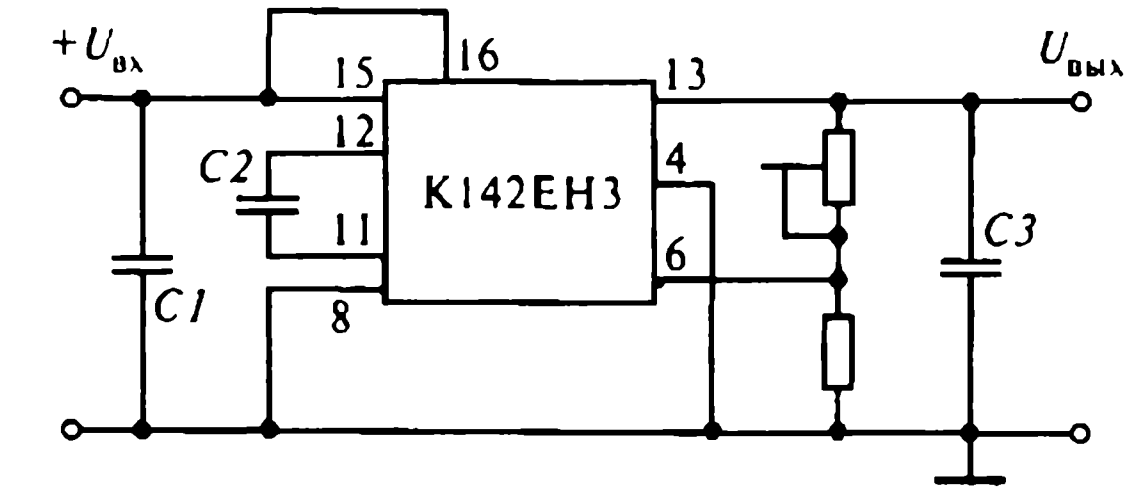
Конденсаторы C_1, установленные на входах стабилизаторов, сглаживают пульсации выпрямленного напряжения. По существу это конденсатор емкостной нагрузки, на которую работает выпрямительное устройство. Конденсаторы, установленные на выходах микросхем, улучшают динамические характеристики стабилизатора напряжения при резких изменениях сопротивления нагрузки. Благодаря им быстродействие электронной схемы стабилизации может быть существенно снижено. При резких изменениях нагрузки этот конденсатор отдает накопленную в нем энергию или, наоборот, начинает ее накапливать. За счет этого исключается появление бросков напряжения на выходе стабилизатора.

Прекрасные результаты по стабилизации напряжения непрерывными стабилизаторами удается получить с помощью импортных микросхем. Наиболее известны разработки фирм Analog Devices и Maxim.

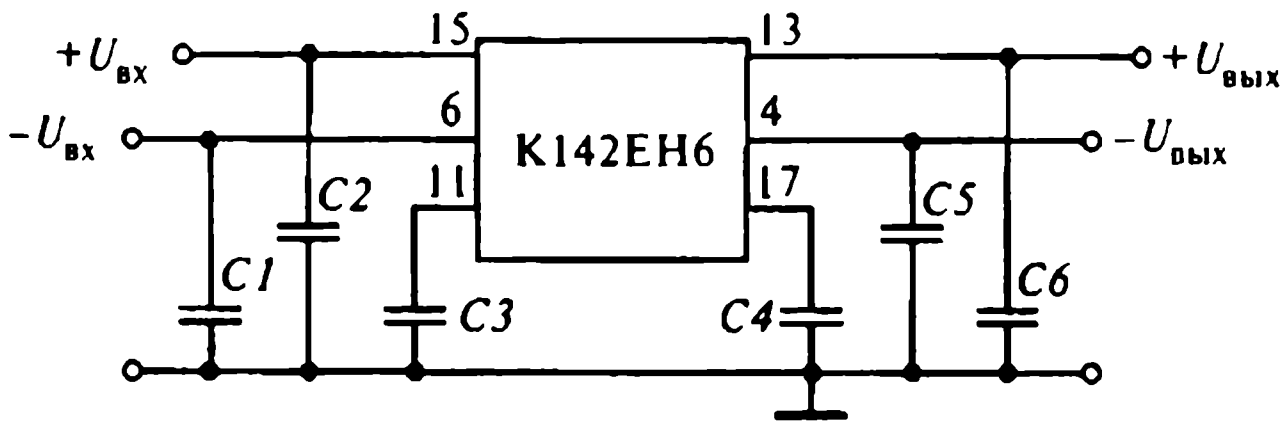
Так, например, с помощью микросхемы AD586 можно создать прецизионный источник опорного напряжения 5В ± 2 мВ, имеющий ничтожно малое значение температурного дрейфа выходного напряжения и малый уровень шумов — 4 мкВ. Не уступают ему по основным параметрам микросхемы AD587, AD680, AD780, REF191, REF192 и др. Созданы также программируемые прецизионные источники опорных напряжений, например, 1009ЕН2, AD584. В них, в зависимости от того, на какие выводы поданы внешние напряжения и как выводы соединены между собой, мож-

Таблица 10.2

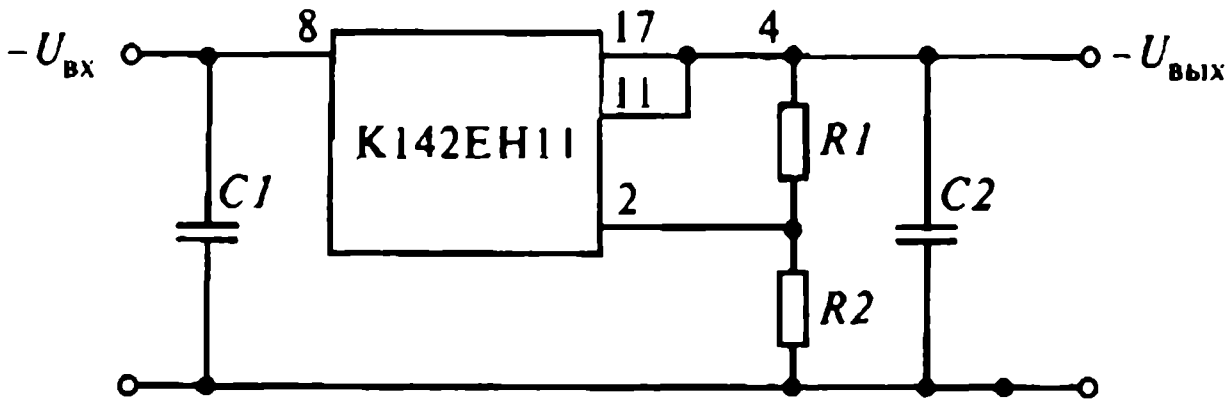
Тип стабилизатора	$K_{ст(с)}$	$K_{ст(д)}$	$(U_{вх} - U_{вых})_{min}$, В	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	$I_{н.max}$, мА	$I_{пот}$, мА
К142ЕН1А К142ЕН1Б	0,3 0,1	0,5 0,2	3	9...20	3...12	50...150	4
К142ЕН2А К142ЕН2Б	0,3 0,1	0,5 0,2	3	15...40	12...30	50...150	4
К142ЕН3А К142ЕН3Б	0,05	0,5	3	19...45	16...30	—	10
К142ЕН5А К142ЕН5Б	0,05	2	—	—	4,9...5,1 5,88...6,12	—	10 10
К142ЕН6	0,0015	0,2	2,2	—	+15, −15	200	—
К142ЕН8	0,05	1	2,5	12...35	14,55...15,45	1500	10
К142ЕН9	0,05	1	2,5	23...40	19,6...27,7	1500	10
К142ЕН10	0,05	1,0			−(3...20)	500	7,0
К142ЕН11	0,05	0,33	—	35	−(1,2...30)	—	—
1157ЕН	—	—	—	—	5...27	600	—
1168ЕН1	—	—	—	—	−(1,5...37)	100	2
1170ЕН	—	—	0,6	—	5, 6, 8, 9, 12	100	1,5



а)



б)



в)

Рис. 10.41. Схемы включения микросхем интегральных стабилизаторов типа К142ЕН3 (*а*), К142ЕН6 (*б*), К142ЕН11 (*в*)

но получить четыре значения выходных напряжений: 10,0, 7,5, 5,0 и 2,5 В. Возможно также получение других значений выходного напряжения, находящегося между стандартными значениями. В этом случае к микросхеме подключается дополнительное внешнее сопротивление для регулировки выходного напряжения.

§ 10.11. ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Импульсные стабилизаторы напряжения обычно используются тогда, когда требуется получить большие токи от ИВЭП и достаточно большой КПД стабилизатора. При проектировании ИВЭП используются структуры, рассмотренные в § 10.4, причем ввиду меньшей величины пульсаций выходного напряжения чаще всего

применяются структуры импульсных стабилизаторов понижающего типа (см. рис. 10.3).

В настоящем разделе рассмотрим вопросы практической реализации импульсных стабилизаторов напряжения. Принципиальная схема простейшего из них приведена на рис. 10.42. Транзистор *VT1* работает в ключевом режиме. При подключении к схеме входного напряжения $U_{вх}$ на неинвертирующем входе усилителя *DA1*, работающего в режиме компаратора напряжений, установится опорное напряжение $U_{оп}$. Оно обеспечивается параметрическим стабилизатором напряжения, выполненном на резисторе R_1 и стабилитроне *VD1*. На выходе усилителя *DA1* установится большое выходное напряжение, которое откроет транзистор *VT1*.

Он окажется в режиме насыщения или на границе этого режима. Ключ на транзисторе *VT1* будет отперт. Через дроссель L начнет нарастать электрический ток. Значение его будет зависеть от напряжения $U_{вх}$, сопротивлений нагрузки стабилизатора $R_н$, внутреннего сопротивления отпертого ключа $R_{T_{отп}}$ и сопротивлений R_2, R_3. Его значение может быть найдено из уравнения

$$U_{вх} = i_L[R_{T_{отп}} + R_н || (R_1 + R_2)] + L\frac{di_L}{dt}. \qquad (10.82)$$

Если дроссель представляет из себя линейную катушку индуктивности, то ток $i_L(t)$ характеризуется уравнением

$$i_L(t) = \frac{U_{вх}}{R_{T_{отп}} + R_н || (R_1 + R_2)}(1 - e^{-t/\tau}). \qquad (10.83)$$

В уравнениях (10.82) и (10.83): i_L — ток дросселя L; $R_{T_{отп}}$ — сопротивление отпертого ключа; $R_н$ — сопротивление нагрузки стабилизатора напряжения; τ — постоянная времени цепи

$$\tau = \frac{L}{R_{T_{отп}} + R_н || (R_1 + R_2)}. \qquad (10.84)$$

Ток i_L заряжает конденсатор C_1 и протекает через сопротивление нагрузки $R_н$ и резисторы R_1, R_2. Как только напряжение на конденсаторе C_1 достигнет значения, при котором $U_{оп} = U_н$, усилитель *DA1* выходит в линейную область и напряжение на его выходе уменьшается. Это приводит к запиранию транзистора *VT1*. При уменьшении его тока в дросселе L появляется ЭДС самоиндукции, препятствующая изменению тока в цепи. При этом потенциал точки *a* станет отрицательным относительно земли.

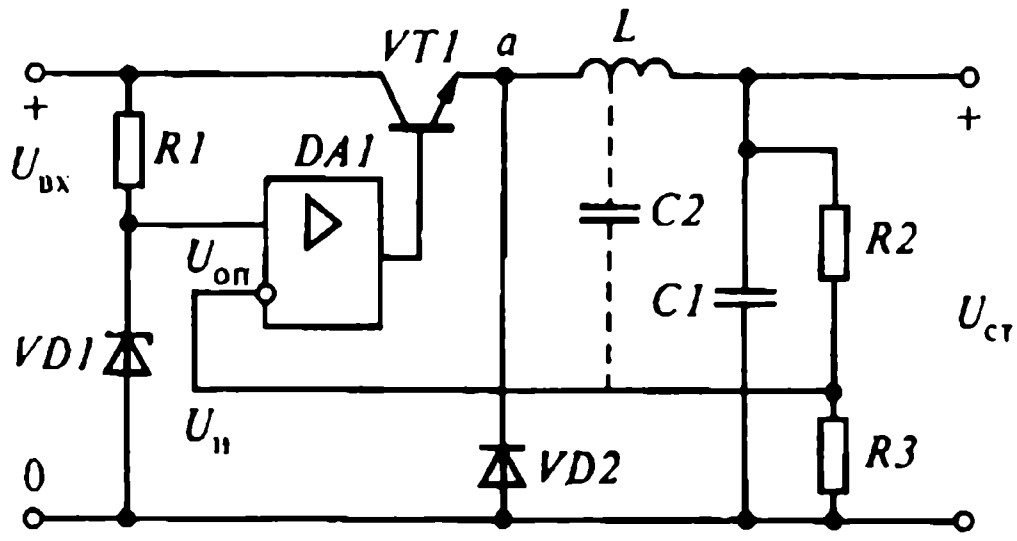


Рис. 10.42. Импульсный стабилизатор напряжения

Диод *VD2* отопрется, и зафиксирует потенциал эмиттера транзистора *VT1* на нулевом уровне (точнее на уровне падения напряжения на диоде *VD2* — (0,5...0,6 В)). Энергия, запасенная в магнитном поле дросселя, уменьшается за счет того, что возникший импульс ЭДС самоиндукции заряжает конденсатор C_1 и электрический ток протекает через сопротивление нагрузки $R_н$. При этом напряжение на конденсаторе C_1 увеличивается, благодаря чему уменьшается напряжение на выходе усилителя *DA1*. Вследствие этого обеспечивается запирание транзистора *VT1* на промежуток времени, пока $U_н > U_{оп}$.

Когда ток дросселя L уменьшится до значения, меньшего тока нагрузки $R_н$, конденсатор C_1 начнет разряжаться. Напряжение на инвертирующем входе будет уменьшаться. В момент, когда оно станет меньшим, чем $U_{оп}$, выходное напряжение усилителя отопрет транзистор *VT1* и цикл повторится.

Выходное стабилизированное напряжение будет колебаться около заданного значения $U_{вых} \approx U_{оп} \dfrac{R_2 + R_3}{R_3}$ с амплитудой, величина которой зависит от чувствительности усилителя *DA1*.

Подобные импульсные стабилизаторы имеют параметры колебаний, существенно зависящие от индуктивности дросселя L, емкости конденсатора C_1 и допустимой величины пульсаций выходного напряжения.

Для улучшения четкости работы можно в схему ввести положительную обратную связь через конденсатор C_2.

Из-за наличия колебаний на выходе импульсного стабилизатора напряжения иногда применяют двухступенчатые стабилизаторы: первый — предварительный импульсный стабилизатор, второй — непрерывный, подключенный к выходу импульсного.

Для облегчения реализации импульсных стабилизаторов напряжения разработаны интегральные микросхемы. В некоторых из них,

как например, в микросхеме 142ЕП1, содержится несколько функциональных узлов, облегчающих и упрощающих построение стабилизаторов. В других — стабилизатор выполнен полностью внутри, и для увеличения мощности используется навесной транзистор.

Принципиальная схема микросхемы 142ЕП1 приведена на рис. 10.43.

Внутри ее имеются функциональные узлы, выполняющие функции усилителя с дифференциальным входом, источника опорного напряжения (ИОН), регулирующего элемента (электронных ключей). При использовании микросхемы схема ее включения берется из соответствующих руководящих технических материалов.

В ряде случаев используется широтно-импульсная модуляция, позволяющая изменять соотношение между длительностями включенного и выключенного состояниями ключа. На рис. 10.44 приведена схема, поясняющая реализацию стабилизатора напряжения

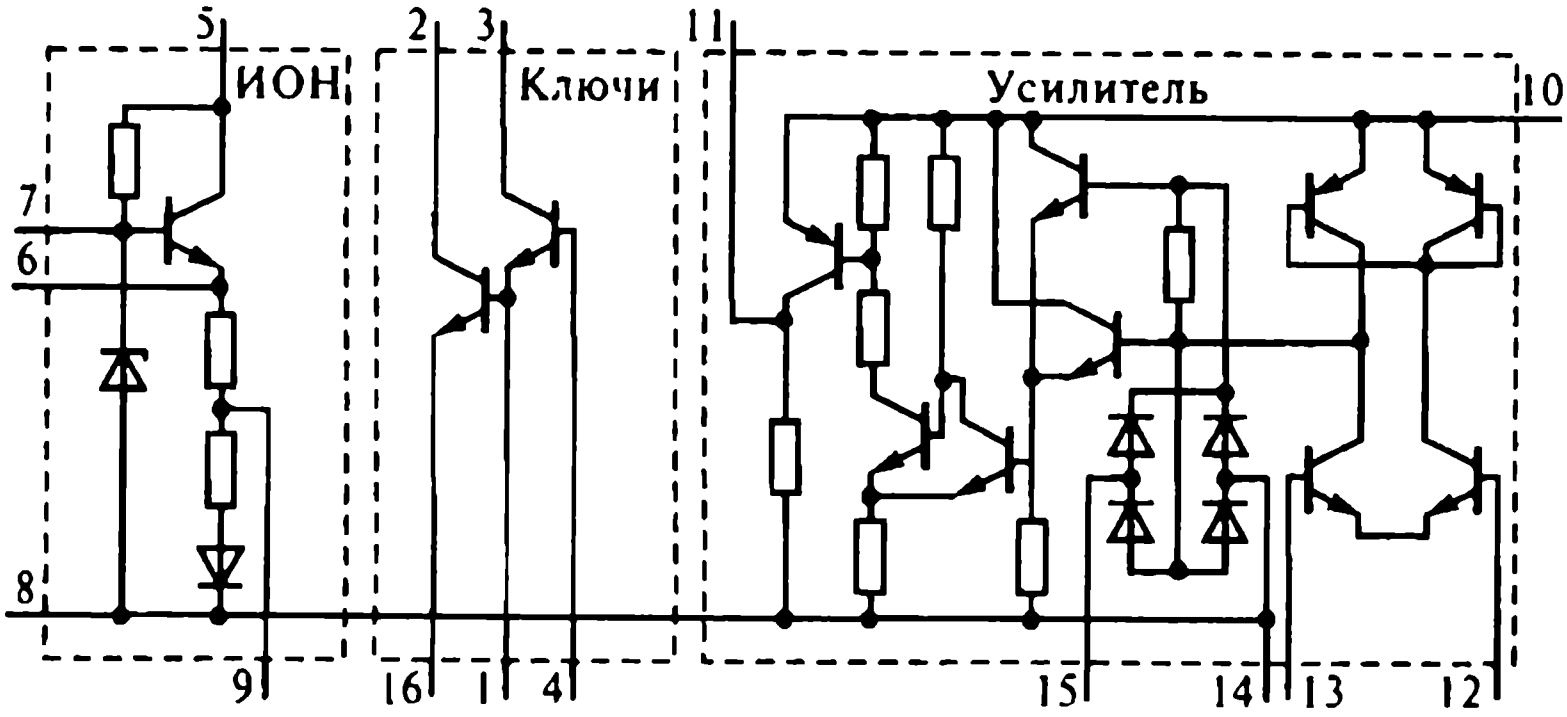


Рис. 10.43. Принципиальная схема микросхемы 142ЕП1

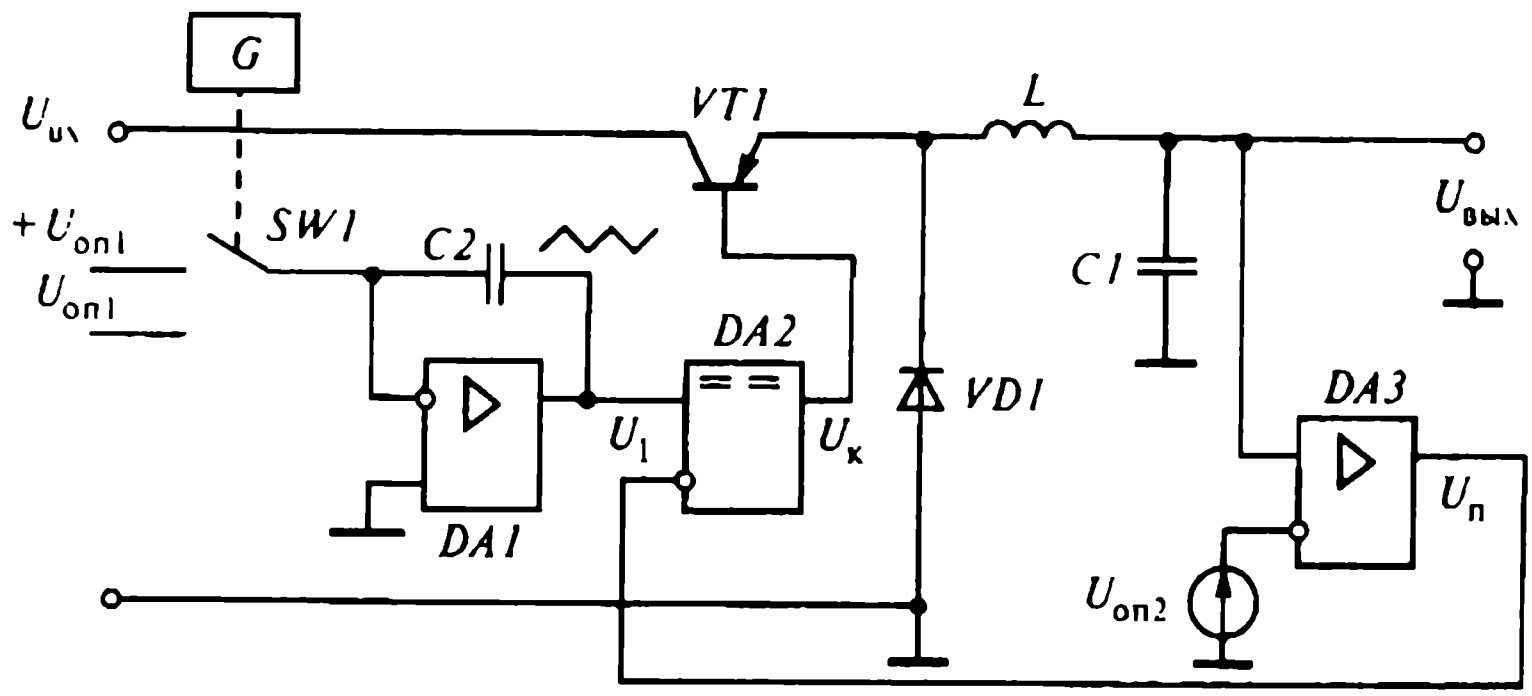


Рис. 10.44. Импульсный стабилизатор напряжения с ШИМ-модуляцией

с ШИМ. В ней имеется генератор треугольного напряжения частотой f, выполненный на усилителе *DA1*, включенном интегратором, ключе *SW1*, управляемом от генератора *G* и источниках опорного напряжения ($+U_{оп1}$) и ($-U_{оп1}$). Ключ на транзисторе *VT1* управляется от компаратора напряжений *DA2*. Разница между выходным напряжением и заданным $U_{оп2}$ усиливается усилителем *DA3*. Его выходной сигнал подключен ко второму входу компаратора напряжений *DA2*.

Если выходное и опорное напряжения $U_{оп2}$ равны друг другу (рис. 10.45, *а*), то напряжение $U_п$ на втором входе компаратора *DA2* равно нулю и на его выходе будут симметричные по длительности импульсы.

Ключ *VT1* будет находиться в запертом и отпертом состояниях одинаковые промежутки времени. Если $U_{вых} > U_{оп2}$ (рис. 10.45, *б*), соотношения между длительностями включенного и выключенного состояний ключа изменятся. И он оказывается во включенном состоянии большой промежуток времени, а в выключенном — малый. В итоге в цепь нагрузки отдается большая энергия и выходное напряжение увеличивается. Точность поддержания выходного сигнала зависит от значения коэффициента усиления усилителя *DA3*. Чем больше его величина, тем точнее поддерживается уровень выходного напряжения.

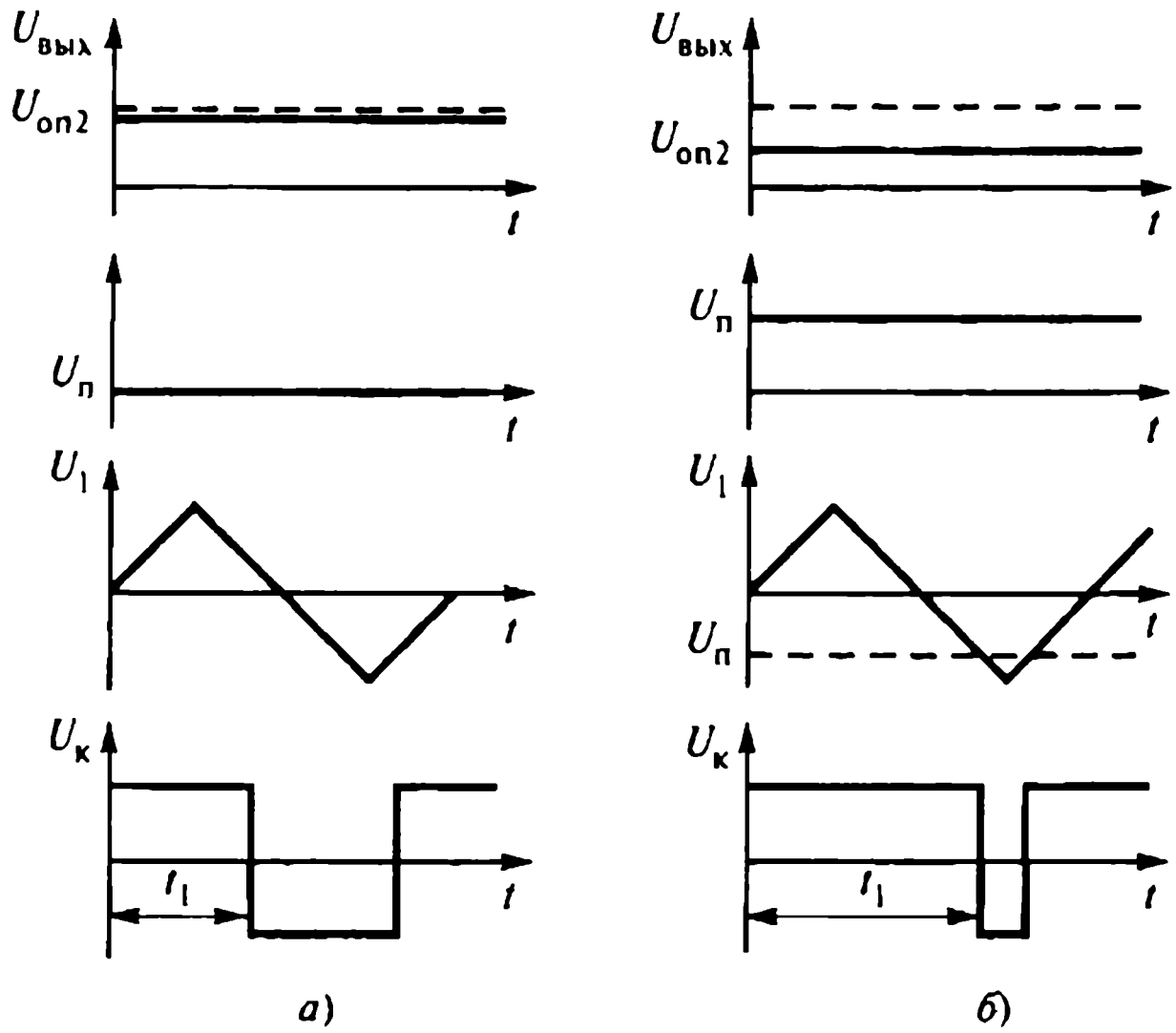


Рис. 10.45. Диаграммы напряжений при малом (*а*) и большом (*б*) токах нагрузки

Аналогично можно построить импульсный стабилизатор с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ). В нем следует установить одновибратор, задающий длительность включенного состояния ключа, а частоту его запуска сделать зависимой от напряжения погрешности выходного напряжения. Для этого можно поставить генератор прямоугольного напряжения с компаратором и интегратором. На вход интегратора подавать напряжение погрешности преобразования, снимаемое с выхода усилителя сигнала погрешности. Чем больше эта величина, тем быстрее интегратор заряжается до напряжения срабатывания компаратора. После его срабатывания запускается одновибратор, который включает ключ стабилизатора и замыкает ключ, разряжающий конденсатор интегратора. В итоге, чем меньше погрешность преобразования, тем меньше частота включения ключа, и наоборот.

Одна из возможных схем импульсного стабилизатора с ЧИМ приведена на рис. 10.46.

В ней усилитель сигнала погрешности выполнен на микросхеме *DA1*, интегратор сигнала погрешности — на микросхеме *DA2*. Роль порогового устройства с гистерезисом (триггер Шмитта), выходной сигнал которого запускает одновибратор на *DD1*, играет микросхема *DD2*. Одновибратор управляет основным ключом на транзисторе *VT1* и ключом, разряжающим конденсатор интегратора *SW1*. Сигнал, равный разности выходного $U_{вых}$ и опорного напряжений, усиливается усилителем *DA1*. Ток, создаваемый им, заряжает конденсатор C_1, включенный в цепь обратной связи операционного усилителя *DA2*. Поэтому напряжение на выходе интегратора изменяется в течение времени по линейному закону. Когда оно достигает порогового уровня, пороговое устройство на *DD2* срабатывает. Его сигнал запускает одновибратор *DD1*, который открывает ключ *VT1* и ключ *SW1* на определенный промежуток времени. При замыкании этих ключей напряжение на выходе

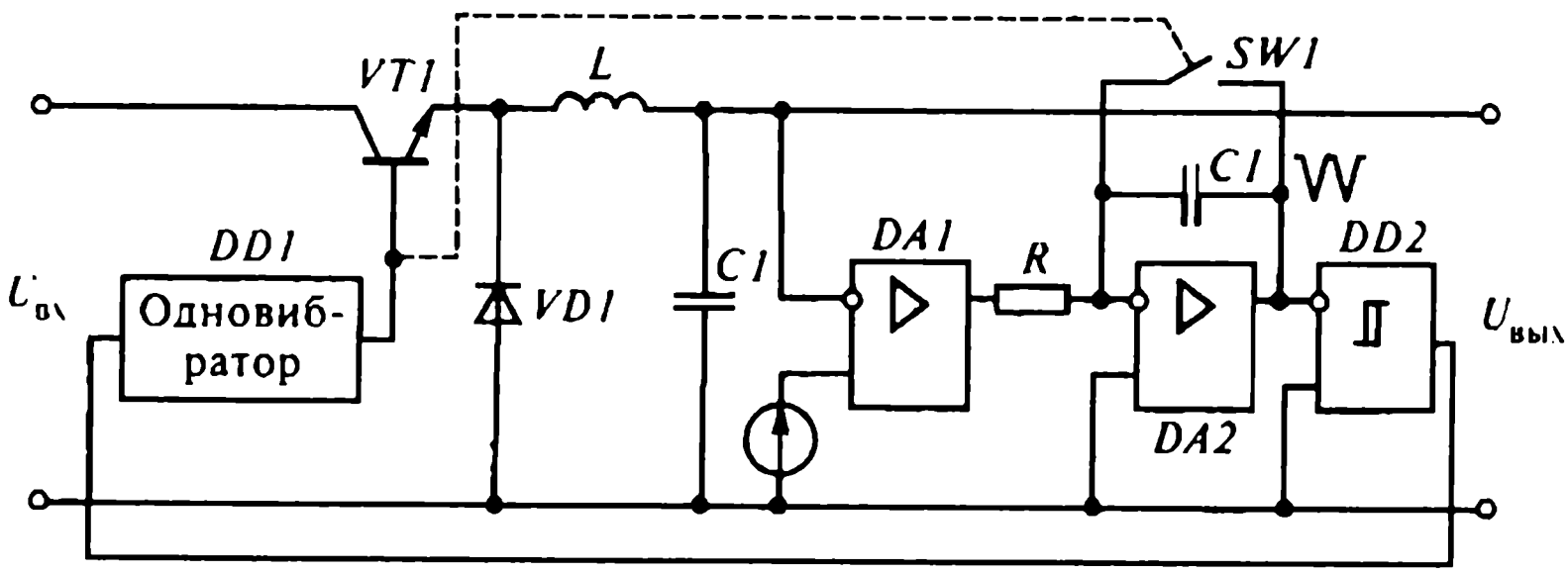


Рис. 10.46. Импульсный стабилизатор напряжения с частотно-импульсной модуляцией

интегратора падает до нуля, пороговое устройство возвращается в исходное положение. По возвращении одновибратора *DD1* в исходное положение ключи на транзисторе *VT1* и микросхеме *SW1* размыкаются. Интегратор начинает заряжаться током, пропорциональным погрешности выходного напряжения. Чем он больше, тем с большей скоростью заряжается конденсатор и выше частота импульсов, снимаемых с выхода порогового устройства *DD2*. Чем больше коэффициент усиления усилителя *DA1*, тем точнее поддерживается требуемое значение выходного напряжения.

Для нормальной работы функциональных узлов, обеспечивающих управление ключом и согласования уровней управляющих сигналов, часто требуется иметь дополнительный источник напряжения питания. В ряде случаев он не стабилизирован вообще или плохо стабилизирован. Основная цель его введения — получение требуемых смещений напряжения управляющего сигнала.

На сегодняшний день разработано множество схем, позволяющих реализовать структуры импульсных стабилизаторов напряжения, рассмотренных в § 10.4.

§ 10.12. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВХОДОМ

Источники вторичного питания с бестрансформаторным входом постепенно начинают вытеснять источники питания с трансформаторным входом из тех областей, в которых требуется получать средние и большие мощности. Это объясняется тем, что их преимущества (малые массогабаритные показатели, большой коэффициент полезного действия при повышенных мощностях) заставляют пренебрегать их недостатками. К последним обычно относят большую сложность схемы, более тяжелые режимы работы активных компонентов, большой уровень помех, которые передаются в цепь первичного источника питания, а также распространяются в форме электромагнитных волн, более низкая надежность.

Построение источника вторичного электропитания с бестрансформаторным входом рассмотрим на примере, показанном на рис. 10.47. В этом ИВЭП частично реализована структура, приведенная на рис. 10.2, *б*.

В нем входное напряжение первичной сети 220 В преобразуется в постоянное напряжение с помощью выпрямителя, выполненного на диодах *VD1—VD4*. Пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются с помощью электролитического конденсатора C_5, имеющего большую емкость. Параллельно с ним включен керамический конденсатор C_4 с емкостью порядка долей микрофарады. Его назначение — устранение высокочастотных колебаний напряжений на выходе выпрямителя, которые могут появиться вследст-

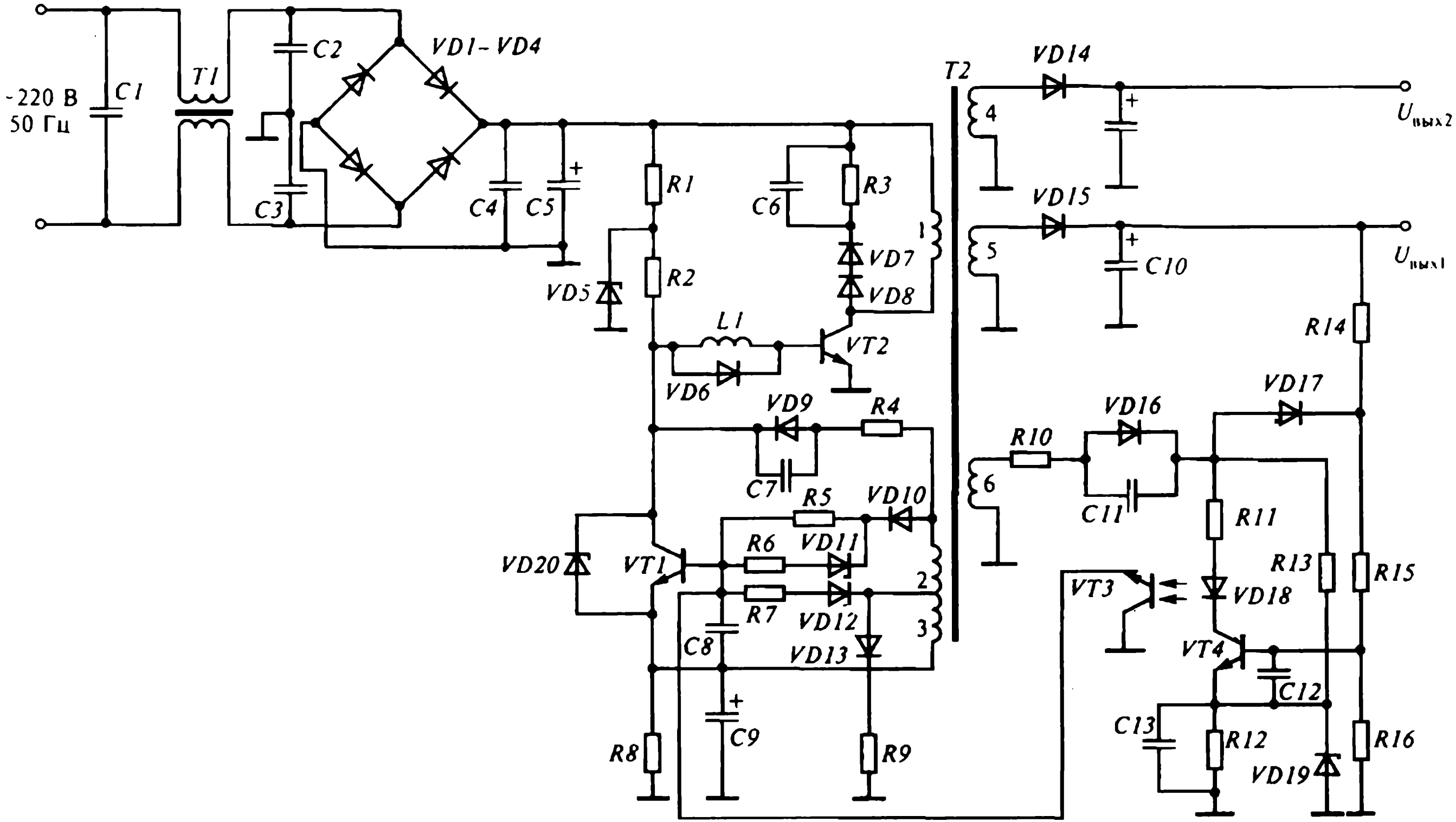


Рис. 10.47. Источник вторичного электропитания с бестрансформаторным входом

вие работы преобразователя частоты. Для того чтобы уровень импульсных помех, попадающих в первичную сеть, не превышал допустимых значений, между выпрямителем и сетью установлен помехоподавляющий фильтр. Он выполнен на трансформаторе *T1* и конденсаторах C_1, C_2, C_3.

Постоянное напряжение преобразуется в переменное высокочастотное с помощью силового ключа, выполненного на транзисторе *VT2*. Он управляется коллекторным напряжением транзистора *VT1*. Дроссель L_1, диоды *VD6*, *VD7*, *VD8*, резистор R_3 и конденсатор C_6 введены для обеспечения требуемой траектории изменений тока и падения напряжения на транзисторе. Это в основном необходимо для исключения пробоя транзистора *VT2* при его запирании. Так, дроссель L_1 кратковременно увеличивает ток базы транзистора *VT2*, что способствует более быстрому рассасыванию заряда в базе, диоды *VD7*, *VD8* ограничивают величину импульса напряжения самоиндукции, приложенного к коллектору транзистора *VT2*.

Ток диодов *VD7*, *VD8* ограничивается резистором R_3, а заряд на конденсаторе C_6 создает динамическое напряжение смещения на них. Так как дроссель L_1 шунтирован диодом *VD6*, то индуктивность дросселя практически не влияет на скорость отпирания транзистора *VT2*. Положительный перепад отпирающего напряжения передается в базу транзистора *VT2* через этот диод.

Управляющие сигналы на силовой ключ на транзисторе *VT2* подаются с коллектора транзистора *VT1*. Эта пара транзисторов вместе с трансформатором *T2* представляют собой усложненный блокинг-генератор (мультивибратор с магнитной связью). Положительная обратная связь обеспечивается с помощью обмоток *2* и *3*. Диоды *VD10*, *VD12*, *VD13* и стабилитрон *VD11* обеспечивают получение требуемых для нормальной работы токов и напряжений смещения. От величин этих токов, определяемых значениями резисторов R_5—R_9 и емкости конденсатора C_7, зависит частота работы блокинг-генератора. Их значения изменяются транзистором *VT3*, входящим в состав оптопары *VD18*—*VT3*. Благодаря этому на стадии преобразования постоянного напряжения в переменное удается стабилизировать величину выходного сигнала.

Ток транзистора *VT3* зависит от падающего на него светового потока, создаваемого светодиодом *VD18*. Транзистор *VT4* задает ток диода *VD18*. Чем больше ток его базы, тем больше значение тока коллектора и яркость свечения светодиода. Ток базы транзистора *VT4* зависит от значения выходного напряжения $U_{вых1}$. Это есть следствие того, что эмиттер транзистора *VT4* подключен к стабилитрону *VD19*, являющемуся источником опорного напряжения. Чем больше величина выходного напряжения $U_{вых1}$, тем больше ток светодиода *VD16*, больше яркость его свечения и

больше ток фототранзистора *VT3*, увеличение которого приводит к уменьшению длительности включенного состояния ключа на транзисторе *VT2*. В результате уменьшается энергия, «вводимая» в трансформатор *T2*, и величина выходного напряжения.

Обмотка *6*, диод *VD15* используются для питания транзистора *VT4*, от которого зависит скважность работы блокинг-генератора и длительность нахождения во включенном состоянии транзистора *VT2*.

В данном ИВЭП по существу стабилизируется только напряжение $U_{вых1}$. Но так как ЭДС вторичных обмоток соотносятся между собой как числа их витков, происходит стабилизация напряжений, снимаемых со всех остальных обмоток, например $U_{вых2}$. Но точность стабилизации их выходных напряжений оказывается хуже, так как никак не компенсируется падение напряжения в цепи выпрямителя и на активных сопротивлениях обмоток.

ИВЭП, упрощенная схема которого рассмотрена выше, применен в составе одного из типов персонального компьютера. Так как это изделие, выпускаемое в массовом количестве, то небольшие изменения стоимости любого из узлов приводят к существенному экономическому эффекту. Поэтому в нем использован однотактный преобразователь частоты (на транзисторах *VT1*, *VT2*), который с электрической точки зрения менее эффективен, чем двухтактный. Это есть следствие того, что при работе с однополярными импульсами тока, протекающими через обмотку *1*, магнитопровод трансформатора *T2* работает на частном цикле кривой $B = f(H)$, где B и H — магнитные индукция и напряженность. При этом дифференциальное значение магнитной проницаемости, от которого зависят индуктивности, окажется малым. Поэтому в большинстве случаев предпочтение отдают двухтактным преобразователям частоты, в которых магнитный поток в магнитопроводах протекает в противоположных направлениях в разные промежутки времени. В этом случае существенно повышается эффективность использования трансформатора, но увеличивается количество компонентов электроники. В ряде случаев двухтактный преобразователь частоты устанавливается за однотактным ключом, выполняющим функцию регулирования напряжения, или перед двухтактным преобразователем частоты устанавливается импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа. При этом преобразователь частоты с трансформатором обеспечивают гальваническую развязку между первичным источником энергии и сопротивлениями нагрузки. Эти решения достаточно эффективны, так как по мере развития технологии микроэлектроники появляется все больше удачных и дешевых интегральных микросхем импульсных стабилизаторов напряжения.

При построении ИВЭП обычно предусматривают цепи защиты. Практически всегда используют плавкий предохранитель, устанавливаемый в цепи подключения источника первичного электропитания. Внутри схем стабилизаторов вводят электронные быстродействующие цепи защиты от перегрузок по току и от перенапряжений. Это, как правило, пороговые элементы электроники, действие которых проявляется только после того, как соответствующие параметры выйдут за пределы допустимых значений. При этом происходит процесс ограничения соответствующего значения на заданном пороговом уровне. В некоторых случаях при длительном включении цепи защиты происходит срабатывание электромеханической защиты (реле), которое отключает ИВЭП от первичного источника энергии.

В настоящее время промышленностью освоены и выпускаются различные электронные компоненты и микросхемы, облегчающие построение источников питания самого различного назначения. Так, в каталогах имеется информация о непрерывных стабилизаторах напряжения со сверхнизким падением напряжения на нем (100 мВ), наличием режима энергосбережения, в котором потребляемый микросхемой ток снижается до 1 мкА, наличием сигнализации о катастрофическом снижении входного напряжения и выходе микросхемы из режима стабилизации с погрешностью стабилизации напряжения 0,15% (АДР3301, АДР3302). Рекламируются импульсные стабилизаторы напряжения с высоким КПД и режимом энергосбережения. Так, в микросхеме АДР1147 КПД больше 95%, диапазон входных напряжений 3,5...20 В; рабочая частота — 250 кГц; выходные напряжения — 3,3 В и 5 В; потребляемый ток в режиме энергосбережения — 22 мкА. Причем режим энергосбережения включается автоматически при малом сопротивлении нагрузки (микросхема АДР1149).

Выпускаются микросхемы, работающие как в режиме повышающего, так и понижающего импульсного стабилизатора, например АДР3000. При этом ИВЭП может работать от первичного источника энергии с меньшим и большим напряжениями, чем это требуется получить на сопротивлении нагрузки. Минимальные значения входных напряжений у современных микросхем находятся на уровне 1 В при напряжениях 3,3 В и 5 В и 12 В на сопротивлении нагрузки (АДР1110). Выпускаются также микросхемы, позволяющие обеспечить получение образцовых значений напряжения. Поэтому на сегодняшний день при создании ИВЭП в значительной степени потеряли значение методы детального их расчета. Задача проектирования ИВЭП в типовых случаях все больше приближается к системотехнической. Из типовых «кубиков», характеристики которых известны и нормированы производителем, собирается устройство с требуемыми свойствами и потребительским качеством.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей книге авторы постарались в доступной форме изложить совокупность тех вопросов, которые должны знать специалисты в областях приборостроения, измерительной техники, электроники, автоматики и электромеханики.

Элементная и компонентная базы электроники быстро изменяются. Для их освоения и грамотного использования необходимо достаточно глубокая теоретическая подготовка. Без нее тяжело или невозможно выполнять проектирование электронных функциональных узлов, даже при использовании таких эффективных пакетов САПР, как Micro-Cap V, P-Spice и др. Основные подходы и идеи работы электронных схем мало зависят от типа компонентной базы. Поэтому поняв особенности применения простейших микросхем первых серий, например 155 или 133, все эти знания с минимальной коррекцией можно использовать при применении микросхем последующих серий, например 555 или 533, 1533. Вследствие этого обстоятельства, для простоты и доступности понимания основных идей, положенных в основу работы отдельных схем, в отдельных случаях, рассмотрены микросхемы первых серий. В то же время даны представления о новейших компонентах электроники, например, ключах на *IGBT*-транзисторах, позисторах и компонентах оптоэлектроники.

В рамках своего понимания важности и значимости отдельных вопросов и целостности и системности знаний авторы пытались сохранить баланс между простотой изложения, строгостью и обоснованностью доказательств наиболее важных положений. Насколько это удалось, будет судить читатель.

Мы надеемся, что книга будет полезна студентам, аспирантам и инженерам, которые изучают, разрабатывают или эксплуатируют технические средства электроники. Прогресс в этой области изменил мир в XX столетии и будет оказывать влияние на жизнь общества в XXI в.

В заключение мы хотели бы принести извинения читателям за те неточности и опечатки, без которых издание работ такого объема практически невозможно.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Агаханян Т.М.* Интегральные микросхемы.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 464 с.

2. *Алексенко А.Г., Шагурин А.А.* Микросхемотехника / Под ред. И.П. Степаненко.— М.: Радио и связь, 1982.— 416 с.

3. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: Справочное пособие / С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Л.И. Ниссельсон и др.; Под ред. С.В. Якубовского.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1984.— 432 с.

4. *Банк М.У.* Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре.— М.: Радио и связь, 1981.— 136 с.

5. *Вениаминов В.И., Лебедев О.Н., Мирошниченко А.И.* Микросхемы и их применение: Справочное пособие.— 3-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1989.— 240 с.

6. *Волгин Л.И.* Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем.— М.: Энергоатомиздат, 1983.— 208 с.

7. *Воробьев Н.И.* Проектирование электронных устройств.— М.: Высшая школа, 1989.— 223 с.

8. *Вуколов Н.И., Михайлов А.Н.* Знакосинтезирующие индикаторы: Справочник / Под ред. В.П. Балашова.— М.: Радио и связь, 1987.— 576 с.

9. *Гусев В.Г., Гусев Ю.М.* Электроника. 2-е изд., перераб.— М.: Высшая школа, 1991.— 622 с.

10. *Гутников В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах.— 2-е изд., перераб. и доп.— Л.: Энергоатомиздат, 1988.— 304 с.

11. Дисплеи: Пер. с англ. / Под ред. Ж. Панкова.— М.: Мир, 1982.— 320 с.

12. *Зельдин Е.А.* Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре.— Л.: Энергоатомиздат, 1986.— 280 с.

13. Интегральные микросхемы: Справочник / Б.В. Тарабрин, Л.Ф. Лушин, Ю.Н. Смирнов и др.; Под ред. Б.В. Тарабрина.— М.: Радио и связь, 1984.— 528 с.

14. *Левинзон С.В.* Защита в источниках питания РЭА.— М.: Радио и связь, 1990.— 140 с.

15. *Миловзоров В.П.* Элементы информационных систем.— М.: Высшая школа, 1989.— 440с.

16. *Моин В.С.* Стабилизированные транзисторные преобразователи.— М.: Энергия, 1986.— 156 с.

17. *Носов Ю.Р., Сидоров А.С.* Оптроны и их применение.— М.: Радио и связь, 1981.— 280 с.

18. *Потемкин И.С.* Функциональные узлы цифровой автоматики.— М.: Энергоатомиздат, 1988.— 320 с.

19. Применение интегральных микросхем в электронной вычислительной технике: Справочник / Р.В. Данилов, С.А. Ельцов, Ю.П. Иванов и др.; Под ред. Б.Н. Файзулаева, Б.В. Тарабрина.— М.: Радио и связь, 1987.— 384 с.

20. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Радио и связь, 1985 — 256 с.

21. Расчет электронных схем. Учеб. пособие для вузов / Г.И. Изъюрова, Г.В. Королев, В.А. Терехов и др.— М.: Высшая школа, 1987.— 335 с.

22. *Секлоф С.* Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ.— М.: Мир, 1988.— 583 с.

23. *Степаненко И.П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Энергия, 1973.— 608 с.

24. *Тимонтеев В.Н., Величко Л.М., Ткаченко В.А.* Аналоговые перемножители сигналов в радиоэлектронной аппаратуре.— М.: Радио и связь, 1982.— 112 с.

25. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем.— М.: Мир, 1982.— 512 с.

26. *Токкейм Р.* Основы цифровой электроники: Пер. с англ.— М.: Мир, 1988.— 392 с.: ил.

27. *Фолкенберри Л.* Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ.— М.: Мир, 1985.— 572 с.

28. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / С.В. Якубович, Л.И. Ниссельсон, В.И. Кулешова и др.— М.: Радио и связь, 1990.— 496 с.

29. *Цытович Л.И.* Элементы аналоговой и цифровой электроники в автоматизированном электроприводе. Учебник для вузов.— Челябинск: Южно-уральский государственный университет, 2001.— 480 с.

30. *Шило В.Л.* Популярные цифровые микросхемы.— М.: Металлургия, 1988.— 352 с.

31. *Шкритек П.* Справочное руководство по звуковой схемотехнике. Пер. с нем.— М.: Мир, 1991.— 446 с.

32. Электронные приборы для отображения информации / Ю.А. Быстров, И.И. Литвак, Г.М. Перминов.— М.: Радио и связь, 1985.— 240 с.

33. Электропитание устройств связи. Учебник для вузов. / Под ред. Ю.Д. Козляева.— М.: Радио и связь, 1998.— 328 с.

Некоторые обозначения и сокращения, широко используемые в литературе по электронике

При расшифровке **типов корпусов** используются следующие отечественные и зарубежные сокращения и унифицированные обозначения:

ВТ — военная техника;

ЗУ — запоминающее устройство;

ПЗУ (ROM) — постоянное запоминающее устройство;

ППЗУ (PROM) — однократно программируемое запоминающее устройство;

РПЗУ (RPROM) — репрограммируемое запоминающее устройство;

РФПЗУ (EPROM) — электрически репрограммируемое запоминающее устройство с ультрафиолетовым стиранием;

РЭПЗУ (EEPROM) — электрически репрограммируемое запоминающее устройство с электрическим стиранием;

ОЗУ (RAM) — оперативное запоминающее устройство;

ОЕ — выход типа «общий эмиттер»;

ЭРИ — электрорадиоэлементы;

ASIC — специализированная интегральная микросхема;

DRAM — динамическое ОЗУ;

DSP — процессор цифровой обработки сигналов;

EDO — режим расширенных выходных данных;

MPU/MCU — микропроцессор/микроконтроллер;

NVM — ОЗУ с сохранением информации при отключении питания;

STRAM — статическое ОЗУ;

FIFO — запоминающее устройство типа FIFO (First-In-First-Out);

Flash — запоминающее устройство типа Flash;

FP — ускоренный страничный режим;

Для указания *информационной емкости* микросхем памяти используются следующие сокращения:

1 Кбит — 1024 бит;

1 Мбит — 1048576 бит;

LED — светоизлучающий диод;

АЦП (ADC) — аналого-цифровой преобразователь;

ЦАП (DAC) — цифроаналоговый преобразователь;

ЭТТ — электротермотренировка;

BGA — корпус с матричной структурой шариковых выводов;

DIP — корпус с двумя рядами выводов;

GFP — плоский корпус с четырехсторонним расположением выводов;

mil — миллидюйм (0,001 дюйма или 0,0254 мм);

PGA — корпус с матричной структурой штырьковых выводов;

SIP — корпус с одним рядом выводов;

SIMM — корпус с одним рядом выводов для модулей схем памяти;

SO — малогабаритный корпус с выводами, расположенными с двух сторон, предназначенными для монтажа на поверхность;

U_{cc} — напряжение питания;

U_{PR} — напряжение программирования;

ZIP — корпус с зигзагообразным расположением выводов (с одной стороны);

При расшифровке *диапазона рабочих температур* приняты следующие обозначения:

коммерческий диапазон температур ..... от 0 до +70 °С;
промышленный диапазон температур ..... от минус 40 до +85 °С;
диапазон температур для военной техники..... от минус 55 до +125 °С.

Промышленные стандарты и системы обозначения электронных полупроводниковых приборов

Стандарт США
EIA-JEpEC-Electronic Industries Accosiation

Согласно этому стандарту электронные полупроводниковые приборы (ПП) обозначаются *кодом* (*маркировкой*) следующим образом:

первый элемент обозначения — это цифра, указывающая класс ПП:

1 — диоды, 2 — транзисторы, 3 — тиристоры;

второй элемент обозначения — буква N;

третий элемент обозначения серийный регистрационный номер;

четвертый элемент обозначения одна или несколько букв, указывающих на классификацию однотипных приборов по основным параметрам (их характеристикам).

ПРИМЕРЫ:

1) 1N4148 — диод с регистрационным номером 4148;

2) 3N4444 — тиристор с регистрационным номером 4444;

3) 2N3055E — транзистор с регистрационным номером 3055 и классификационным отличием — E.

Японский стандарт Л8-С-7012

Японский промышленный стандарт создан на базе системы JEDEC и Pro-Electron. Согласно этому стандарту условное обозначение электронного полупроводникового прибора состоит из пяти элементов.

Первый элемент: 0 — фотодиод, фототранзистор; 1 — диод; 2 — транзистор; 3 — четырехслойный прибор (тиристор).

Второй элемент указывает на принадлежность к классу электронных полупроводниковых приборов и обозначается буквой S.

Третий элемент: A — *p-n-p*-транзистор ВЧ; B — *p-n-p*-транзистор НЧ; C — *n-p-n*-транзистор ВЧ; D — *n-p-n*-транзистор НЧ; E — диод Есаки (туннельный диод); F — тиристор; G — диод Гана; H — однопереходной транзистор; J — полевой транзистор с *p*-каналом; K — полевой транзистор с *n*-каналом; M — симметричный тиристор; R — выпрямительный диод; S — малосигнальный диод; T — лавинный диод; V — Pin-диод; Z — стабилитрон.

Четвертый элемент — регистрационный номер ПП, начинается с числа 11.

Пятый элемент показывает проведенное усовершенствование ПП или модификацию прибора. При этом буквой A обозначают первую модификацию, а буквой B — вторую и последующие.

В конце маркировки могут быть добавлены буквенные индексы, отражающие требования различных стандартов.

ПРИМЕРЫ :

1) 1SR68B — диод (1) полупроводниковый (S) выпрямительный (R) с регистрационным номером 68, третьей модификации (B);

2) 2SC50 — транзистор (2), полупроводниковый (S), высокочастотный с *n-p-n*-проводимостью, с регистрационным номером 50.

Европейская система PRO Electron — International PRO Electron

В Европейской системе PRO ELECTRON электронные полупроводниковые приборы обозначаются следующим образом.

Первый элемент - материал, из которого изготовлен прибор: A — германий; B — кремний; C — арсенид галлия; R — химическое соединение (например, сульфид кадмия).

Второй элемент соответствует подклассу прибора и указывает на его функционалъное назначение: A — диоды сигнальные, маломощные; B — варикапы; C — транзисторы низкочастотные, маломощные; D — транзисторы низкочастотные, мощные; E — диоды туннельные; F — транзисторы высокочастотные; G — многоэлементные, многофункциональные приборы со специальной третьей буквой; H — магнитодиоды; L — транзисторы высокочастотные, мощные; N — оптопары; P — фототранзисторы (возможен вариант третьей буквы); Q — светоизлучающие приборы: светодиоды, лазерные диоды (возможен вариант с третьей буквой); R — тиристоры маломощные (возможен вариант с третьей буквой); S — транзисторы маломощные, переключающие; T — тиристоры мощные (возможен вариант с третьей буквой); U — транзисторы мощные переключательные; W — приборы на поверхностных акустических волнах; X — варакторы, умножители, диоды с накоплением заряда; Y — диоды выпрямительные; Z — стабилитроны, опорные диоды, диоды специального назначения (возможен вариант с третьей буквой).

Третий элемент — номер серии или специальная третья буква.

Номер серии состоит из трехзначного числа, начиная от 100 до 999 для электронных полупроводниковых приборов общего применения, либо специальной буквы (Z, Y, X и т. д.) и двухзначного числа начиная с 10 до 99 для ПП, применяемых в промышленном оборудовании или устройствах специального назначения. Специальная третья буква не имеет фиксированного значения кроме случаев: A — для симисторов после второй буквы R или T; F — для излучающих и принимающих приборов. В системах оптоволоконной связи после второй буквы G или Q. Если вторая буква G, то первая буква указывает материал, из которого изготовлен основной оптический прибор; L — для полупроводниковых лазеров, не используемых в системах оптоволоконной связи (после второй буквы R), либо Q — для оптосимисторов (после второй буквы R); T — для двухцветных светодиодов (после второй буквы Q); W — для диодов специального назначения (после второй буквы Z).

ПРИМЕРЫ.

1) AA112 — германиевый маломощный диод общего применения;

2) ВД232 — кремниевый маломощный диод общего применения;

3) CQY17 — арсенид-галлиевый светоизлучающий диод для промышленного оборудования.

Суффикс

Суффикс отделен от основного ЭПП дефисом. Суффикс указывает для стабилитронов отклонения от указанного напряжения стабилизации в процентах:

A — 1 %; B — 2 %; F — 3 %; C — 5 %; D — 10 %; E — 20 %.

ПРИМЕРЫ.

BZY74-C6V3-напряжение стабилизации 6,3 В + 5 % (запятая, характеризующая десятичные доли, заменяется буквой V). Значение суффикса для других подклассов промышленных электронных полупроводниковых приборов здесь опущены.

Маркировка зарубежных микросхем

Международная организация *Association International Pro Electron* присваивает обозначения микросхем, основанные на следующих принципах кодирования.

Код состоит из трех букв, за которыми следует серийный номер и буквы, характеризующие тип корпуса, например,

$$\underset{1}{\underline{\text{T}}}\ \underset{2}{\underline{\text{D}}}\ \underset{3}{\underline{\text{A}}}\ \underset{4}{\underline{4320}}\ \underset{5}{\underline{\text{D}}}\ \underset{6}{\underline{\text{P}}}$$

Первая буква (элемент 1) иногда характеризует принцип преобразования: S — цифровое; T — аналоговое; V — смешанное (аналого-цифровое).

Вторая буква (элемент 2) не имеет специального значения (выбирается фирмой-изготовителем), за исключением буквы H, которой обозначаются гибридные схемы. Для цифровых схем первые две буквы характеризуют их конструктивно-технологические особенности:

FY — эмиттерно-связанная логика;

FD, GD — МОП-логика;

FQ — диодно-транзисторная логика (ДТЛ);

GA — маломощная ТТЛ логика;

FL, GF — стандартная ТТЛ логика;

GJ — быстродействующая ТТЛ логика;

GM — маломощная ТТЛ логика с диодами Шоттки;

HB — КМОП-логика серии 4000 А;

HC — КМОП-логика серии 4500 В.

Третья буква (элемент 3) характеризует диапазон рабочих температур:

A — температурный диапазон не нормирован;

B — от 0 до +70 °C;

C — от минус 55 до +125 °C;

D — от минус 25 до +70 °C;

E — от минус 25 до +85 °C;

F — от минус 40 до 85 °C;

G — от минус 55 до +85 °C.

Серийный номер элемента (состоит из четырех или более цифр. Если он состоит менее чем из четырех цифр, число цифр увеличивается до четырех добавлением нулей перед ними).

Тип корпуса (элементы 5, 6) (может обозначаться одной или двумя буквами).

При двухбуквенном обозначении вариантов корпусов **первая буква** характеризует конструкцию:

C — цилиндрический корпус;

D — с двухрядным параллельным расположением выводов (DIP);

E — мощный с двухрядным расположением выводов (с внешним теплоотводом);

F — плоский (с двухсторонним расположением выводов);

G — плоский (с четырехсторонним расположением выводов);

K — корпус типа TO-3;

Q — с четырехрядным параллельным расположением выводов;

M — многорядный (больше четырех рядов выводов);

R — мощный с четырехрядным расположением выводов (с внешним теплоотводом);

S — с однорядным расположением выводов;

T — с трехрядным расположением выводов.

Вторая буква указывает на материал корпуса:

G — стеклокерамика;

M —металл;

P — пластмасса;

X — прочие.

Обозначение корпусов с *одной буквой*:

C — цилиндрический;

D — керамический;

F — плоский;

L — ленточный кристаллодержатель;

P — пластмассовый DIP;

Q — с четырехрядным расположением выводов;

T — миниатюрный пластмассовый;

U — бескорпусная ИМС.

Маркировка конденсаторов зарубежного производства

Буквенно-цифровая маркировка

На корпусах большинства зарубежных конденсаторов делается маркировка номинальной емкости и рабочего напряжения посредством набора цифр, а также букв латинского алфавита, аналогично маркировке отечественных конденсаторов. Некоторые конденсаторы маркируются в две строчки. В первой строчке обозначения указывается емкость конденсаторов и допускаемое отклонение:

K — отклонение ±10 %;

M — отклонение ±20 %.

Во второй строчке обозначения приводится номинальное напряжение конденсатора.

ПРИМЕР.

*м*15K/100 — конденсатор емкостью 0,15 *м*F с допускаемым отклонением ±10% и номинальным напряжением 100 В.

Кодовая цифровая маркировка

Малогабаритные керамические конденсаторы маркируются кодом, состоящим из трех значимых цифр. Две первые цифры обозначают емкость конденсатора, а третья цифра показывает, сколько нулей нужно добавить к первым двум цифрам, чтобы получить истинную величину емкости конденсатора в пикофарадах (pF).

ПРИМЕРЫ.

1) код 222—2200pF ±10 %;

2) код 101M — 100pF ±20 %.

На корпусах конденсаторов некоторых зарубежных фирм можно встретить следующее сокращенное обозначение напряжений: TS — номинальное напряжение; TE — повышенное кратковременное (испытательное) напряжение.

Цветная маркировка

Вследствие того, что площадь поверхности корпуса конденсаторов зачастую недостаточна для нанесения цифровых обозначений, широко применяется цветовая кодовая маркировка либо в виде цветных полос, либо в виде цветных точек (рис. П1). Количество маркировочных меток может быть от трех до шести, а кодироваться могут как основные параметры конденсатора (емкость и рабочее напряжение), так и дополнительные (допуск и ТКЕ).

Таблица П1. **Цветная маркировка номинальной емкости, допускаемых отклонений и номинального напряжения конденсаторов зарубежного производства**

Цвет полосы (точки)	1-й элемент	2-й элемент	Множитель	Допуск	Напряжение, В
Черный	0	0	—	±20 %	4
Коричневый	1	1	10	—	6
Красный	2	2	10	—	10
Оранжевый	3	3	10	—	15
Желтый	4	4	10	—	20
Зеленый	5	5	10	—	25
Голубой	6	6	10	—	35
Фиолетовый	7	7	—	—	50

Таблица П2. **Цветная маркировка ТКЕ зарубежных керамических конденсаторов**

Цвет полосы (точки)	Группа ТКЕ	ТКЕ	Цвет полосы (точки)	Группа ТКЕ	ТКЕ
Черный	NP0	0	Оранжевый + оранжевый	N1500	−1500
Коричневый	N030	−30			
Красный	N082	−80	Желтый + оранжевый	N2200	−2200
Оранжевый	N150	−150			
Желтый	N220	−220	Зеленый + оранжевый	N3300	−3300
Зеленый	N330	−330			
Голубой	N470	−470	Голубой + оранжевый	N4700	−4700
Фиолетовый	N750	−750			

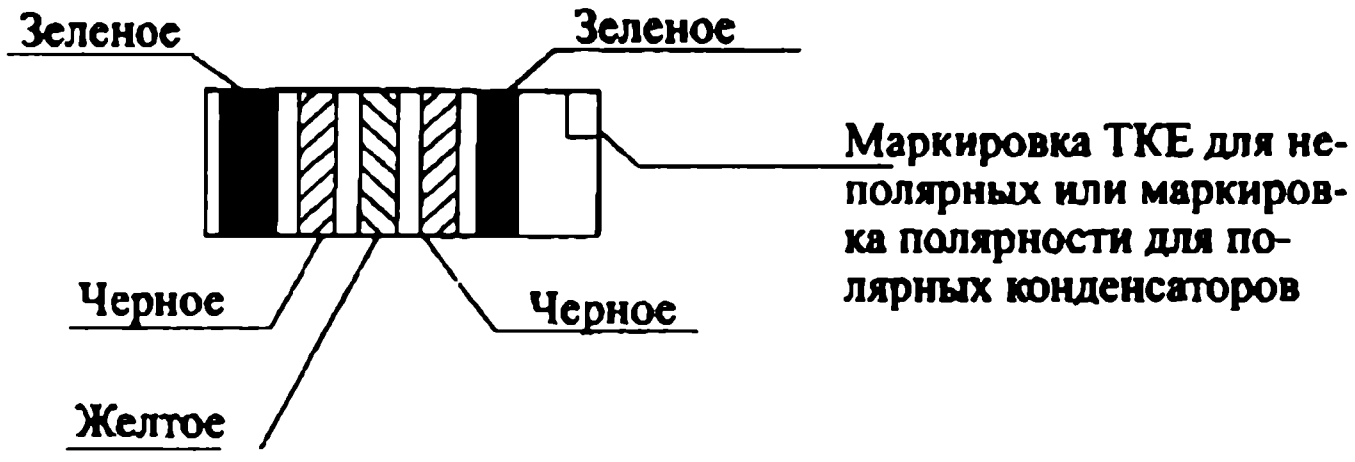


Рис. П.1. Пример маркировки

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие к третьему изданию 3
Введение 5

Глава 1. **Пассивные компоненты электронных устройств** 8
§ 1.1. Резисторы 8
§ 1.2. Конденсаторы 20
§ 1.3. Катушки индуктивности 30
§ 1.4. Трансформаторы электронной аппаратуры 36

Глава 2. **Полупроводниковые компоненты электронных цепей** 52
§ 2.1. Электропроводность полупроводников 52
§ 2.2. Основные свойства и характеристики полупроводников 59
§ 2.3. Электрические переходы 66
§ 2.4. Особенности реальных *p-n*-переходов 80
§ 2.5. Основные технологические процессы, используемые при изготовлении полупроводниковых приборов и интегральных микросхем 84
§ 2.6. Полупроводниковые диоды 88
§ 2.7. Биполярные транзисторы 101
§ 2.8. Биполярные транзисторы с инжекционным питанием 122
§ 2.9. Тиристоры 127
§ 2.10. Полевые транзисторы 134
§ 2.11. Особенности компонентов электронных цепей в микроминиатюрном исполнении 153

Глава 3. **Компоненты оптоэлектроники и технические средства отображения информации** 166
§ 3.1. Общие сведения о компонентах оптоэлектроники 166
§ 3.2. Управляемые источники света 168
§ 3.3. Фотоприемники 183
§ 3.4. Световоды и простейшие оптроны 203
§ 3.5. Общие сведения о компонентах устройств отображения информации 209
§ 3.6. Жидкокристаллические приборы для отображения информации . . . 211
§ 3.7. Газонаполненные приборы для отображения информации 217
§ 3.8. Вакуумные приборы для отображения информации 223
§ 3.9. Полупроводниковые и электролюминесцентные приборы для отображения информации 235

Глава 4. **Усилители электрических сигналов** 239
§ 4.1. Общие сведения об усилителях электрических сигналов, их основных параметрах и характеристиках 239
§ 4.2. Основные положения теории обратной связи применительно к усилителям 251
§ 4.3. Статический режим работы усилительных каскадов 265
§ 4.4. Усилительные каскады на полевых транзисторах 283
§ 4.5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером 295
§ 4.6. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общей базой 307
§ 4.7. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим коллектором 310
§ 4.8. Дифференциальные усилительные каскады 317
§ 4.9. Усилительные каскады с динамической нагрузкой и с каскодным включением транзисторов 330
§ 4.10. Управляемые источники тока и усилительные каскады на их основе 334
§ 4.11. Усилительные каскады с трансформаторной связью 341
§ 4.12. Мощные усилительные каскады 345
§ 4.13. Бестрансформаторные мощные выходные каскады 361

Глава 5. **Многокаскадные усилители** 374
§ 5.1. Многокаскадные усилители 374
§ 5.2. Усилители в интегральном исполнении 379
§ 5.3. Операционные усилители 389
§ 5.4. Параметры и характеристики операционных усилителей 396
§ 5.5. Операционные усилители с улучшенными характеристиками 410
§ 5.6. Особенности включения и свойства операционных усилителей, охваченных обратной связью 416
§ 5.7. Устойчивость усилителей и коррекция их характеристик 421

Глава 6. **Аналоговые преобразователи электрических сигналов** 424
§ 6.1. Масштабные усилители 424
§ 6.2. Линейные преобразователи электрических сигналов 437
§ 6.3. Интегрирующие устройства 450
§ 6.4. Дифференцирующие устройства 460
§ 6.5. Активные фильтры 469
§ 6.6. Магнитоэлектронные преобразователи электрических сигналов . . . 475
§ 6.7. Нелинейные преобразователи электрических сигналов 483
§ 6.8. Перемножители сигналов и устройства, выполняющие математические операции 499
§ 6.9. Детекторы электрических сигналов 510

Глава 7. **Электронные ключи** 532
§ 7.1. Общие сведения об импульсных процессах и устройствах 532
§ 7.2. Диодные ключи 544
§ 7.3. Ключи на биполярных транзисторах 550
§ 7.4. Переходные процессы в ключевых цепях с биполярными транзисторами 560
§ 7.5. Ключи на полевых транзисторах 570
§ 7.6. Мощные ключи на биполярных транзисторах с изолированным затвором (типа *IGBT*) 579

Глава 8. **Логические элементы, триггеры, автогенераторы** 583
§ 8.1. Общие сведения о логических элементах 583

§ 8.2. Логические элементы 590
§ 8.3. Логические элементы на МОП-транзисторах 608
§ 8.4. Триггеры 614
§ 8.5. Несимметричные триггеры 631
§ 8.6. Генераторы колебаний 639

Глава 9. **Электронные счетчики, регистры, дешифраторы, шифраторы, преобразователи кода** 666
§ 9.1. Общие сведения и простейшие двоичные счетчики 666
§ 9.2. Десятичные счетчики 670
§ 9.3. Кольцевые счетчики 677
§ 9.4. Реверсивные и программируемые счетчики 681
§ 9.5. Регистры хранения 689
§ 9.6. Регистры сдвига 695
§ 9.7. Регистры последовательных приближений 700
§ 9.8. Дешифраторы 703
§ 9.9. Шифраторы 707
§ 9.10. Преобразователи кодов 710

Глава 10. **Источники вторичного электропитания электронной аппаратуры** . . . 715
§ 10.1. Общая характеристика и основные показатели источников вторичного электропитания электронной аппаратуры 715
§ 10.2. Общая характеристика основных функциональных узлов источников вторичного электропитания 723
§ 10.3. Структуры простейших источников вторичного электропитания 724
§ 10.4. Структуры простейших стабилизаторов напряжения 731
§ 10.5. Неуправляемые выпрямители источников вторичного электропитания 738
§ 10.6. Управляемые выпрямители и тиристорные регуляторы переменного напряжения источников вторичного электропитания 748
§ 10.7. Сглаживающие фильтры источников вторичного электропитания, выполненные на пассивных компонентах 751
§ 10.8. Сетевые помехоподавляющие фильтры 756
§ 10.9. Параметрические стабилизаторы напряжения 760
§ 10.10. Непрерывные стабилизаторы напряжения 767
§ 10.11. Импульсные стабилизаторы напряжения 774
§ 10.12. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом 780

Заключение 785
Литература 786
Приложение 788

• ПРОСПЕКТ •

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ПРОСПЕКТ»
111020, Москва, ул. Боровая, д.7, стр.4
(495) 967-1572
e-mail: mail@prospekt.org
www.prospekt.org

WWW.KNORUS.RU

КНОРУС

КНИГИ ПО ВСЕМ ОТРАСЛЯМ ЗНАНИЙ

- ЛИДЕР В ИЗДАНИИ И РАСПРОСТРАНЕНИИ ДЕЛОВОЙ И УЧЕБНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
- АССОРТИМЕНТ – 100 000 НАИМЕНОВАНИЙ КНИГ 2000 РОССИЙСКИХ ИЗДАТЕЛЬСТВ
- БОЛЕЕ 1000 НАИМЕНОВАНИЙ СОБСТВЕННЫХ ИЗДАНИЙ
- ГИБКАЯ ЦЕНОВАЯ ПОЛИТИКА
- ДОСТАВКА ВО ВСЕ РЕГИОНЫ РОССИИ И СТРАН СНГ
- ИНФОРМАЦИОННАЯ И ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА ПАРТНЕРОВ
- ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН: WWW.COLIBRI.RU
- ЭЛЕКТРОННО-БИБЛИОТЕЧНАЯ СИСТЕМА: WWW.BOOK.RU

Адрес: 129085, Москва, проспект Мира, д. 105, стр. 1
Тел./факс: (495) 741-4628
E-mail: office@knorus.ru

ЭЛЕКТРОНИКА
и микропроцессорная техника

В.Г. ГУСЕВ, Ю.М. ГУСЕВ

В общедоступной форме изложены сведения об элементной базе и схемотехнике аналоговой и цифровой электроники и оптоэлектроники. Описаны компоненты электронных цепей, функции усилителей и аналоговых преобразователей.

Издание включает в себя, в частности, разделы, в которых содержится информация об электронных счетчиках; о регистрах, шифраторах, дешифраторах, преобразователях кодов; запоминающих устройствах; источниках вторичного электропитания, а также зарубежные стандарты.

Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования третьего поколения.

Для студентов бакалавриата, обучающихся по направлениям и специальностям группы 200000 «Приборостроение и оптотехника». Будет полезен студентам других направлений электротехнического профиля.

ISBN 978-5-406-02537-6

9 785406 025376