

С.Д. Дунаев

# Электроника, микроэлектроника и автоматика

*Утверждено  
Департаментов кадров  
и учебных заведений МПС России  
в качестве учебника для студентов  
техникумов и колледжей  
железнодорожного транспорта*

Москва  
2003

УДК 621.38

ББК 32.03

Д 83

Д 83        **Дунаев С.Д. Электроника, микроэлектроника и автоматика:**  
Учебник для техникумов и колледжей ж.-д. транспорта. — М.:  
Маршрут, 2003. — 336 с.

ISBN 5-89035-113-3

Рассмотрены принцип работы, параметры и характеристики современных изделий электронной техники — элементной базы устройств различного функционального назначения, применяемых в приборостроении железнодорожного транспорта в информационно-измерительных устройствах, системах автоматического управления и регулирования, вычислительной технике, дефектоскопии. Материал классифицирован и изложен по особенностям режимов работы дискретных и интегральных изделий микроэлектроники. Приведены конкретные примеры применения изделий электронной техники и устройств, выполненных на их основе, при эксплуатации аппаратуры на железнодорожном транспорте.

Предназначен для студентов техникумов и колледжей и может быть полезен студентам вузов железнодорожного транспорта, специалистам по эксплуатации и ремонту измерительной аппаратуры, систем автоматического управления и регулирования, вычислительной техники.

УДК 621.38

ББК 32.03

Рецензенты: зам. директора ВНИИУП МПС России, д-р техн. наук *Д.В. Шалягин*; гл. инженер Воронежского тепловозоремонтного завода им. Ф.Э. Дзержинского *В.В. Храпов*; преподаватель Московского колледжа железнодорожного транспорта *Л.В. Типицына*.

ISBN 5-89035-113-3

© Дунаев С.Д., 2003

© Издательство «Маршрут», 2003

© УМК МПС России, 2003

## ПРЕДИСЛОВИЕ

С каждым годом повышается роль электронной техники в эксплуатации и ремонте подвижного состава, поскольку современная электронная техника базируется на изделиях микроэлектроники; в учебнике большое внимание уделяется физике работы, параметрам, характеристикам и функциональным особенностям наиболее распространенных полупроводниковых приборов в дискретном и интегральном исполнении, составляющих основу приборостроения.

Материал учебника тематически объединен в шести главах, в которых последовательно излагаются физические основы биполярных и полевых структур, рассматриваются наиболее распространенные электронные устройства различного функционального назначения: аналоговые (усилители в дискретном и интегральном исполнении), цифровые (в дискретном и интегральном исполнении), генераторы сигналов различной формы, наиболее распространенные устройства автоматики и источники вторичного электропитания. Представленный материал соответствует программам дисциплин «Электроника», «Электротехника и основы электроники», «Электронная техника», «Электропитание электронных устройств», а также отдельным вопросам «Дефектоскопии».

Изучение курса «Электроника, микроэлектроника и автоматика» предполагает наличие у читателей знаний по элементарной математике, некоторым разделам высшей математики, алгебры логики, физике и основам электрических цепей.

# 1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ НАЗНАЧЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

## 1.1. Полупроводники

Устройства современной электроники изготавливаются из полупроводниковых материалов. Поэтому особое внимание обращено на структуру и параметры полупроводников. Как известно, любое твердое тело представляет собой множество атомов, сильно взаимодействующих друг с другом благодаря малым межатомным расстояниям. Эти расстояния минимальны у металлов и максимальны у диэлектриков. Однако в любом случае всю совокупность атомов в куске твердого тела следует рассматривать как единую целую структуру. Подобно атому она характеризуется некоторым единым энергетическим спектром, особенность которого в том, что он состоит из дискретных разрешенных зон.

На рис. 1.1 приведена зонная энергетическая диаграмма полупроводника. Следует обратить внимание на запрещенную зону (зону запрещенных энергий), разделяющую разрешенные зоны (см. рис. 1.1). У диэлектриков ширина запрещенной зоны больше,

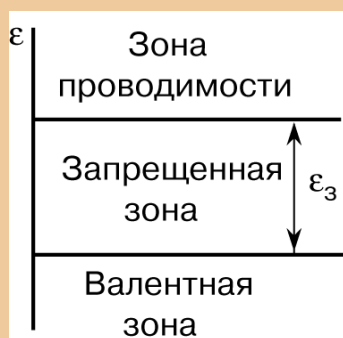


Рис. 1.1. Зонная энергетическая диаграмма полупроводника

чем у полупроводников, а у металлов разрешенные зоны полностью сливаются. Ширина запрещенной зоны  $\epsilon_3$ , определяющая энергетический промежуток запрещенных энергий, — важнейший параметр полупроводника. Для полупроводников, наиболее часто используемых в электронике,  $\epsilon_3$  (эВ) равна: для германия — 0,7, для кремния — 1,1 и для арсенида галлия — 1,4.

Верхняя разрешенная зона называется *зоной проводимости*. Электроны в этой зоне обладают довольно большой энергией и мо-

гут ее изменять под действием электрического поля, перемещаясь в объеме полупроводника. Этими электронами и определяется электропроводность полупроводника.

Нижняя разрешенная зона называется *валентной зоной*. Энергетические уровни этой зоны обычно заполнены электронами внешней оболочки атомов — внешних устойчивых орбит (валентными электронами). При наличии свободных уровней в валентной зоне электроны могут изменять свою энергию под воздействием электрического поля. Если все уровни зоны заполнены, валентные электроны не смогут принять участие в проявлении электропроводности полупроводника.

Приблизительно 97 % всех изделий полупроводниковой электроники выполняются на основе кремния. Поэтому в дальнейшем мы будем рассматривать структуру кремния.

Связь атомов в кремнии устанавливается вследствие наличия специфических обменных сил, возникающих при парном объединении валентных электронов. У соседних атомов появляются общие орбиты, на которых в соответствии с фундаментальным положением физики — *принципом запрета Паули* — находится не более двух электронов. Поскольку атом кремния имеет четыре валентных электрона, он использует эти электроны для связи с четырьмя соседними атомами. Последние, в свою очередь, также выделяют по одному валентному электрону для связи с каждым из своих четырех соседних атомов. Таким образом, любой атом кремния связан с каждым соседним атомом общей орбитой, причем на этой орбите находятся два электрона. Такая связь атомов называется *парно-электронной* или *ковалентной связью*.

На рис. 1.2 приведена упрощенная модель решетки (а) и зонная энергетическая диаграмма (б) для беспримесного кремния, где между каждыми двумя атомами кремния проведено две связывающие их прямые линии. Каждая из них символизирует наличие электрона на общей орбите у этих атомов. Ее принято называть *валентной связью*. Валентный электрон, находящийся в такой связи, по энергии расположен в валентной зоне.

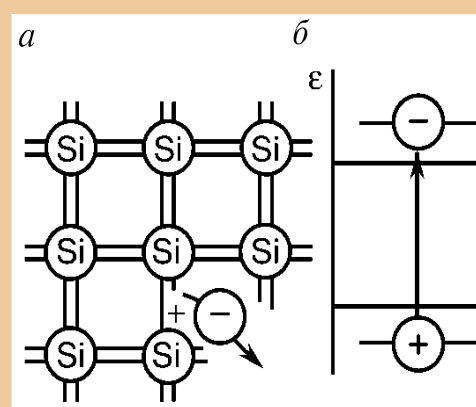


Рис. 1.2. Упрощенная модель решетки (а) и зонная энергетическая диаграмма для беспримесного кремния (б)

Электроны во всех связях будут присутствовать только при температуре абсолютного нуля. По мере нагревания полупроводника связи нарушаются, т. е. некоторые валентные электроны получают необходимую дополнительную энергию для перехода в зону проводимости (рис. 1.2, б). Такой переход соответствует выходу электрона из связи (рис. 1.2, а). Появляющиеся свободные электроны при приложении напряжения будут участвовать в образовании тока в полупроводнике.

Появление свободных уровней в валентной зоне свидетельствует, что для валентных электронов появляется возможность изменять свою энергию (т. е. переходить с одного разрешенного уровня валентной зоны на другой), следовательно, участвовать в процессе протекания тока через полупроводник. С повышением температуры возникает большее число свободных электронов в зоне проводимости и вакантных уровней в валентной зоне. Этот процесс проходит интенсивнее в полупроводниках с узкой запрещенной зоной.

Вакантный энергетический уровень в валентной зоне и соответственно свободную валентную связь называют *дыркой*. Она является подвижным носителем положительного заряда, равного по абсолютной величине заряду электрона. Перемещение дырки соответствует встречному перемещению валентного электрона (из связи в связь). Движение дырки — это поочередная ионизация валентных связей.

Процесс образования свободного электрона и дырки принято называть *генерацией*. В рассматриваемом случае генерация происходит под действием теплоты, поэтому ее можно назвать термогенерацией. Появление электрона в зоне проводимости и дырки в валентной зоне на энергетической диаграмме (рис. 1.2, б) представлено в виде кружков с соответствующими знаками зарядов. Стрелкой обозначен переход электрона из валентной зоны в зону проводимости.

Таким образом, за счет термогенерации в собственном полупроводнике, который принято обозначать буквой  $i$ , образуются два типа подвижных носителей заряда: свободные электроны  $n$  и дырки  $p$ , причем их количество одинаково ( $n_i = p_i$ ). Эти носители заряда называют *собственными*, а электропроводность, ими обусловленную, — *собственной электропроводностью*. В полупроводниковой электронике используется не только собственная, но и *примесная электропроводность*, имеющая место в примесных полупроводниках.

*Примесными* принято называть полупроводники, электропроводность которых обусловлена носителями заряда, образующимися при ионизации атомов примеси.

Если в кремний ввести атом пятивалентного элемента (например, фосфора), то четыре из пяти валентных электронов вступят в связь с четырьмя соседними атомами кремния (подобно атомам собственного полупроводника). Пятый электрон — в данном случае избыточный — окажется очень слабо связанным со своим атомом. Поэтому оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда можно даже при воздействии малой тепловой энергии.

Таким образом, появление в кремнии атома фосфора привело к образованию в зоне проводимости свободного электрона, образование которого не связано с существованием дырки.

При изготовлении полупроводниковых приборов вводится, конечно, далеко не единственный атом примеси (порядка  $10^{14} \dots 10^{18}$  атомов на  $1 \text{ см}^3$ ), поэтому и примесных уровней образуется довольно много. Такие примесные полупроводники называются *электронными*, или *полупроводниками n-типа*.

Электропроводность электронных полупроводников определяется свободными электронами, являющимися основными носителями заряда. Дырок здесь очень мало. Они образуются за счет термогенерации подобно собственным носителям в беспримесном полупроводнике. В результате количество свободных электронов практически равно количеству ионизированных доноров.

*Дырочный полупроводник*, или *полупроводник p-типа*, получается за счет введения в него трехвалентных атомов примеси (например, бора). Атомы трехвалентной примеси принято называть *акцепторами*.

Находясь среди атомов кремния, акцептор образует только три заполненные валентные связи. Четвертая связь оказывается незаполненной, и она не несет заряда, т.е. атом примеси электрически нейтральный. При воздействии даже небольшой тепловой энергии электрон одной из соседних заполненных связей кремния может перейти в эту связь. На внешней оболочке акцептора появляется лишний электрон, т.е. он превращается в отрицательный ион. Вакантная связь атома кремния (из которой электрон перешел к примесному атому) несет собой уже положительный заряд, являясь дыркой.

Электропроводность дырочного полупроводника определяется дырками, являющимися здесь основными носителями заряда. Электроны в полупроводнике p-типа — неосновные носители заряда и их очень мало. Итак, за счет введения и активации акцепторной примеси образуется дырочный полупроводник, электропроводность которого



определяется дырками, причем их количество равно количеству отрицательных ионов.

При рассмотрении примесных полупроводников обычно используют понятие «концентрация примеси». *Концентрацией* называется количество зарядов или частиц в единичном объеме (например, в  $1 \text{ см}^3$ ). Следовательно, чем больше концентрация доноров  $N_d$ , тем больше и концентрация электронов, а чем больше концентрация акцепторов  $N_a$ , тем больше концентрация дырок в полупроводнике.

Наряду с переходами электронов с низких энергетических уровней на более высокие происходят и обратные переходы. Одновременно с генерацией пар «электрон—дырка» происходит и обратный процесс — взаимное уничтожение свободного электрона и дырки, называемый *рекомбинацией* (свободный электрон из зоны проводимости переходит в валентную зону). При некоторой установившейся температуре полупроводник находится в состоянии термодинамического равновесия. Процесс генерации уравнивается процессом рекомбинации.

Важный параметр полупроводника — уровень Ферми, вероятность заполнения которого при температуре, отличной от абсолютного нуля, равна 0,5. Этот уровень представляет собой среднюю термодинамическую энергию тела на один электрон. Фундаментальное положение физики указывает, что уровень Ферми одинаков во всех частях равновесной системы, какой бы разнородной она ни была.

Для собственных полупроводников уровень Ферми проходит посередине запрещенной зоны. В электронном полупроводнике средняя энергия электронов (и всего полупроводника) выше, следовательно, уровень Ферми должен находиться выше середины запрещенной зоны. Увеличение концентрации доноров приводит к тому, что уровень Ферми будет располагаться все выше. Что касается дырочного полупроводника, то в нем уровень Ферми должен располагаться ниже середины запрещенной зоны, причем тем ниже, чем больше концентрация акцепторов.

В электронике довольно широко используются так называемые вырожденные полупроводники. У таких полупроводников уровень Ферми обычно располагается в разрешенных зонах: зоне проводимости для электронного и в валентной зоне для дырочного полупроводника. На практике используются вырожденные полупроводники с сильной степенью вырождения, получаемые за счет значительного повышения концентрации примеси ( $10^{19} \dots 10^{21} \text{ см}^3$ ).



Один из основных параметров полупроводника — подвижность носителей заряда  $\mu$ . Подвижность носителей — их средняя направленная скорость в полупроводнике при напряженности электрического поля  $E = 1 \text{ В/см}$ . Подвижность электронов  $\mu_n$  всегда больше подвижности дырок  $\mu_p$ . Это объясняется большей инерционностью дырок (соответствующей инерционности валентного электрона), чем свободных электронов. Наибольшая подвижность наблюдается у электронов в арсениде галлия. Чем больше  $\mu$ , тем выше скорость движения носителей и тем выше быстродействие полупроводникового прибора. Отсюда становится ясным преимущество высокочастотных элементов, изготовленных из электронного арсенида галлия. С повышением температуры обычно наблюдается уменьшение подвижности носителей заряда.

Подвижность носителей заряда связана с другим параметром полупроводника — коэффициентом диффузии  $D$  — следующим соотношением:

$$D = \varphi_T \cdot \mu ,$$

где  $\varphi_T = kT/q$  — тепловой потенциал, который при комнатной температуре приближенно равен 26 мВ;  $k$  — постоянная Больцмана;  $q$  — заряд электрона.

Коэффициенты диффузии, как и коэффициенты подвижности, имеют разные значения для электронов и дырок, причем  $D_n > D_p$ .

Еще один важный параметр полупроводника — время жизни  $\tau$ . *Временем жизни* носителя заряда называется время от его генерации до рекомбинации, которое во многом определяет длительность переходных процессов в некоторых полупроводниковых приборах.

Рекомбинация — основной процесс, влияющий на величину  $\tau$ . Различают рекомбинацию непосредственную и через ловушки. Непосредственная рекомбинация электрона и дырки наблюдается сравнительно редко (например, в элементах, выполненных из арсенида галлия). В кремнии основную роль всегда играет рекомбинация через ловушки, т.е. через особые уровни, расположенные вблизи середины запрещенной зоны. Уровни ловушек образуются за счет специальных примесей или наличия дефектов кристаллической решетки полупроводника. Чем больше в полупроводнике ловушек, тем интенсивнее происходит рекомбинация и соответственно меньше  $\tau$ .

В общем случае движение носителей заряда в полупроводниках обусловлено двумя физическими процессами: диффузией и дрейфом. *Диффузией* называется направленное перемещение носителей зарядов вследствие неравномерности их концентрации, т.е. перемещение под действием изменения концентрации носителей. За время жизни в результате диффузионного движения носители заряда будут проходить некоторое среднее расстояние  $L$ , называемое *диффузионной длиной*. *Дрейф* — это направленное перемещение носителей заряда под действием электрического поля.

С точки зрения конструирования и эксплуатации полупроводниковых устройств, очень важным параметром является *удельная проводимость* полупроводников. Поскольку в полупроводниках имеется два типа носителей заряда, удельная проводимость  $\sigma$  складывается из двух составляющих: электронной и дырочной. Для электронного полупроводника (электронной составляющей) можно записать:

$$\sigma_n = qn\mu_n. \quad (1.1)$$

Это общая формула для любого состояния полупроводника  $n$ -типа. Аналогично (1.1) для дырочного полупроводника запишем:

$$\sigma_p = qp\mu_p. \quad (1.2)$$

Сравнение (1.1) и (1.2) позволяет сделать важный практический вывод: при равной концентрации примесей электронный полупроводник будет иметь бóльшую удельную проводимость (меньшее сопротивление), чем дырочный, поскольку  $\mu_n > \mu_p$ .

Рассмотрим температурную зависимость проводимости для электронного полупроводника. При температуре абсолютного нуля в полупроводнике отсутствуют свободные носители заряда, поэтому  $n = 0$  и  $\sigma_n = 0$ .

При повышении температуры  $\sigma_n$  будет увеличиваться за счет активации доноров, что соответствует возрастанию  $n$  в (1.1). Этот рост будет происходить до тех пор, пока не активизируется вся примесь. Температура, при которой это произойдет, называется *температурой активации*  $t_{\text{акт}}$ . Температура активации определяется типом примеси и ее концентрацией (обычно  $t_{\text{акт}} = -100^\circ \text{C}$ ).

Поскольку вся примесь уже активирована, при дальнейшем повышении температуры концентрация электронов остается практически постоянной, что соответствует  $q_n = \text{const}$  в (1.1). Следовательно, те-

перь  $\sigma_n$  будет уменьшаться, поскольку подвижность носителей уменьшается с ростом температуры.

Дальнейшее повышение температуры может привести к резкому росту проводимости за счет интенсивной термогенерации.

Здесь температура становится уже достаточной для перевода электронов из валентной зоны в зону проводимости. Поскольку сильно увеличивается количество электронов и дырок (собственная электропроводность преобладает над примесной), проводимость полупроводника резко возрастает. Температура  $t_{кр}$ , начиная с которой происходит возрастание проводимости, называется *критической* или *температурой вырождения*. Хотя  $t_{кр}$  и зависит от концентрации примесных носителей, определяющим параметром для нее является ширина запрещенной зоны (чем шире запрещенная зона, тем больше и  $t_{кр}$ ). Так, если для кремния  $t_{кр} \approx 330^\circ\text{C}$ , то для германия  $t_{кр} \approx 100^\circ\text{C}$ .

Рабочий температурный диапазон полупроводниковых приборов ограничен снизу  $t_{акт}$ , а сверху —  $t_{кр}$ . Абсолютное большинство полупроводниковых устройств электроники используется в этом диапазоне температур (и даже в более узком диапазоне:  $-60 \dots +100^\circ\text{C}$ ). Таким образом, при реальной эксплуатации проводимость полупроводников уменьшается с ростом температуры.

## 1.2. Электронно-дырочной переход (*p-n* переход)

Представим себе два полупроводника: один имеет дырочную, а другой — электронную электропроводность (рис. 1.3, *а*). В дырочном полупроводнике присутствуют в равном количестве подвижные положительные дырки и неподвижные отрицательные ионы. На рис. 1.3 дырки обозначены знаком «+», а отрицательные ионы — знаком «-», заключенными в кружки. Концентрация примеси в электронном полупроводнике выбрана в два раза меньшей, чем в дырочном. Электроны обозначены знаками «-», а положительные ионы — знаками «+», заключенными в кружки. Их количество в электронном полупроводнике одинаково. Поскольку  $N_a = 2N_d$ , зарядов в дырочном полупроводнике в два раза больше, чем в электронном.

Будем считать, что рассмотренные нами полупроводники — области единого кристалла (рис. 1.3, *б*). Тогда по закону диффузии электроны из *n*-области будут перемещаться в *p*-область, а дырки наоборот. Встре-

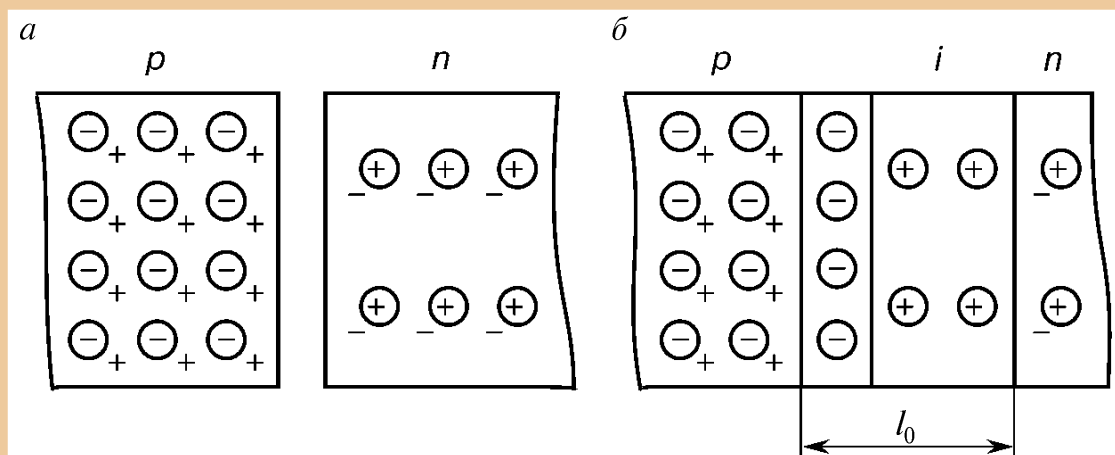


Рис. 1.3. Условное представление  $p$ - $n$  перехода

чаясь на границе  $p$ - и  $n$ -областей, дырки и электроны рекомбинируют. Следовательно, в этой пограничной области обнажаются некомпенсированные заряды неподвижных ионов. Эта область некомпенсированных неподвижных зарядов и есть область  $p$ - $n$  перехода, которую называют обедненным, истощенным слоем или  $i$ -областью (иногда ее называют заборным слоем электронно-дырочного перехода).

Заборный слой  $p$ - $n$  перехода (рис. 1.3,  $a, б$ ) в целом должен содержать равные положительные и отрицательные заряды, т.е. отрицательный заряд левой части должен быть равен положительному заряду правой части. Поскольку в рассматриваемом нами случае  $N_a = 2N_d$  (несимметричный переход), протяженность областей расположения зарядов оказывается разной: меньшую часть области занимают акцепторы, а большую — доноры. Таким образом, большая часть обедненной области сосредотачивается в слаболегированном (высокоомном) слое.

В реальных  $p$ - $n$  переходах концентрации доноров и акцепторов отличаются на несколько порядков. В таких несимметричных переходах практически весь обедненный слой сосредоточен в слаболегированной части.

Один из основных параметров  $p$ - $n$  перехода — равновесная ширина  $i$ -области  $l_0$  (см. рис. 1.3,  $б$ ). Другой важный параметр равновесного состояния — высота потенциального барьера (контактная разность потенциалов)  $\Delta\phi_0$ , которую выражают в единицах напряжения — вольтах (В). Этот параметр показан на зонной энергетической диаграмме  $p$ - $n$  перехода на рис. 1.4, где  $\epsilon_F$  — уровень Ферми.

Электрическое поле  $p$ - $n$  перехода, образующее потенциальный барьер, препятствует прохождению электронов из  $n$ - в  $p$ -область и дырок в обратном направлении. Дрейфовые составляющие тока равны диффузионным. Анализируя рис. 1.4, следует помнить, что элек-

троны в зоне проводимости стремятся занять уровни минимальной энергии, а дырки — максимальной.

Сильное влияние на  $\Delta\phi_0$  оказывает ширина запрещенной зоны исходного полупроводника: чем больше  $\epsilon_z$ , тем больше и  $\Delta\phi_0$ . Так, для большинства  $p$ - $n$  переходов из германия  $\Delta\phi_0 \approx 0,35$  В, а из кремния — 0,7 В.

Ширина  $p$ - $n$  перехода пропорциональна  $\sqrt{\Delta\phi_0}$  и составляет десятые доли или единицы мкм. Для увеличения  $l_0$  следует использовать малые концентрации примесей, а для создания узкого  $p$ - $n$  перехода — большие концентрации. При равных концентрациях примеси,  $l_0$  всегда больше у  $p$ - $n$  переходов с большим  $\Delta\phi_0$  и, следовательно, с большей  $\epsilon_p$ . Таким образом, у кремниевых  $p$ - $n$ -переходов  $l_0$  больше, чем у германиевых.

Если к  $p$ - $n$  переходу подключить внешний источник напряжения, нарушится условие равновесия и будет протекать ток. При этом изменится высота потенциального барьера и соответственно ширина  $p$ - $n$  перехода.

Рассмотрим сначала прямое смещение  $p$ - $n$  перехода (рис. 1.5). В этом случае внешнее напряжение  $U$  приложено в прямом направлении, т.е. знаком «+» к области  $p$ -типа. Высота потенциального барьера при этом снижается:  $\Delta\phi = \Delta\phi_0 - U$ . Нетрудно убедиться, что при этом уменьшается и ширина  $p$ - $n$  перехода  $l_0$ .

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к снижению электрического поля, препятствующего диффузии носителей заряда. Дырки из  $p$ -области начинают переходить в  $n$ -область, а электроны — наоборот. В каждой области появляются избыточные концентрации неосновных носителей. Процесс нагнетания неосновных носителей заряда в какую-либо область полупроводника называется *инжекцией*.

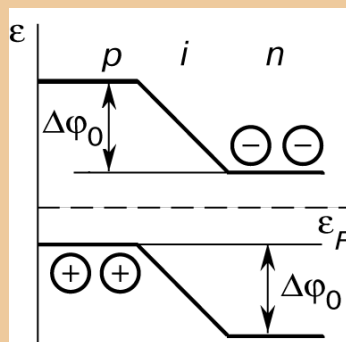


Рис. 1.4. Энергетическая диаграмма  $p$ - $n$  перехода

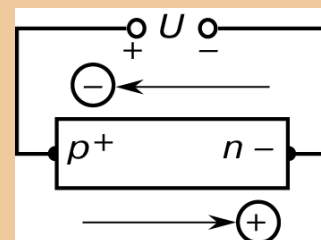


Рис. 1.5. Прямо смещенный  $p$ - $n$  переход

За счет разной концентрации примесей в областях несимметричных  $p$ - $n$  переходов концентрации основных носителей тоже будут разные (обычно отличаются на несколько порядков). Сильнолегированную дырочную область обозначим  $p^+$  (рис. 1.5); она имеет относительно малое удельное сопротивление и называется *эмиттером*. Область, имеющая относительно большое удельное сопротивление (в нашем случае  $n$ -область), называется *базой*.

В несимметричных  $p$ - $n$  переходах концентрация инжектированных носителей из эмиттера в базу гораздо больше, чем в обратном направлении. Параметром, характеризующим однонаправленность инжекции, является коэффициент инжекции  $\gamma$ . Для рассматриваемого нами перехода можно записать:

$$\gamma = I_p / (I_p + I_n),$$

где  $I_p$ ,  $I_n$  — токи инжекции соответственно дырок и электронов.

В реальных  $p$ - $n$  переходах инжекция имеет практически односторонний характер: носители инжектируются в основном из эмиттера в базу ( $I_p \gg I_n$ ), т.е.  $\gamma \approx 1$ .

Для практических расчетов удобно использовать следующую формулу:

$$\gamma = 1 - \rho_3 / \rho_6, \quad (1.3)$$

где  $\rho_3$ ,  $\rho_6$  — удельные сопротивления эмиттера и базы соответственно.

Из (1.3) следует, что чем сильнее легирован эмиттер и чем слабее легирована база, тем ближе значение  $\gamma$  к единице.

Рассмотрим обратное смещение  $p$ - $n$  перехода (рис. 1.6). В этом случае внешнее напряжение приложено в обратном направлении, т.е. знаком «+» к  $n$ -области. При этом увеличивается  $\Delta\phi = \Delta\phi_0 + U$ . Увеличение обратного смещения приводит также к расширению  $p$ - $n$  перехода.

Поскольку несимметричный  $p$ - $n$  переход почти полностью расположен в высокоомной базе, его расширение происходит в сторону базы. Для практических расчетов удобно использовать формулу:

$$l = l_0 \sqrt{U / \Delta\phi_0}.$$



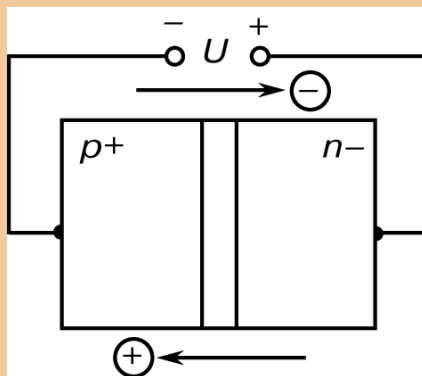


Рис. 1.6. Обрато смещенный  $p$ - $n$  переход

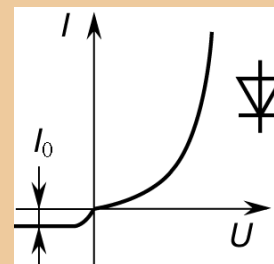


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$  перехода

При приложении  $U$  в обратном направлении концентрации неосновных носителей заряда на границах  $i$ -области уменьшаются по сравнению с равновесным состоянием. Такой процесс отсоса носителей называется *экстракцией*.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику (ВАХ)  $p$ - $n$  перехода. В самом общем виде она представляется экспоненциальной зависимостью (рис. 1.7):

$$I = I_0 \left( e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (1.4)$$

где  $I_0$  — обратный ток, которым формируется обратная ветвь ВАХ.

Этот ток имеет небольшие значения (мкА или нА), но довольно сильно возрастает при увеличении температуры. На  $I_0$  влияют многие факторы. Однако решающую роль играет ширина запрещенной зоны полупроводника, из которого выполнен переход. Так, обратный ток в германиевых  $p$ - $n$  переходах значительно больше, чем в кремниевых, поскольку  $\epsilon_z$  у германия меньше, чем у кремния.

При  $U \gg \varphi_T$  в (1.4) можно пренебречь единицей по сравнению с экспонентой. Нетрудно видеть, что  $p$ - $n$  переход обладает свойством односторонней электропроводности, т.е. хорошо проводит ток в прямом направлении и плохо — в обратном. Следовательно,  $p$ - $n$  переход характеризуется выпрямляющим действием, что позволяет использовать его в качестве выпрямителя переменного тока.

Важный параметр  $p$ - $n$  перехода — его дифференциальное сопротивление  $r_{\text{д}} = dU / dI$ . Из (1.4) нетрудно получить для прямой ветви ВАХ

$$r_{\text{д}} = \varphi_{\text{T}} / I.$$

С ростом тока дифференциальное сопротивление  $p$ - $n$  перехода быстро уменьшается. При токах порядка единиц и десятков мА  $r_{\text{д}}$  составляет десятки и единицы Ом.

При прямом смещении  $p$ - $n$  перехода его идеализированная ВАХ, согласно (1.4), представляется однородной экспонентой. Однако реальная характеристика имеет несколько более сложную форму: состоит из нескольких участков с разным углом наклона. Отличие реальной ВАХ от идеализированной определяется двумя основными причинами.

Первая причина обусловлена процессами рекомбинации в  $i$ -области  $p$ - $n$  перехода. Она имеет место при малых прямых смещениях.

Другая причина отличия реальной ВАХ от (1.4) обусловлена падением напряжения на объемном сопротивлении базы. Эта причина проявляется при относительно больших токах. Заметим, что сопротивление базы  $r_{\text{б}}$  в реальных  $p$ - $n$  переходах обычно составляет единицы или десятки Ом. Падение напряжения на этом сопротивлении  $I \cdot r_{\text{б}}$  является той поправкой, которую следует ввести в формулу (1.4), чтобы учесть различие между напряжением на самом запиорном слое  $p$ - $n$  перехода и внешним напряжением  $U$ . С учетом этой поправки получаем

$$I = I_0 \exp \frac{U - I r_{\text{б}}}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (1.5)$$

Падение напряжения на  $r_{\text{б}}$  приводит к появлению на ВАХ участка, называемого *омическим*.

Температурная зависимость прямой ветви ВАХ согласно (1.5), определяется изменениями  $I_0$  и  $\varphi_{\text{T}}$ . При больших токах, согласно (1.5), необходимо также учитывать изменение  $r_{\text{б}}$ . Влияние этих температурозависимых параметров на ВАХ приводит к тому, что при малых прямых напряжениях ток возрастает с повышением температуры, а при больших — уменьшается.

На практике обычно принято оценивать влияние температуры на ВАХ  $p$ - $n$  перехода, определяя изменение напряжения при постоянном токе. Для определения этого изменения вводится параметр, называемый температурным коэффициентом напряжения (ТКН), который

характеризует сдвиг ВАХ по оси напряжений. Обычно ТКН имеет отрицательный знак, что свидетельствует об уменьшении напряжения на  $p$ - $n$  переходе при постоянном токе с ростом температуры. ТКН зависит от силы тока и несколько возрастает с его уменьшением. Для  $p$ - $n$  переходов из кремния ТКН достигает 3 мВ/град.

Инерционность  $p$ - $n$  перехода во многом определяется его емкостями. Обычно выделяют две основные емкости  $p$ - $n$  перехода: диффузионную и барьерную.

При прямом смещении  $p$ - $n$  перехода из эмиттера в базу инжектируются неосновные для базы носители заряда. Изменение прямого напряжения на  $p$ - $n$  переходе приводит к изменению концентрации этих неравновесных неосновных носителей в базе, т.е. к изменению в ней заряда. Это изменение, вызванное приложенным напряжением, можно рассматривать как действие некоторой емкости. Поскольку неосновные носители заряда попадают в базу за счет диффузии, то эту емкость называют диффузионной и рассчитывают по формуле

$$C_d = I\tau / \varphi_T. \quad (1.6)$$

Из (1.6) следует: диффузионная емкость будет тем больше, чем больше ток, протекающий через  $p$ - $n$  переход, и чем больше время жизни носителей в базе  $\tau$ . Емкость  $C_d$  во многом определяет быстродействие элементов полупроводниковой электроники.

При обратном смещении инерционность  $p$ - $n$  перехода определяется барьерной емкостью  $C_b$ , представляющей изменение заряда в  $i$ -области под действием приложенного напряжения. Ширина  $p$ - $n$  перехода зависит от  $U$  по (1.4). При изменении  $I$  меняется и количество нескомпенсированных ионов в  $i$ -области, т.е. меняется ее заряд. Поэтому  $p$ - $n$ -переход можно рассматривать как систему из двух проводящих плоскостей, разделенных диэлектриком, т.е. как плоский конденсатор. Поскольку  $C_b$  зависит от приложенного напряжения, то  $p$ - $n$  переход можно использовать в качестве конденсатора переменной емкости.

Как отмечалось выше, при относительно небольших значениях обратных напряжений  $I_0$  невелик. Однако при превышении определенного напряжения обратный ток реального  $p$ - $n$  перехода быстро увеличивается, т.е. наступает пробой.

Все разновидности пробоя  $p$ - $n$  перехода можно разделить на две группы: электрические и тепловые. Электрические пробойи связаны с увеличением напряженности электрического поля в забор-

ном слое, а тепловые — с увеличением рассеиваемой мощности и, соответственно, температуры.

В узких  $p$ - $n$  переходах при относительно небольших обратных напряжениях обычно возникает полевой пробой. В его основе могут лежать несколько эффектов, основной из которых — туннельный.

В относительно широких  $p$ - $n$  переходах при обратном напряжении более 15 В возникает лавинный пробой, механизм которого заключается в лавинном размножении носителей заряда и сильном электрическом поле под действием ударной ионизации. При лавинном пробое сопротивление  $p$ - $n$  перехода уменьшается, а ток резко возрастает.

В некоторых случаях раньше, чем возникает электрический пробой, может возникнуть тепловой, что является крайне нежелательным явлением, поскольку он приводит к выходу  $p$ - $n$  перехода из строя.

### 1.3. Полупроводниковые диоды

Работа большинства полупроводниковых диодов основана на использовании свойств  $p$ - $n$  перехода. Так, выпрямительным диодом является обычный  $p$ - $n$  переход, вентильные свойства которого и находят свое основное применение.

Выпрямительными (силовыми) диодами обычно называют диоды, предназначенные для преобразования переменного напряжения источников питания в постоянное. Пробивные напряжения кремниевых выпрямительных диодов могут достигать 1,5...2,0 кВ, а падение напряжения на диоде при протекании прямого тока обычно не превышает 1,5 В. Выпрямительные диоды обычно подразделяются на диоды малой, средней и большой мощности, рассчитанные на выпрямленный ток до 0,3, от 0,3 до 10 и свыше 10 А соответственно.

Выпрямительные диоды, как правило, имеют очень ограниченный частотный диапазон; чаще всего рабочая частота — 50 Гц. Несколько более высокую частоту имеют специальные диоды переменного тока. В последнее время все большее применение находят диоды, рабочая частота которых составляет 10...20 кГц.

Среди выпрямительных диодов особо выделим диод с барьером Шотки. Этот барьер создается при контакте металла с полупроводником (например, кремния с алюминием). Такие диоды характеризуются высоким быстродействием и малым падением напряжения

(менее 0,6 В) при протекании прямого тока. Недостатки таких диодов: малое пробивное напряжение и большой обратный ток.

Рассмотрим особенности полупроводниковых стабилизаторов (опорных диодов). *Стабилизаторами* называются *p-n* переходы, на ВАХ которых имеется участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока (рис. 1.8). Рабочий участок ВАХ стабилизатора находится в области электрического (полевого или лавинного) пробоя. В настоящее время используются в основном кремниевые стабилизаторы. Напряжения стабилизации  $U_{ст} > 3$  В. Напряжение  $U_{ст}$  зависит от тока, который принято называть током стабилизации.

Динамическое (дифференциальное) сопротивление  $r_d = dU / dI$ , представляющее наклон ВАХ в области электрического пробоя, будет характеризовать степень стабилизации. Чем меньше  $r_d$ , тем лучше стабилизация.

Важный параметр стабилитронов — температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН). С изменением температуры напряжение пробоя (стабилизации) изменяется. Характер этого изменения и соответственно знак ТКН определяются видом электрического пробоя. Низковольтные опорные диоды, где наблюдается полевой пробой, имеют отрицательный ТКН, а высоковольтные диоды, где наблюдается лавинный пробой, — положительный ТКН. Знак ТКН при лавинном пробое определяется тем, что скорость (подвижность) носителей заряда уменьшается с возрастанием температуры. Типовые значения ТКН обычно составляют не более 0,2...0,4 % / град.

Чтобы полупроводниковые диоды могли работать в области высоких и сверхвысоких частот (ВЧ и СВЧ соответственно), необходимо обеспечить в них минимальные реактивности, что достигается специально принятыми конструктивно-технологическими мерами. В таких диодах минимальные значения имеют диффузионная и барьерная емкости.

В качестве ВЧ- и СВЧ-диодов применяются диоды с барьером Шоттки и диоды с гетеропереходом. Гетеропереход — это переход (гранич-

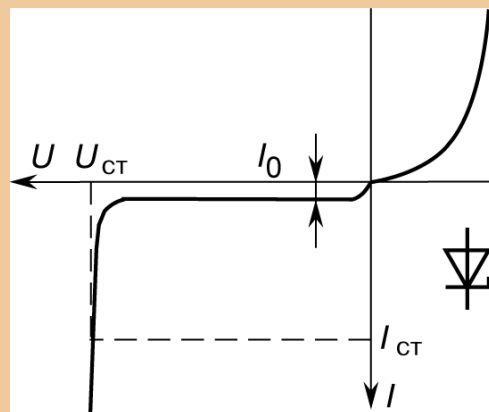


Рис. 1.8. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

ный слой) между двумя полупроводниками с разной шириной запрещенной зоны. В некоторых диодах с гетеропереходом, как и в диодах с барьером Шотки, процессы прямой проводимости формируются за счет участия только основных носителей заряда. Таким образом, у рассматриваемых диодов отсутствует диффузионная емкость, связанная с накоплением и рассасыванием неосновных носителей заряда в базе, что и определяет их хорошие высокочастотные характеристики.

В электронике применяют полупроводниковые диоды — варикапы. Варикап — это управляемый конденсатор, использующий свойство  $p$ - $n$  перехода изменять свою барьерную емкость под действием внешнего напряжения.

Основное применение варикапов — электронная перестройка частоты колебательных контуров.

Другая разновидность полупроводникового диода — туннельный диод, обладающий участком с отрицательным сопротивлением на ВАХ (рис. 1.9). Отличительные особенности таких диодов: очень малые удельные сопротивления областей  $p$ - и  $n$ -типа (вырожденные полупроводники) и соответственно очень малая ширина запирающего слоя  $p$ - $n$  перехода. Носители зарядов имеют возможность переходить из одной области  $p$ - $n$  перехода в другую без изменения своей энергии (по «горизонтали»), т.е. не преодолевая потенциальный барьер. Это явление представляет собой туннельный эффект, отсюда и название диодов.

ВАХ туннельного диода (рис. 1.9) описывается следующими основными параметрами: током  $I_1$ , соответствующим максимуму (пику) ВАХ, и напряжением на диоде  $U_1$  при токе максимума  $I_1$ ; током минимума  $I_2$ , соответствующим минимуму «седлу» ВАХ, и напряжением

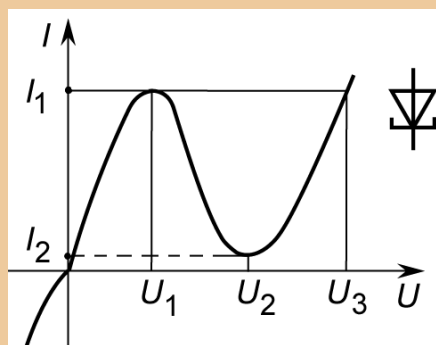


Рис. 1.9. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

минимума  $U_2$ ; напряжением  $U_3$ , соответствующим напряжению на диоде при токе, равном  $I_1$  на правой части характеристики (разность  $U_3 - U_1$  принято называть напряжением скачка).

ВАХ туннельного диода иногда называют  $N$ -образной характеристикой (она похожа на латинскую букву  $N$ , см. рис. 1.9). Участок этой ВАХ, где с ростом напряжения происходит уменьшение тока, характеризует отрицательное дифференциальное со-



противление. Отрицательное сопротивление может представляться не только  $N$ -образной ВАХ, но и  $S$ -образной. Среди полупроводниковых диодов известны структуры с  $S$ -образной ВАХ. Такие диоды называются  $S$ -диодами или диодами с длинной базой.

Среди полупроводниковых диодов особняком стоят диодные элементы оптоэлектроники: фотодиод и светодиод. Фотодиод — это фотоэлектрический прибор с одним  $p$ - $n$  переходом. В фотодиоде используется явление фотогенерации, т.е. генерации подвижных носителей заряда под действием света. Интенсивность фотогенерации определяется энергией квантов падающего на полупроводник излучения, их потоком и спектром поглощения полупроводника.

Фотодиод может включаться в схему как с внешним источником питания (через дополнительное сопротивление), так и без него. При приложении обратного смещения к  $p$ - $n$  переходу режим его работы принято называть фотодиодным.

При отсутствии освещения в фотодиоде протекает лишь тепловой ток  $I_0$ , являющийся обратным током  $p$ - $n$  перехода. Если фотодиод осветить, кванты света будут вырывать электроны из связей. При этом дополнительно к тепловым носителям заряда возникнут электроны и дырки, вызванные световым возбуждением. Если электронно-дырочные пары образуются на расстоянии от запирающего слоя, не превышающем диффузионной длины, то они смогут дойти до  $i$ -области раньше, чем успеют рекомбинировать. У запирающего слоя парные заряды разделяются («сортируются») электрическим полем перехода. Заряды, являющиеся неосновными для данной области, увлекаются полем  $p$ - $n$  перехода. Основные носители, оставшиеся возле  $i$ -области, создают объемный заряд, поле которого увлекает их в противоположную сторону.

Чем сильнее световой поток, которым облучается фотодиод, тем выше концентрация возбужденных носителей заряда вблизи запирающего слоя и тем больше фототок  $I_{\Phi}$  через диод. На рис. 1.10 приведена ВАХ фотодиода для различных значений светового потока  $\Phi$ .

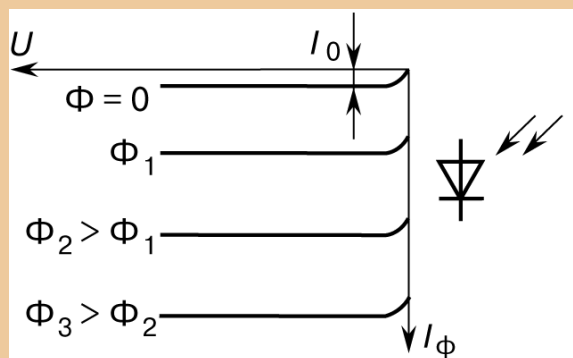


Рис. 1.10. Вольт-амперная характеристика фотодиода

В широких пределах уровней освещенности фототок зависит от светового потока, падающего на светочувствительную часть диода, практически линейно. Коэффициент пропорциональности  $K_{\phi} = dI_{\phi} / d\Phi$  составляет несколько мА/лм и называется *чувствительностью фотодиода*.

Кроме фотодиодного режима, широко используется вентильный (фотогальванический) режим работы фотодиода, в котором к *p-n* переходу не прикладывается никакого внешнего смещения, т.е. фотодиод работает без внешнего источника питания. При освещении диода, работающего в вентильном режиме, на его выводах возникает вентильное напряжение. Этот режим применяется при работе полупроводниковых солнечных батарей.

Светодиоды — это маломощные полупроводниковые источники света, основа которых — излучающий *p-n* переход; свечение его вызвано рекомбинацией носителей заряда. Неосновные носители в базе (инжектированные эмиттером) рекомбинируют и излучают освободившуюся энергию в виде квантов света. Наиболее интенсивно такая излучательная рекомбинация происходит в так называемых прямозонных полупроводниках, типичный представитель которых — арсенид галлия. Такие полупроводники имеют специфическую зонную диаграмму.

Длина волны  $\lambda$  излучаемого света однозначно определяется энергией кванта, которая при излучательной рекомбинации приблизительно равна ширине запрещенной зоны полупроводника. Для светодиодов, изготовленных из арсенида галлия,  $\lambda = 0,9...1,4$  мкм, т.е. имеет место инфракрасное (невидимое) излучение. Для получения видимого излучения необходимо изготавливать светодиоды из полупроводников с более широкой запрещенной зоной.

Энергетической характеристикой светодиодов является квантовый выход (эффективность), показывающий, сколько квантов излучения на выходе светодиода возникает на каждый электрон, проходящий по цепи управления. Квантовый выход для современных светодиодов обычно составляет 0,01...0,04, у светодиодов с гетеропереходом он может быть увеличен до 0,3, но всегда меньше единицы.

Светодиод — быстродействующий источник света. При работе в номинальном режиме его переключение осуществляется за  $10^{-7}...10^{-9}$  с.

В настоящее время фотодиоды и светодиоды широко используются в различных областях электроники. Особый интерес представляет оптрон (оптоэлектронная пара) — совокупность светодиода, генерирую-

щего свет под действием электрического тока, и фотоприемника (фотодиода, фототранзистора), генерирующего или изменяющего ток под действием освещения. На рис. 1.11 приведено схемное изображение оптрона «светодиод-фотодиод». Такая комбинация по функции аналогична электромагнитному реле и характерна гальванической развязкой входной (управляющей) и выходной (нагрузочной) цепей. Однако в принципе возможности оптрона гораздо больше: он может служить основой целого ряда электронных устройств, характерных использованием электрических и оптических связей.

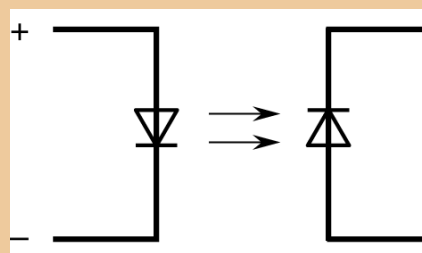


Рис. 1.11. Схема оптрона «светодиод-фотодиод»

## 1.4. Биполярные транзисторы

Биполярные транзисторы — это активные полупроводниковые приборы с двумя  $p$ - $n$  переходами и тремя электродами (внешними выводами). Главное отличие этой группы транзисторов в том, что для обеспечения их нормальной работы необходимо использовать носители зарядов двух типов — электроны и дырки.

В биполярном транзисторе используются два встречно включенных  $p$ - $n$  перехода, которые образуются на границе слоев, составляющих транзистор. В зависимости от типа электропроводности слоев биполярные транзисторы имеют  $n$ - $p$ - $n$  или  $p$ - $n$ - $p$ -тип структуры. В дальнейшем основное внимание будем уделять наиболее распространенному  $n$ - $p$ - $n$ -типу структуры (рис. 1.12).

Наиболее сильно легированный крайний слой транзистора ( $n$ +-типа) называют эмиттером; другой крайний слой ( $n$ -типа) — коллектором, а средний слой ( $p$ -типа) — базой. Переход между эмиттером и базой называется эмиттерным переходом, а  $p$ - $n$  переход между коллектором и базой — коллекторным переходом.

Эмиттерный переход обычно смещается в прямом направлении, а коллекторный — в обратном (нормальное или прямое включение транзистора). Если эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный — в прямом, такое включение биполярного транзистора называется инверсным, или обратным.

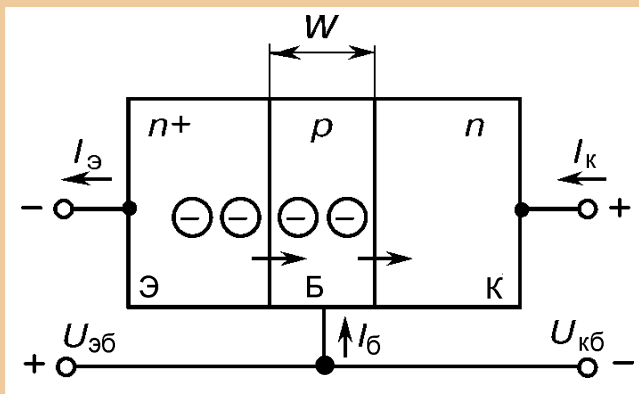


Рис. 1.12. Структура *n-p-n*-транзистора

Непременное условие нормальной работы биполярного транзистора — достаточно малая ширина базы  $W$ ; необходимо, чтобы выполнялось условие  $W \ll L$  ( $L$  — диффузионная длина неосновных носителей в базе). Основные параметры биполярного транзистора определяются процессами в базе. Отметим,

что в реальных транзисторах площадь эмиттера всегда меньше площади коллектора.

Существуют несколько способов включения биполярного транзистора. На рис. 1.12 транзистор включен по схеме с общей базой (ОБ). Действительно, электрод базы — общий для входной и выходной цепей (на эмиттер и коллектор напряжение задается относительно базы).

При прямом смещении эмиттерного перехода снижается его потенциальный барьер и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу. За счет инжекции электронов в базу, а также инжекции дырок из базы в эмиттер формируется ток эмиттера  $I_э$ . Инжектированные электроны проходят базу и, дойдя до коллекторного перехода, экстрагируются (втягиваются электрическим полем) в коллектор. Значит, в выходной (коллекторной) цепи будет протекать ток коллектора  $I_к$ . За время прохождения базы часть электронов рекомбинирует. В результате образуется ток базы  $I_б$ . В соответствии с первым законом Кирхгофа можно записать:

$$I_э = I_к + I_б. \quad (1.7)$$

В большинстве практических случаев стремятся уменьшить ток базы, что достигается снижением рекомбинационных процессов в базе. При этом улучшаются усилительные способности транзистора.

Основной параметр биполярного транзистора — коэффициент усиления по току. Для схемы ОБ коэффициент усиления (передачи) по току обозначается буквой  $\alpha$  и определяется для нормально включенного транзистора как  $\alpha = I_к / I_э$ . Поскольку  $I_к < I_э$ , то  $\alpha < 1$ . Для

современных биполярных транзисторов  $\alpha = 0,98...0,999$ . Таким образом, схема ОБ не обеспечивает усиление тока.

Если для транзистора, включенного по схеме рис. 1.12, упразднить прямое смещение эмиттерного перехода (оборвать цепь эмиттера), в цепи коллектора будет протекать лишь небольшой обратный ток коллекторного перехода  $I_{кбо}$  (обратный ток протекает по цепи «коллектор-база»).

Кратко остановимся на схеме ОБ, где биполярный транзистор включен инверсно (рис. 1.13). Здесь использовано условное обозначение *n-p-n*-транзистора, принятое при изображении принципиальных электрических схем. Буквами Э, Б, К обозначены выводы от эмиттера, базы и коллектора соответственно. Условное обозначение *p-n-p*-транзистора отличается от обозначения *n-p-n*-транзистора только направлением стрелки на эмиттере.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора, включенного по схеме рис. 1.13, обозначим как  $\alpha_1$ ; его называют инверсным коэффициентом усиления. В реальных транзисторах всегда  $\alpha_1 < \alpha$ .

Основная схема включения биполярного транзистора — схема с общим эмиттером (ОЭ). На рис. 1.14 приведена схема ОЭ для нормального включения *n-p-n*-транзистора. Напряжение  $U_{бэ}$  смещает эмиттерный переход в прямом направлении. Поскольку напряжение  $U_{бэ}$  значительно меньше, чем напряжение  $U_{кэ}$  ( $U_{бэ} \leq 0,7$  В, а  $U_{кэ}$  обычно составляет единицы или десятки вольт), то коллекторный переход оказывается смещенным в обратном направлении, т. е. имеется нормальное включение транзистора.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора для схемы ОЭ определяется как  $B = I_k / I_b$ . Для схемы ОЭ ток базы — входной ток, а ток коллектора — выходной. Используя соотношения (1.7), нетрудно получить связь между  $B$  и  $\alpha$  в следующем виде:

$$B = \alpha / (1 - \alpha) . \quad (1.8)$$

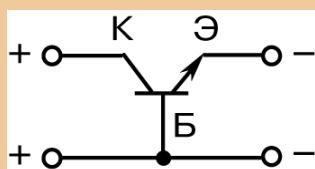


Рис. 1.13. Схема включения транзистора с общей базой

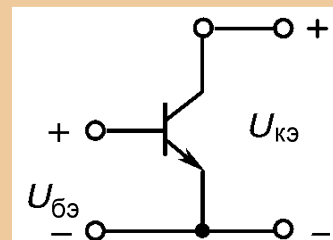


Рис. 1.14. Схема включения транзистора с общим эмиттером

Учитывая реальные значения  $\alpha$ , из (1.8) находим, что величина  $B$  составляет десятки-сотни. Таким образом, транзистор, включенный по схеме ОЭ, — хороший усилитель тока.

Биполярный транзистор — это полупроводниковый прибор, управляемый входным током (током эмиттера или током базы). Это обусловлено малым входным сопротивлением транзистора, при котором трудно задать фиксированное входное напряжение. Так, для схемы ОБ входное сопротивление — это сопротивление  $p$ - $n$  перехода при прямом смещении.

На рис. 1.15 приведены выходные (а) и входные (б) ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОБ. Из рис. 1.15, а видно, что выходные ВАХ располагаются в двух квадрантах: ВАХ в первом квадранте соответствует активному режиму работы; во втором — режиму насыщения. Основным режим работы биполярного транзистора в усилительных устройствах — активный.

В отличие от идеализированных выходных ВАХ, реальные характеристики транзистора всегда имеют некоторый наклон: ток коллектора возрастает (хотя и слабо) при увеличении выходного напряжения  $U_{кб}$ . Это определяется эффектом Эрли: при увеличении обратного напряжения на коллекторном  $p$ - $n$  переходе он расширяется, и расширение происходит в сторону базы, как в более высокоомный слой, при этом ширина базы уменьшается. Уменьшение ширины базы приводит к тому, что большее количество неосновных носителей проходит базу, не рекомбинируя в ней, следовательно, больше носителей заряда попадает в коллектор, вызывая рост тока коллектора.

При  $U_{кб} = 0$  входная характеристика (рис. 1.15, б) представляется обычной диодной экспонентой. Реальная входная ВАХ при увеличении рабочего напряжения  $U_{кб}$  смещается влево вверх из-за влияния эффекта Эрли.

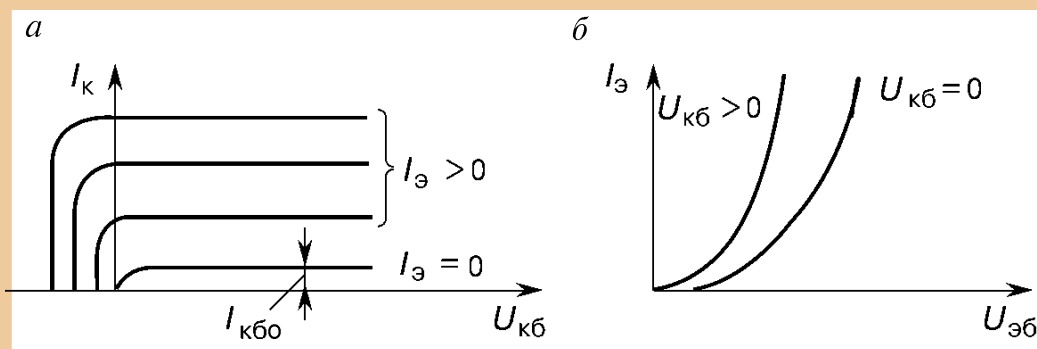


Рис. 1.15. Вольт-амперные характеристики транзистора с общей базой



Рассмотрим ВАХ биполярного транзистора для основной схемы включения — схемы ОЭ. Входной ток в схеме ОЭ — ток базы. На рис. 1.16, *а* приведены входные ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. Внешне эти характеристики похожи на входные ВАХ схемы ОБ. Однако входные ВАХ схемы ОЭ смещаются вправо вниз при увеличении выходного напряжения  $U_{кэ}$ . Для большинства практических случаев влияние  $U_{кэ}$  на входные ВАХ прекращается уже при напряжениях, составляющих десятые доли вольт.

На рис. 1.16, *б* приведены выходные ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. По сравнению с выходными характеристиками транзистора, включенного по схеме ОБ, они имеют больший наклон, т.е. на их вид большое влияние оказывает эффект Эрли. Главная особенность выходных ВАХ схемы ОЭ в том, что они полностью расположены в первом квадранте. Ток  $I_{кэ0}$ , протекающий в цепи «коллектор-эмиттер» транзистора при оборванном входном (базовом) электроде ( $I_б = 0$ ), намного больше обратного тока коллекторного перехода:

$$I_{кэ0} = I_{кб0} (B + 1). \quad (1.9)$$

Из (1.9) следует: неуправляемый ток в цепи коллектора в схеме ОЭ значительно больше, чем в схеме ОБ. За счет этого выходные ВАХ схемы ОЭ более чувствительны к изменениям температуры. При повышении температуры выходные характеристики смещаются в сторону бóльших токов, а их наклон увеличивается.

Коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме ОБ  $\alpha$  — интегральный (статический) параметр, поскольку представляет собой отношение постоянных токов. Существует и дифференциальный коэффициент усиления, представляющий со-

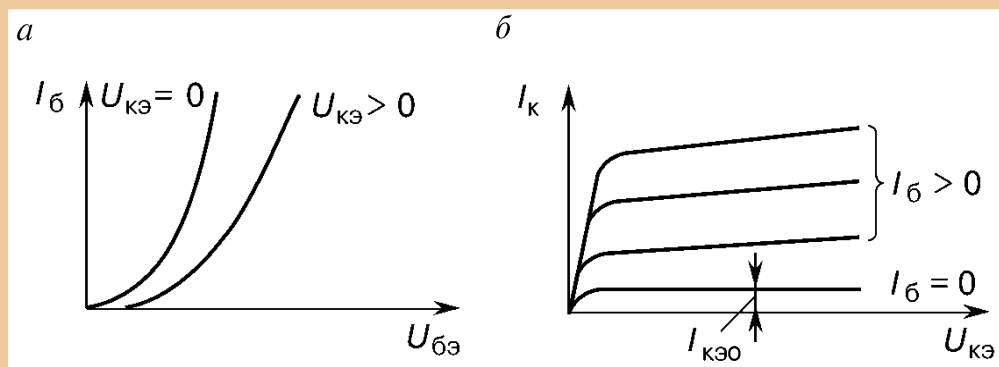


Рис. 1.16. Вольт-амперные характеристики транзистора с общим эмиттером

бой отношение приращений тока в коллекторе и эмиттере. Хотя статический и дифференциальный коэффициенты усиления несколько отличаются, для схемы ОБ их принято обозначать одинаково —  $\alpha$ . В дальнейшем будем различать статический и дифференциальный коэффициенты лишь тогда, когда это принципиально необходимо.

Коэффициент усиления  $B$  — статический параметр. Помимо него, широко используется и дифференциальный коэффициент усиления по току для схемы ОЭ:  $\beta = dI_k / dI_{\epsilon}$ . Для определения  $\beta$  тоже можно воспользоваться формулой (1.8), но при этом в нее следует подставить уже дифференциальные коэффициенты  $\alpha$ .

В полупроводниковой электронике находят применение так называемые супербета биполярные транзисторы. Такие транзисторы имеют очень тонкую базу, а  $\beta$  в них достигает значений в несколько тысяч.

Зависимость коэффициента усиления по току от напряжения на коллекторе обусловлена эффектом Эрли и предпробойными явлениями при коллекторном переходе. Обе эти причины приводят к росту  $B$  при повышении  $U_{кз}$ . По техническим условиям работа на биполярных транзисторах в режиме лавинного пробоя запрещена. Этот режим может быть использован только в лавинных транзисторах.

Зависимость  $B$  от температуры обусловлена, главным образом, температурной зависимостью времени жизни неосновных носителей в области базы. Поскольку с повышением температуры замедляются процессы рекомбинации, обычно наблюдается рост коэффициента усиления транзистора по току.

Кратко остановимся на других параметрах биполярного транзистора — сопротивлениях его переходов. Эмиттерный и коллекторный переходы транзистора представляются своими дифференциальными сопротивлениями. Поскольку эмиттерный переход смещен в прямом направлении, его дифференциальное сопротивление  $r_{\epsilon}$  можно выразить по аналогии с (1.6):

$$r_{\epsilon} = dU_{\epsilon\delta} / dI_{\epsilon} = \varphi_T / I_{\epsilon}. \quad (1.10)$$

Из (1.10) следует: сопротивление  $r_{\epsilon}$  мало и обратно пропорционально току эмиттера.

Поскольку коллекторный переход в транзисторе смещен в обратном направлении, ток  $I_k$  слабо зависит от напряжения  $U_{кб}$ . Поэтому дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$r_k = dU_{кб} / dI_k \approx 1 \text{ МОм}$ . Сопротивление  $r_k$  в основном обусловлено влиянием эффекта Эрли. Оно обычно уменьшается с ростом рабочих токов.

При работе с малыми приращениями токов и напряжений биполярный транзистор можно представить в виде эквивалентной схемы (малосигнальной модели), состоящей из линейных элементов. Наибольшее распространение получили Т-образные эквивалентные схемы.

На рис. 1.17 приведена Т-образная малосигнальная эквивалентная схема биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ. Здесь входным электродом транзистора является база. Поскольку схема малосигнальная, то в генераторе тока используется дифференциальный коэффициент  $\beta$ . Для рассматриваемой эквивалентной схемы сопротивление  $r_k^*$  и емкость  $C_k^*$  можно определить по следующим формулам:

$$r_k^* = r_k (1 - \alpha) ; C_k^* = C_k / 1 - \alpha ,$$

где  $C_k$  — барьерная емкость коллекторного перехода.

Параметры Т-образной эквивалентной схемы называются внутренними (физическими) параметрами, так как они отражают физические процессы в транзисторе. Однако эти параметры не всегда удобны для прямого измерения и расчета электронных устройств.

Для переменных сигналов малой амплитуды, приводящих к незначительному изменению электрического режима в линейной части ВАХ, биполярный транзистор можно представить эквивалентным линейным четырехполюсником. Параметры последнего принято называть  $h$ -параметрами. К ним относятся:

$h_{11}$  — входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе;

$h_{12}$  — коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе на входе;

$h_{21}$  — коэффициент усиления (передачи) по току при коротком замыкании на выходе;

$h_{22}$  — выходная проводимость при холостом ходе на входе.

Основное преимущество  $h$ -параметров заключается в легкости их непосредственного измерения.

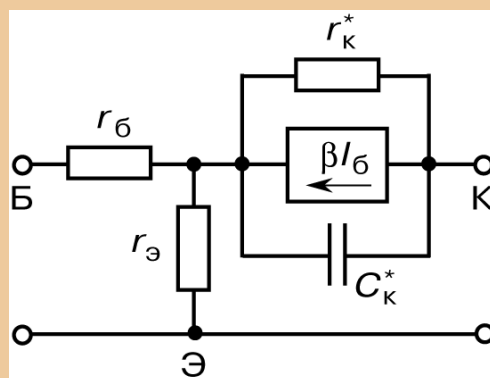


Рис. 1.17. Эквивалентная схема транзистора с общим эмиттером

Существуют специальные таблицы формул, связывающих  $h$ -параметры различных схем включения транзистора между собой, а также с физическими параметрами и другими системами параметров.

Частотные свойства биполярного транзистора определяются временем пролета неосновных носителей заряда через базу и временем перезаряда барьерных емкостей переходов. Относительная роль этих факторов зависит от конструкции и режима работы транзистора, а также от сопротивлений во внешних цепях. Для биполярных транзисторов, предназначенных для работы в области низких и средних частот, основное влияние на частотные свойства оказывает время пролета носителей через базу  $\tau_\alpha$ .

Для схемы ОБ частотные свойства транзистора обычно представляются граничной частотой усиления  $f_\alpha$ . На рис. 1.18 приведена частотная характеристика коэффициента усиления  $\alpha$ . Из рис. 1.18 видно, что граничной частотой  $f_\alpha$  является частота сигнала, при которой дифференциальный коэффициент  $\alpha$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (падает на 3 дБ) по сравнению с его значением на низкой частоте  $\alpha_0$ . Для  $f_\alpha$  можно записать:

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi\tau_\alpha} = \frac{D}{\pi W^2} . \quad (1.11)$$

Из (1.11) следует: для получения высоких граничных частот нужно изготавливать транзисторы с тонкой базой из полупроводников с большой подвижностью носителей заряда.

Для схемы ОЭ частотные свойства биполярного транзистора иногда представляют граничной частотой усиления  $f_\beta$ , которую можно определить с помощью формулы:

$$f_\beta = f_\alpha / (\beta + 1) . \quad (1.12)$$

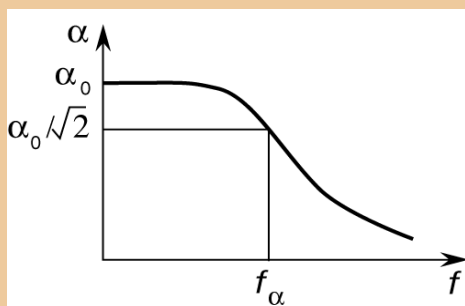


Рис. 1.18. Зависимость коэффициента усиления от частоты

Из (1.12) следует: частотные свойства биполярного транзистора в схеме ОЭ хуже, чем в схеме ОБ. Это естественно, поскольку для любого активного элемента произведение коэффициента усиления на полосу частот есть величина постоянная.

Биполярный транзистор, как и любой другой электронный элемент, мо-

жет работать в определенном диапазоне токов, напряжений и мощностей. Нельзя, например, превышать определенную величину тока коллектора, нельзя использовать транзистор при напряжении на коллекторе меньше определенной величины. Эти границы использования принято называть предельными или предельно допустимыми режимами. Предельный режим (в отличие от предельно допустимого) определяется только физической границей возникновения явления в транзисторе, которое делает его неработоспособным, т.е. предельный режим — это физическая граница возможного использования. Однако из-за неизбежного разброса параметров полупроводниковых приборов, необходимости повышения надежности при эксплуатации на практике используется (приводится в ТУ и справочниках) предельно допустимый режим. Предельно допустимый режим — режимная граница использования транзистора, определяемая (помимо физической границы) некоторыми соображениями технико-экономического характера. На практике это означает введение коэффициента запаса.

Наиболее важные для эксплуатации полупроводниковых приборов параметры — максимально допустимые токи, напряжения и мощности.

## 1.5. Полевые транзисторы

Полевые (униполярные) транзисторы — это полупроводниковые активные элементы. В основе их работы используются подвижные носители зарядов лишь одного типа — только электроны или только дырки. Наиболее характерная черта полевых транзисторов — высокое входное сопротивление. Поэтому они управляются напряжением, а не током, как биполярные транзисторы. Наибольшее распространение получили два основных типа полевого транзистора: транзистор с управляющим  $p$ - $n$  переходом и транзистор со структурой «металл-диэлектрик-полупроводник» (МДП).

Принцип действия полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом основан на изменении сопротивления активного слоя (канала) путем расширения  $p$ - $n$  перехода при подаче на него напряжения обратного смещения. На рис. 1.19 приведен идеализированный разрез полевого транзистора с  $n$ -каналом. Выводы, сделанные от противоположных сторон пластины полупроводника  $n$ -типа, называются истоком и стоком (обозначены И и С соответственно). Вывод от  $p$ -области называется затво-

ром (обозначен буквой З). В большинстве случаев выводы от затворов соединены между собой, поэтому в полевом транзисторе (заключенном в корпус) имеется лишь один внешний вывод от затвора.

Расстояние между  $p$ - $n$  переходами называется шириной канала  $W$ , а  $n$ -область между переходами — каналом. При приложении напряжения между стоком и истоком  $U_{си}$  в цепи «сток-исток» будет протекать ток  $I_c$ , величина которого определяется сопротивлением канала при постоянном  $U_{си}$ . Теперь приложим напряжение между затвором и истоком  $U_{зи}$  («+» на истоке, «-» на затворе). За счет напряжения  $U_{зи}$  переходы сместятся в обратном направлении и соответственно расширятся, вследствие чего ширина канала уменьшится, а сопротивление возрастет. С возрастанием сопротивления канала ток стока  $I_c$  уменьшится. Таким образом, изменяя напряжение, можно управлять током стока.

Полевые транзисторы могут быть выполнены как с  $n$ -, так и с  $p$ -каналом. В основе дальнейшего рассмотрения будем использовать наиболее распространенный полевой транзистор с  $n$ -каналом (рис. 1.19).

Максимальная ширина канала имеет место при  $U_{зи} = 0$ . Поскольку в основу работы полевого транзистора положен принцип изменения ширины канала, то для транзистора с  $n$ -каналом  $U_{зи}$  можно изменять от нуля в сторону отрицательных значений, т.е.  $p$ - $n$  переходы затвора всегда должны быть смещены в обратном направлении и их сопротивление должно быть велико. Напряжение на затворе, при котором  $p$ - $n$  переходы смыкаются (канал исчезает), называют напряжением отсечки  $U_0$ . Этот параметр — один из основных для любого полевого транзистора.

Необходимо отметить, что при воздействии напряжения  $U_{си}$   $p$ - $n$

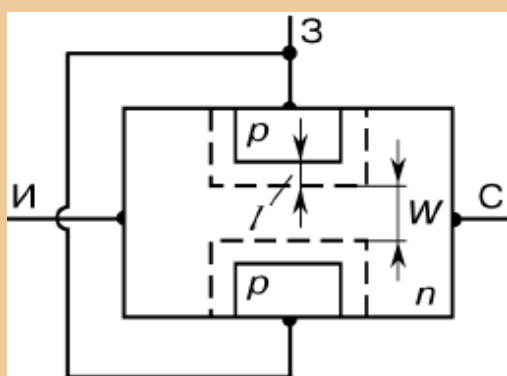


Рис. 1.19. Структура полевого транзистора с каналом  $n$ -типа

переходы затвора тоже смещаются в обратном направлении. Но при этом напряжение, действующее в канале вблизи стока, имеет большее значение ( $p$ - $n$  переход шире), чем вблизи истока. Этим обстоятельством и определяется вид выходных ВАХ полевого транзистора, приведенных на рис. 1.20. Напряжение, начиная с которого формируется положительная часть характеристики (т. С), принято называть напряжением



насыщения  $U_{\text{сн}}$ . Его можно рассчитать как  $U_{\text{сн}} = U_0 - U_{\text{зи}}$ , откуда следует, что при увеличении  $U_{\text{зи}}$  (по абсолютной величине) напряжение  $U_{\text{сн}}$  уменьшается (см. рис. 1.20).

Другая важная характеристика полевого транзистора, представляющая его свойства, — это стоко-затворная ВАХ. Для нее можно записать:

$$I_{\text{с}} = I_{\text{с max}} (1 - U_{\text{зи}} / U_0)^2, \quad (1.13)$$

где  $I_{\text{с max}}$  — максимальный ток стока, имеющий место при  $U_{\text{зи}} = 0$ .

На рис. 1.21 приведена стоко-затворная ВАХ полевого транзистора с  $n$ -каналом.

Один из основных параметров любого полевого транзистора — крутизна  $s = dI_{\text{с}} / dU_{\text{зи}}$  (мА/В), которую можно рассчитать по формуле:

$$s = s_{\text{max}} (1 - U_{\text{зи}} / U_0), \quad (1.14)$$

где  $s_{\text{max}}$  — максимальная крутизна, имеющая место при  $U_{\text{зи}} = 0$ .

Из (1.13) и (1.14) следует, что при увеличении рабочего напряжения  $U_{\text{зи}}$  ток стока и крутизна полевого транзистора уменьшаются.

Дифференциальное сопротивление стока (внутреннее сопротивление транзистора)  $r_{\text{с}} = dU_{\text{сн}} / dI_{\text{с}}$  в области пологой части выходных ВАХ полевого транзистора, согласно (1.14), равно бесконечности (на практике  $r_{\text{с}}$  обычно составляет несколько МОм). Для расчета  $r_{\text{с}}$  можно пользоваться следующей формулой:

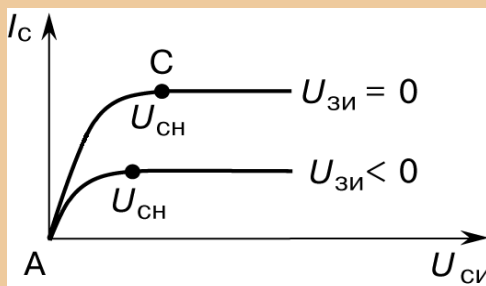


Рис. 1.20. Выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора

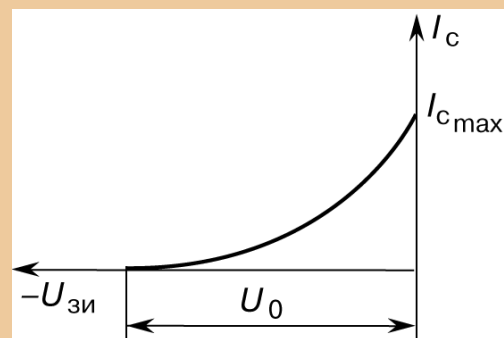


Рис. 1.21. Стоко-затворная вольт-амперная характеристика полевого транзистора

$$r_c = r_{c1} I_{c1} / I_c, \quad (1.15)$$

где  $r_{c1}$  — сопротивление стока при  $I_c = I_{c1}$ .

Таким образом, зная сопротивление  $r_{c1}$  при определенном токе  $I_{c1}$ , можно определить  $r_c$  при любом другом  $I_c$ . Из (1.15) следует, что с падением тока стока  $r_c$  возрастает.

Дифференциальное сопротивление стока практически не зависит от  $U_{си}$  при небольших его значениях. Однако увеличение  $U_{си}$  может вызвать лавинный пробой  $p$ - $n$  переходов в полевом транзисторе. При этом ток стока резко возрастает, а  $r_c$  значительно уменьшается. Лавинный пробой  $p$ - $n$  переходов затвора — основная причина, ограничивающая использование полевого транзистора по напряжению на стоке. Величина максимально допустимого напряжения стока обычно несколько меньше напряжения лавинного пробоя (с учетом коэффициента запаса).

Коэффициент усиления по напряжению  $\hat{1}_u = dU_{си} / dU_{зи}$  — еще один важный параметр полевого транзистора. Нетрудно показать, что  $\mu_u = sr_c$ . Коэффициент  $\mu_u$  при уменьшении тока стока несколько возрастает.

Инерционность полевого транзистора обусловлена несколькими факторами. Главный из них определяется временем заряда барьерной емкости переходов затвора. Поэтому эквивалентную схему, описывающую частотные свойства полевого транзистора, можно представить в виде, изображенном на рис. 1.22. Здесь  $C_3$  — средняя емкость затвора,  $r_{кан}$  — среднее продольное сопротивление канала. Воспользовавшись этой эквивалентной схемой, запишем для постоянной времени затвора  $\tau_3 = C_3 r_{кан}$ , откуда для граничной частоты полевого транзистора

$$f_{гр} = 1 / 2\pi C_3 r_{кан}. \quad (1.16)$$

Из (1.16) следует: для улучшения частотных свойств полевого транзистора следует уменьшать  $C_3$  и  $r_{кан}$ .

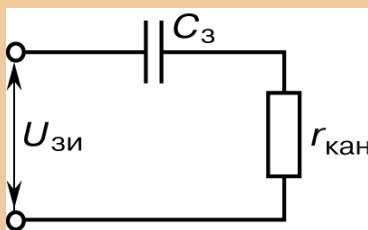


Рис. 1.22. Эквивалентная схема полевого транзистора

Поскольку при прочих равных условиях сопротивление  $n$ -канала всегда меньше, чем  $p$ -канала за счет более высокой подвижности электронов, то частотные свойства полевых транзисторов с  $n$ -каналом лучше, чем транзисторов с  $p$ -каналом.

На рис. 1.23,  $a$ ,  $b$  приведены малосигнальные эквивалентные схемы (модели)

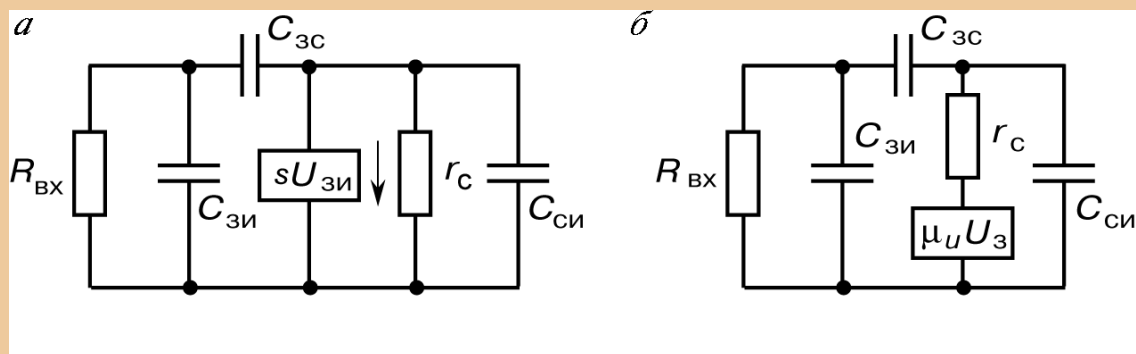


Рис. 1.23. Эквивалентные схемы полевого транзистора

для переменных составляющих токов и напряжений полевого транзистора, где емкость затвора условно разделена на две части:  $C_{зи}$  (затвор-исток) и  $C_{зс}$  (затвор-сток). Эти эквивалентные схемы — основа для построения эквивалентных схем усилительных каскадов на полевых транзисторах.

При изменении рабочей температуры определенным образом будут изменяться и параметры полевых транзисторов. При возрастании температуры, с одной стороны, уменьшается высота потенциального барьера переходов затвора, уменьшается их ширина, ширина канала возрастает, сопротивление канала падает и соответственно ток стока увеличивается. С другой стороны, уменьшается подвижность электронов в канале, что приводит к возрастанию сопротивления канала и соответственно падению тока стока. Таким образом, эти два температурно-зависимых параметра действуют встречно, частично компенсируя изменения  $I_c$ .

Наиболее характерная черта полевых транзисторов — высокое входное сопротивление. В полевых транзисторах с  $p$ - $n$  переходом входное сопротивление определяется обратными токами переходов затвора. Для кремниевых полевых транзисторов входное сопротивление находится в пределах  $10^9 \dots 10^{12}$  Ом.

Рассмотрим МДП-транзистор (металл-диэлектрик-полупроводник), который называют транзистором с изолированным затвором или МОП-транзистором (металл-оксид-полупроводник). В основе работы МДП-транзистора используется возможность изменить величину и знак электропроводности на границе полупроводника с диэлектриком под действием приложенного напряжения. На рис. 1.24 приведены упрощенные разрезы МДП-транзисторов с  $n$ -каналами — индуцированным (а) и встроенным (б). В силу ряда технологических причин наибольшее распространение получили МДП-транзисторы со встроенным  $n$ -каналом и с индуцированным  $p$ -каналом.

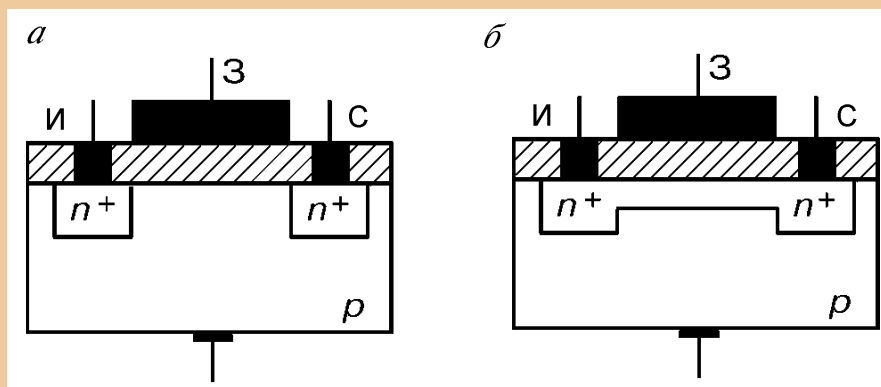


Рис. 1.24. МДП-транзисторы с  $n$ -каналами

Для МДП-транзисторов, изображенных на рис. 1.24, выводы от областей  $n$ -типа называются истоком и стоком (как и в полевом транзисторе с  $p$ - $n$  переходом). Вывод от металлической пластины, расположенной на диэлектрике над областью между истоком и стоком, называется затвором. Нижний вывод, являющийся выводом от подложки, соединяется с истоком (в дискретных транзисторах) или с общей шиной (в интегральных схемах).

В МДП-транзисторе с индуцированным каналом при напряжении  $U_{зи} = 0$  канал отсутствует и соответственно при приложении разности потенциалов между стоком и истоком  $U_{си}$  ток стока  $I_c = 0$ . При превышении положительным напряжением на затворе определенного напряжения происходит образование канала за счет притяжения собственных электронов подложки к затвору под действием электрического поля. Напряжение  $U_0$ , начиная с которого образуется канал (возникает ток стока), принято называть напряжением отсечки, или пороговым напряжением. При  $U_{зи} > U_0$  в МДП-транзисторах с индуцированным  $n$ -каналом увеличение напряжения на затворе будет приводить к уменьшению сопротивления канала за счет обогащения поверхности электронами. Ток стока  $I_c$  при этом увеличивается. На рис. 1.25 (кривая 1) приведена стоко-затворная ВАХ для МДП-транзистора с индуцированным  $n$ -каналом. Эта характеристика иллюстрирует изложенное выше.

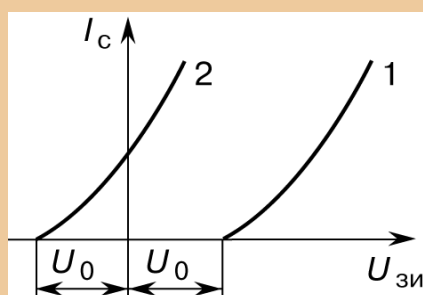


Рис. 1.25. Вольт-амперные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

Эта характеристика иллюстрирует изложенное выше.

В МДП-транзисторе со встроенным каналом при  $U_{зи} = 0$  канал присутствует и при  $U_{си} > 0$  протекает ток стока (рис. 1.25, кривая 2). При увеличении положительного напряжения  $U_{зи}$  ток стока  $I_c$  возрастает. При увеличении же отрицательного напряжения на затворе канал обедняется электронами и соответственно  $I_c$  уменьшается. При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе канал исчезает, а начиная с  $U_{зи} = U_0$  ток стока становится практически равным нулю. В данном случае  $U_0$  — напряжение отсечки.

Рассмотрим выходные (стоковые) ВАХ МДП-транзисторов. На рис. 1.26 приведены выходные характеристики для МДП-транзисторов с  $n$ -каналом — индуцированным (а) и встроенным (б). При заданном напряжении на затворе по мере увеличения  $U_{си}$  от нулевого значения ток стока возрастает сначала линейно (область крутой части ВАХ), затем скорость его возрастания уменьшается и, наконец, при достаточно больших значениях  $U_{си}$  ток стремится к постоянной величине. Прекращение возрастания тока связано с перекрытием канала вблизи стока. Как только канал перекрыт, ток стока практически остается постоянным на данном уровне, т.е. в первом приближении становится независимым от напряжения на стоке (область пологой части ВАХ). Для пологой части ВАХ — основной рабочей области для усилительных устройств — можно записать:

$$I_c = \frac{k}{2}(U_{зи} - U_0)^2. \quad (1.17)$$

Крутизну МДП-транзистора для пологой области ВАХ нетрудно получить из (1.17) в следующем виде:

$$s = k(U_{зи} - U_0). \quad (1.18)$$

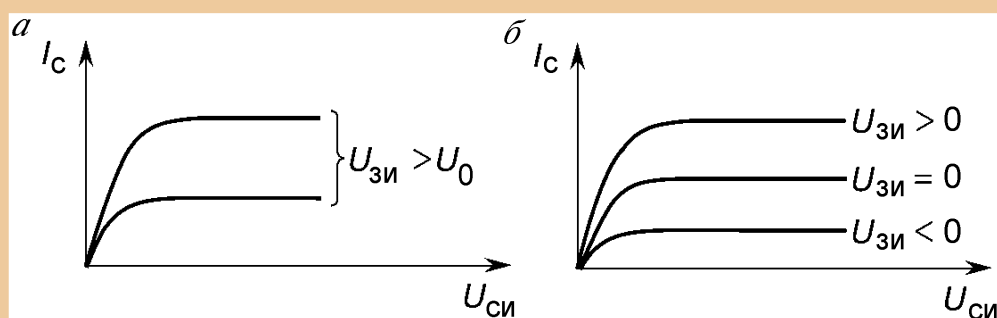


Рис. 1.26. Выходные вольт-амперные характеристики МДП-транзистора

В формулах (1.17) и (1.18) коэффициент  $k$  ( $A/V^2$ ) определяется конструкцией и технологией изготовления транзистора. Крутизна как МДП-транзистора, так и полевого транзистора с  $p$ - $n$  переходом уменьшается с падением тока стока.

Помимо крутизны многие другие параметры МДП-транзисторов имеют аналогичные полевым транзисторам с  $p$ - $n$  переходом зависимости от режима работы и температуры. Так, сопротивление стока в МДП-транзисторах может быть рассчитано по (1.15). Частотные свойства, влияние температуры на ток стока и многие другие параметры и характеристики МДП-транзисторов имеют весьма схожие показатели с полевыми транзисторами с  $p$ - $n$  переходом.

Входное сопротивление МДП-транзисторов определяется в основном утечками диэлектрика, поэтому оно достигает весьма больших значений  $10^{12} \dots 10^{15}$  Ом.

За счет приложения больших напряжений к затвору или за счет внутренних зарядов в диэлектрике может произойти пробой изолирующей пленки диэлектрика и транзистор выйдет из строя. Поэтому нельзя использовать и хранить МДП-транзисторы с оборванным затвором. МДП-транзисторы хранятся со специальными закорачивающими приспособлениями (все выводы транзистора замкнуты между собой). При измерении параметров МДП-транзисторов съемное закорачивающее приспособление должно быть снято только перед включением транзистора в гнездо измерительного прибора. После проведения измерений необходимо вновь установить закорачивающее приспособление.

При работе МДП-транзистора в конкретном устройстве всегда должна существовать электрическая связь между затвором и шиной нулевого потенциала, причем сопротивление этой цепи для напряжений, больших 50В, не должно превышать 1 МОм, т.е. реальное входное сопротивление МДП-устройств при использовании в цепи затвора обычных линейных резисторов не может быть больше 1 МОм.

Помимо рассмотренных выше двух основных типов полевых транзисторов, наиболее часто используемых на практике, существует несколько их разновидностей, а также самостоятельных типов. Среди них наиболее перспективные СВЧ МДП-транзисторы с коротким каналом и МНОП-транзисторы. Кроме того, активные МДП-структуры широко используются в приборах с зарядовой связью и других устройствах микроэлектроники.



## 1.6. Элементы интегральных схем

Современная электроника характеризуется массовым выпуском изделий микроэлектроники — интегральных микросхем с быстро-растущей степенью интеграции. Интегральная микросхема (ИМС) — это совокупность нескольких взаимосвязанных элементов, изготовленных в едином технологическом цикле, на одной подложке; ИМС выполняет функцию определенного электронного устройства. В современных ИМС на  $1\text{ мм}^2$  удастся выполнить более  $10^6$  элементов. По способу изготовления и получаемой при этом структуре ИМС можно разделить на три основных типа: гибридные, пленочные и полупроводниковые.

Гибридной микросхемой является ИМС, в которой пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, токопроводящие дорожки и др.) выполнены в едином технологическом цикле на одной изолирующей подложке, а активные элементы являются навесными, т.е. обычными дискретными транзисторами, но без своих собственных корпусов (бескорпусные элементы). Помимо различных диодов и транзисторов, навесными элементами могут быть конденсаторы больших емкостей и катушки индуктивности.

Пленочная микросхема — это ИМС, в которой не только пассивные, но и активные элементы выполнены в виде пленок. Вариантами технического исполнения пленочных ИМС являются тонкопленочные (с толщиной до  $1\text{ мкм}$ ) и толстопленочные (с толщиной свыше  $1\text{ мкм}$ ) схемы. Хорошими параметрами и свойствами обладают ИМС, у которых элементы выполнены на монокристаллических пленках (например, структуры «кремний на сапфире»).

Полупроводниковая микросхема — это ИМС, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводникового кристалла. Иногда полупроводниковую схему называют монолитной ИМС (микросхемой).

Как правило, ИМС разрабатываются и выпускаются предприятиями-изготовителями в виде серий; каждая серия характеризуется степенью комплектности. К серии ИМС относят совокупность ИМС, которые могут выполнять различные функции, но имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного использования. Серия содержит несколько ИМС различных типов, которые, в свою очередь, могут делиться на типо-

номиналы. Типономинал — это ИМС, имеющая конкретное функциональное назначение и свое условное обозначение.

Элементом ИМС называют часть ИМС, реализующую какую-либо функцию полупроводникового прибора (пассивную или активную), которая выполнена неразрывно от кристалла (подложки) и не может быть выделена как самостоятельное изделие.

В зависимости от количества элементов  $n$  в ИМС принято деление по степени интеграции  $K = \ln n$ . Так, ИМС первой степени содержит до 10 элементов, второй степени — до 100, третьей — до 1000 и т.д. Интегральные схемы с  $K = 2...3$  называют большими интегральными схемами (БИС), а с  $K > 3$  — сверхбольшими интегральными схемами (СБИС).

Поскольку полупроводниковые ИМС — основной тип ИМС, сосредоточив основное внимание на элементах именно этих микросхем. Одна их особенностей элементов ИМС (по сравнению с аналогичными дискретными полупроводниковыми приборами) в том, что они имеют определенную электрическую связь с общей подложной, а иногда и друг с другом. Другая важная особенность элементов ИМС — все они изготавливаются в едином технологическом цикле. В результате параметры элементов ИМС в значительной мере взаимосвязаны и ограничены, чего нет у обычных полупроводниковых приборов.

Простейшим резистором ИМС является слой полупроводника, изолированный от других элементов ИМС. Существует несколько способов изоляции и самый распространенный из них — введение дополнительного  $p$ - $n$  перехода в подложку, окружающего (изолирующего) каждый элемент (или группу элементов). Максимальное сопротивление резистора в полупроводниковой ИМС может достигать 50 кОм. Разброс сопротивлений относительно расчетного номинала в ИМС составляет 15...20 %. Резисторы, расположенные на одной подложке, могут изменять свое сопротивление одинаково, поэтому разброс их значений будет гораздо меньше — не более 3 %. Эта особенность играет важную роль и широко используется в усилителях с глубокой отрицательной обратной связью.

В гибридных и пленочных схемах используются пленочные резисторы, получаемые за счет нанесения резистивного вещества на изолирующую подложку. Сопротивление такого резистора зависит от материала, толщины пленки и может достигать значений порядка 1 МОм.

Для полупроводниковых ИМС основной и наиболее универсальный элемент — биполярный транзистор. В большинстве случаев в ИМС используются транзисторы *n-p-n*-типа. Значения параметров интегральных транзисторов: коэффициент усиления  $B=100$ , граничная частота  $f_T = 300$  МГц, максимально допустимое напряжение  $U_{к\max} = 40$  В.

Помимо обычных биполярных транзисторов в ИМС широко используются особые структуры, не свойственные электронным устройствам на дискретных элементах. Это прежде всего многоэмиттерный транзистор (МЭТ). Особенности МЭТ состоят в размерах коллекторных и эмиттерных переходов, количестве эмиттеров, а также в конфигурации и расположении контактов.

В настоящее время в составе полупроводниковой ИМС могут быть изготовлены диоды почти любого типа. Однако при разработке ИМС всегда желательно использование однотипных структур. Такими структурами обычно являются биполярные транзисторы. Поскольку транзистор имеет два *p-n* перехода, то его можно использовать и в качестве диода. В полупроводниковых ИМС применяются различные схемы включения транзистора в качестве диода, т.е. интегральный диод — это биполярный транзистор, включенный определенным образом. При этом имеется возможность получать у интегральных диодов различные параметры.

Диодное включение транзистора (обычно *n-p-n*-типа) достигается при выполнении внутрисхемных металлизаций, проводимых после формирования всех элементов ИМС. На рис. 1.27 приведены пять схем включения биполярного транзистора в качестве диода. В первом случае в качестве диода (схема *а*) используется коллекторный *p-n* переход транзистора. Такой диод имеет относительно большое пробивное напряжение (до 50 В), но характеризуется невысоким быстродействием. Диод (схема *б*), использующий эмиттерный *p-n* переход, имеет повышенное быстродействие, но небольшое пробивное напряжение (до 7 В). Для диодов (схемы *в* и *д*) пробивное напряжение одинаково с диодом схемы *б*, а для *г* — схемы *а*. Самый большой обратный ток имеет место в диоде схемы *д*, где *p-n* переходы транзистора включены параллельно. Падение напряжения на диоде при заданном прямом токе максимально для диода (схема *б*) и минимально для диода (схема *г*). На практике чаще всего используются диоды (схемы *б* и *в*).

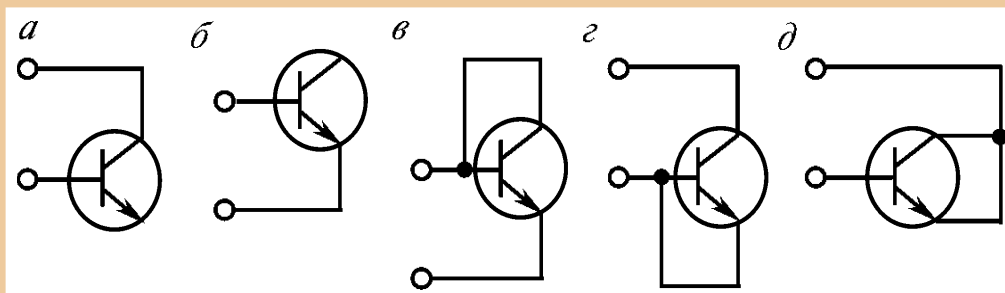


Рис. 1.27. Диодные включения биполярных интегральных транзисторов

Низковольтные стабилизаторы в ИМС выполняют, применяя  $p$ - $n$  переходы, при прямом смещении. Такие стабилизаторы рассчитываются на напряжения, равные или кратные равновесной высоте потенциального барьера кремниевого  $p$ - $n$  перехода, примерно составляющей 0,7 В. Здесь можно использовать один или несколько последовательно включенных интегральных диодов, работающих при прямом смещении. Обычно в низковольтных интегральных стабилизаторах используются диоды (рис. 1.27, схема в).

Широкое распространение в ИМС получили МДП-транзисторы. МДП ИМС имеют преимущества перед ИМС на биполярных транзисторах, прежде всего — лучшие массогабаритные показатели. При выполнении нескольких МДП-транзисторов на одной подложке получается, что их истоки и стоки оказываются разделенными встречно включенными  $p$ - $n$  переходами «сток-подложка» и «исток-подложка». Поэтому гальваническая связь между элементами будет определяться лишь малыми обратными токами этих переходов. Таким образом, для МДП ИМС в большинстве случаев дополнительная изоляция элементов не требуется. Отсюда следует: МДП-транзисторы можно располагать ближе друг к другу и тем самым повышать плотность расположения элементов и использование площади подложки.

Поскольку интегральные МДП-транзисторы не нуждаются в изоляции, их структура практически не отличается от структуры дискретных элементов. Важное преимущество МДП-транзисторов в полупроводниковых ИМС — возможность их использования в качестве различных элементов: резисторов, конденсаторов и др.

Широкое применение в микроэлектронике находят сочетания МДП-транзисторов с  $n$ - и  $p$ -каналами, которые принято называть комплиментарными МДП-транзисторами (КМДП). Сочетания биполярных  $n$ - $p$ - $n$ - и  $p$ - $n$ - $p$ -транзисторов обычно называют комплиментарными биполярными или просто комплиментарными транзисторами.

Развитие микроэлектроники в последние годы тесно связано с использованием новых эффектов и явлений в твердом теле. Традиционные области полупроводниковой электроники имеют свой предел, определяемый конструктивной сложностью, технологичностью изготовления, снижением надежности и т. д. Наиболее принципиальная и многообещающая область микроэлектроники — функциональная электроника.

Функциональным прибором является простая структура, способная выполнять функции всего устройства в целом. Для функциональной электроники характерно использование большого числа различных явлений. Помимо чисто электрических цепей, здесь используются оптические, акустические, магнитные и другие явления в твердых телах.

Явления, связанные с механическими колебаниями упругой среды, обычно называют акустическими (или звуковыми). Основой акустоэлектроники является использование взаимодействия акустических и электрических сигналов. Практически все современные акустоэлектронные элементы — это приборы резонансного типа. Принцип действия их основан на использовании пьезоэлектрического эффекта (пьезоэффекта).

Прямой пьезоэффект проявляется в образовании зарядов на поверхности твердого тела под действием механических напряжений. Обратный пьезоэффект проявляется в изменении геометрических размеров тела под действием приложенного электрического напряжения. Эти эффекты очень ярко проявляются в кварцевом резонаторе.

Кварцевый резонатор — это однородная пластина монокристалла кварца. Чаще всего в кварцевом резонаторе возбуждаются продольные колебания (объемные акустические волны) по типу сжатие—растяжение. Основным электрический параметр кварцевых резонаторов — резонансная частота, которая жестко фиксирована. Основным размер, определяющий частоту колебаний кварцевого резонатора, — длина пластины. Кварцевые резонаторы обладают наибольшей стабильностью частоты.

В теле однородной кварцевой пластины нельзя обнаружить области, соответствующие индуктивности, емкости или сопротивлению. Тем не менее, кварцевая пластина выполняет функцию резонатора, т.е. заменяет несколько реактивных элементов и резисторов. В ней возбуждаются резонансные механические колебания за счет приложения переменного электрического поля и наоборот: при возбуждении колебаний механическим путем на обкладках резонатора появляется электрическое напряжение.



## 1.7. Силовые полупроводниковые приборы

К силовым полупроводниковым приборам относятся управляемые приборы, используемые в различных силовых устройствах: электроприводе, источниках питания, мощных преобразовательных установках и др. Для снижения потерь эти приборы в основном работают в ключевом режиме. Основные требования, предъявляемые к силовым приборам:

- малые потери при коммутации;
- большая скорость переключения из одного состояния в другое;
- малое потребление по цепи управления;
- большой коммутируемый ток и высокое рабочее напряжение.

Силовая электроника непрерывно развивается, и силовые приборы непрерывно совершенствуются. Разработаны и выпускаются приборы на токи до 1000 А и рабочее напряжение свыше 6 кВ. Быстродействие силовых приборов таково, что они могут работать на частотах до 1 МГц. Значительно снижена мощность управления силовыми ключами.

Разработаны и выпускаются мощные биполярные и униполярные транзисторы. Специально для целей силовой электроники разработаны и выпускаются мощные четырехслойные приборы — тиристоры и симисторы. К последним достижениям силовой электроники относится разработка новых типов транзисторов: со статической индукцией (СИТ и БСИТ) и биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ). Новые типы транзисторов могут коммутировать токи свыше 500 А при напряжении до 2000 В. В отличие от тиристоров эти приборы имеют полное управление, высокое быстродействие и малое потребление по цепи управления.

Тиристоры делятся на две группы: диодные тиристоры (динисторы) и триодные (тиристоры). Для коммутации цепей переменного тока разработаны специальные симметричные тиристоры-симисторы.

Динистор — это двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три  $p$ - $n$  перехода. Крайняя область  $P$  называется анодом, а другая крайняя область  $N$  — катодом. Структура динистора приведена на рис. 1.28, *а*. Три  $p$ - $n$  перехода динистора обозначены как  $J_1$ ,  $J_2$  и  $J_3$ . Схематическое изображение динистора приведено на рис. 1.28, *б*.

Схему замещения динистора можно представить в виде двух триодных структур, соединенных между собой. Деление динистора на составляющие транзисторы и схема замещения приведены на рис. 1.29, *а*, *б*.



При таком соединении коллекторный ток первого транзистора является током базы второго, а коллекторный ток второго транзистора — током базы первого. Благодаря этому внутреннему соединению внутри прибора есть положительная обратная связь.

Если на анод подано положительное напряжение по отношению к катоду, то переходы  $J_1$  и  $J_3$  будут смещены в прямом направлении, а переход  $J_2$  — в обратном, поэтому все напряжение источника  $E$  будет приложено к переходу  $J_2$ . Примем, что коэффициенты передачи по току эмиттера транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  имеют значения  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  соответственно. Пользуясь схемой замещения, приведенной на рис. 1.29, б, найдем ток через переход  $J_2$ , равный сумме токов коллекторов обоих транзисторов и тока утечки  $I_{к0}$  этого перехода:

$$I_{J_2} = \alpha_1 I_{\text{э}1} + \alpha_2 I_{\text{э}2} + I_{к0} . \quad (1.19)$$

Ток во внешней цепи равен  $I_{\text{э}1} = I_{\text{э}2} = I_{J_2} = I$ , поэтому после подстановки  $I$  в (1.19) найдем:

$$I(1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_{к0} ,$$

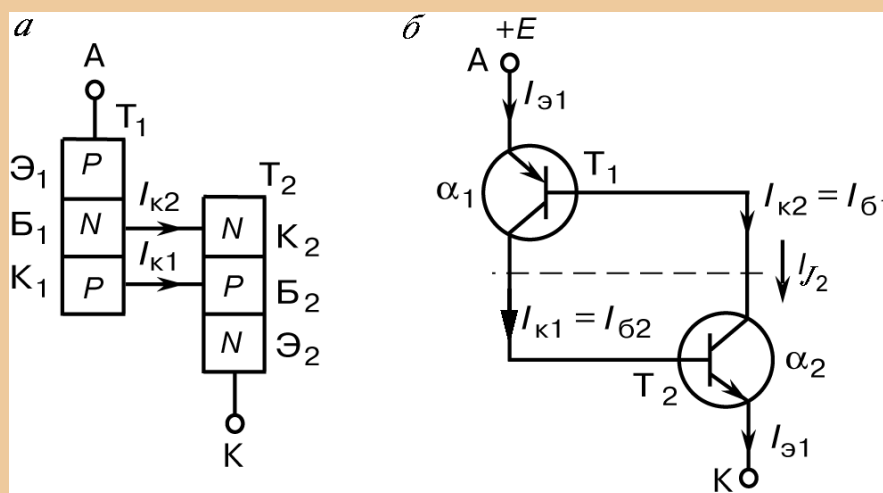


Рис. 1.29. Две структуры динистора и схема его замещения

откуда получим значение внешнего тока:

$$I = \frac{I_{к0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}.$$

Пока выполняется условие  $(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ , ток в динисторе будет равен  $I_{к0}$ . Если же сделать  $(\alpha_1 + \alpha_2) \geq 1$ , то динистор включается и начинает проводить ток. Таким образом, получено условие включения динистора.

Для увеличения коэффициентов передачи тока  $\alpha_1$  или  $\alpha_2$  имеются два способа. По первому способу можно увеличивать напряжение на динисторе. С ростом напряжения  $U = U_{вкл}$  один из транзисторов будет переходить в режим насыщения.

Коллекторный ток этого транзистора, протекая в цепи базы второго транзистора, откроет его, а последний, в свою очередь, увеличит ток базы первого. В результате коллекторные токи транзисторов будут лавинообразно нарастать, пока оба транзистора не перейдут в режим насыщения.

После включения транзисторов динистор замкнется и ток  $I$  будет ограничиваться только сопротивлением внешней цепи. Падение напряжения на открытом приборе меньше 2 В, что примерно равно падению напряжения на обычном диоде. Вольт-амперная характеристика динистора приведена на рис. 1.30, *а*, а схема импульсного включения на рис. 1.30, *б*.

Выключить динистор можно, понизив ток в нем до значения  $I_{выкл}$  или поменять полярность напряжения на аноде. Различные способы выключения динистора приведены на рис. 1.31. В схеме (*а*) прерывается ток в цепи динистора. Во схеме (*б*) напряжение на динисторе де-

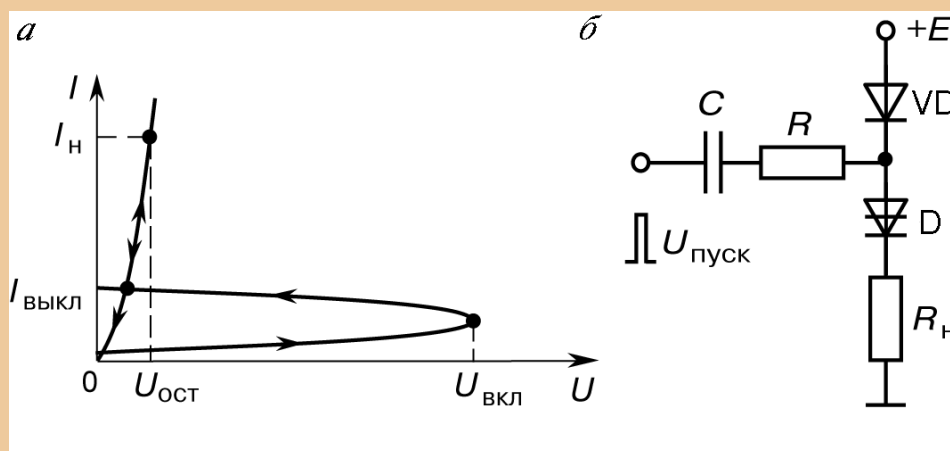


Рис. 1.30. Вольт-амперные характеристики динистора (*а*) и схема его включения (*б*)

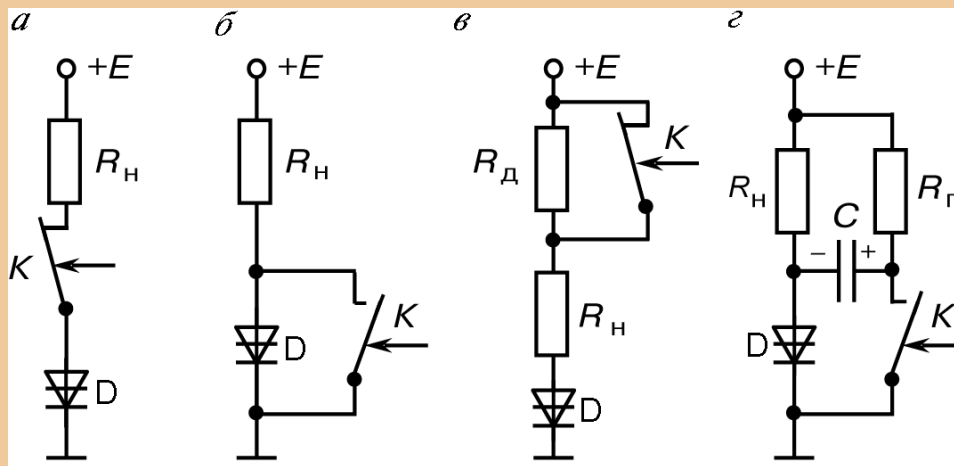


Рис. 1.31. Схемы включения динистора: с размыканием цепи (а), шунтированием прибора (б), со снижением тока анода (в), с подачей обратного напряжения (г)

ляется равным нулю. В схеме (в) ток динистора понижается до  $I_{\text{выкл}}$  включением добавочного резистора  $R_d$ . В схеме (г) при замыкании ключа  $K$ , на анод динистора подается напряжение противоположной полярности при помощи конденсатора  $C$ .

Второй способ включения четырехслойной структуры реализован в тиристоре. Для этого в нем имеется вывод от одной из баз эквивалентных транзисторов  $T_1$  или  $T_2$ . Если подать в одну из этих баз ток управления, коэффициент передачи соответствующего транзистора увеличится и произойдет включение тиристора.

В зависимости от расположения управляющего электрода (УЭ) тиристоры делятся на тиристоры с катодным управлением и тиристоры с анодным управлением. Расположение этих управляющих электродов и схематические обозначения тиристоров приведены на рис. 1.32. Вольт-амперная характеристика тиристора, приведенная на рис. 1.33, отличается от характеристики динистора тем, что напряжение включения регулируется изменением тока в цепи управляющего электрода. При увеличении тока управления снижается напряжение включения. Таким образом, тиристор эквивалентен динистору с управляемым напряжением включения.

После включения управляющий электрод теряет управляющие свойства, следовательно, с его помощью выключить тиристор нельзя. Основные схемы выключения тиристора такие же, как и для динистора.

Как динисторы, так и тиристоры подвержены самопроизвольному включению при быстром изменении напряжения на аноде. Это яв-

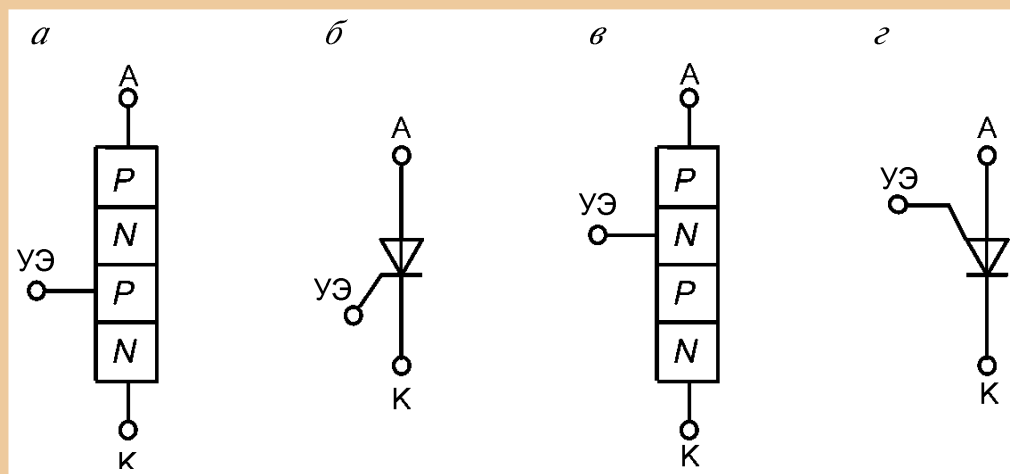


Рис. 1.32. Структура тиристора с катодным управлением (а) и его схемотехническое обозначение (б); структура тиристора с анодным управлением (в) и его схемотехническое обозначение (г)

ление получило название «эффекта  $dU/dt$ ». Оно связано с зарядом емкости перехода  $C_{J2}$  при быстром изменении напряжения на аноде тиристора (или динистора):  $I_{c2} = C_2 dU/dt$ . Даже при небольшом напряжении на аноде тиристор может включиться при большой скорости его изменения.

Условное обозначение динисторов и тиристоров содержит информацию о материале полупроводника (буква К), обозначении типа прибора: (динистор — буква Н, тиристор — буква У), классе по мощности (1 — ток анода  $I_a < 0,3$  А, 2 —  $I_a > 0,3$  А) и порядковом номере разработки — например, динистор КН102 — кремниевый, малой мощности; тиристор КУ202 — кремниевый, большой мощности.

Основные параметры динисторов и тиристоров:

- допустимое обратное напряжение  $U_{обр}$ ;
- напряжение в открытом состоянии  $U_{пр}$  при заданном прямом токе;
- допустимый прямой ток  $I_{пр}$ ;
- время включения  $t_{вкл}$  и выключения  $t_{выкл}$ .

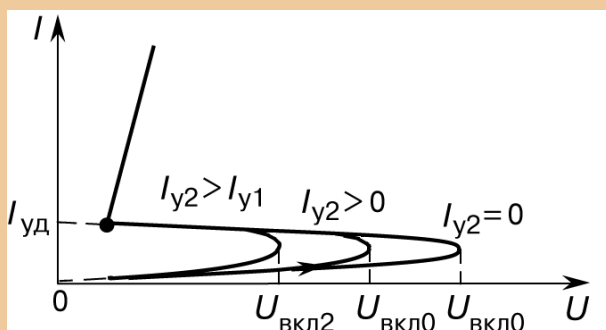


Рис. 1.33. Вольт-амперная характеристика тиристора

При включении тиристора током управления, после подачи импульса тока  $I_{yt}$  в управляющий электрод, проходит неко-

торое время, необходимое для включения тиристора. Кривые мгновенных значений токов и напряжений в тиристоре при его включении на резистивную нагрузку приведены на рис. 1.34. Процесс нарастания тока в тиристоре начинается спустя некоторое время задержки  $t_{зд}$ , которое зависит от амплитуды импульса тока управления  $I_{yt}$ . При достаточно большом токе управления время задержки достигает долей микросекунды (от 0,1 до 1...2 мкс).

Затем происходит нарастание тока через прибор, которое обычно называют временем лавинного нарастания. Это время существенно зависит от начального прямого напряжения  $U_{пр0}$  на тиристоре и прямого тока  $I_{пр}$  через включенный тиристор. Включение тиристора обычно осуществляется импульсом тока управления. Для надежного включения тиристора необходимо, чтобы параметры импульса тока управления — его амплитуда  $I_{yt}$ , длительность  $t_{иу}$ , скорость нарастания  $dI_y/dt$  — отвечали определенным требованиям, которые обеспечивают включение тиристора в заданных условиях. Длительность импульса тока управления должна быть такой, чтобы к моменту его окончания анодный ток тиристора был больше тока удержания  $I_{ауд}$ .

Если тиристор выключается приложением обратного напряжения  $U_{обр}$ , то процесс выключения можно разделить на две стадии: время восстановления обратного сопротивления  $t_{об.в}$  и время выключения  $t_{вык}$ . После окончания времени восстановления  $t_{об.в}$  ток в тиристоре достигает нулевого значения. Однако он не выдерживает приложения прямого напряжения. Только спустя время  $t_{вык}$  к тиристору можно повторно прикладывать прямое напряжение  $U_{пр0}$ .

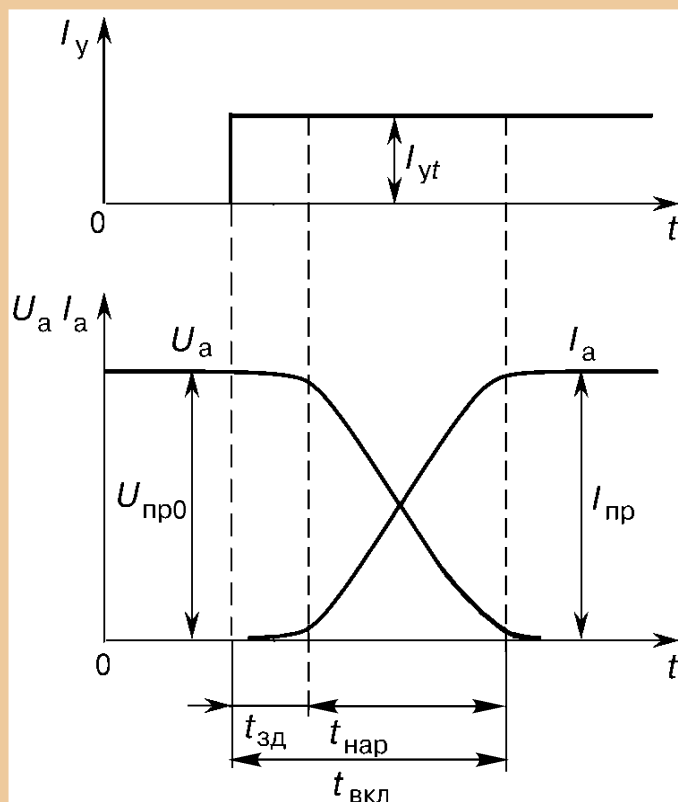


Рис. 1.34. Переходные процессы при включении тиристора

Потери в тиристоре состоят из потерь при протекании прямого тока, потерь при протекании обратного тока, коммутационных потерь и потерь в цепи управления. Потери при протекании прямого и обратного токов рассчитываются так же, как в диодах. Коммутационные потери и потери в цепи управления зависят от способа включения и выключения тиристора.

Симистор — симметричный тиристор, предназначенный для коммутации в цепях переменного тока, может использоваться для создания реверсивных выпрямителей или регуляторов переменного тока. Структура симметричного тиристора приведена на рис. 1.35, *а*, а его схематическое обозначение на рис. 1.35, *б*. Полупроводниковая структура симистора содержит пять слоев полупроводников с различным типом проводимости и имеет более сложную конфигурацию по сравнению с тиристором. Вольт-амперная характеристика симистора приведена на рис. 1.36.

Как следует из вольт-амперной характеристики симистора, прибор включается в любом направлении при подаче на управляющий электрод УЭ положительного импульса управления. Требования к импульсу управления симистора, основные характеристики и система его обозначений такие же, как и для тиристора. Симистор можно заменить двумя встречно параллельно включенными тиристорами с общим электродом управления. Так, симистор КУ208Г может коммутировать переменный ток до 10 А при напряжении до 400 В. Отпирающий ток в цепи управления не превышает 0,2 А, а время включения — не более 10 мкс.

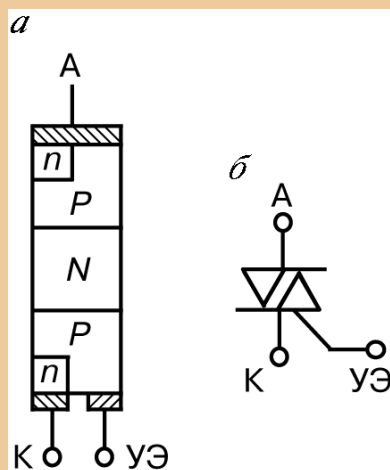


Рис. 1.35. Структура симметричного тиристора (*а*) и его схематическое изображение (*б*)

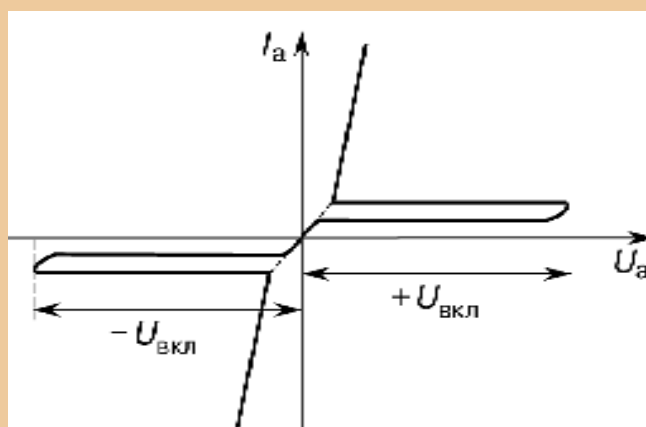


Рис. 1.36. Вольт-амперная характеристика симистора



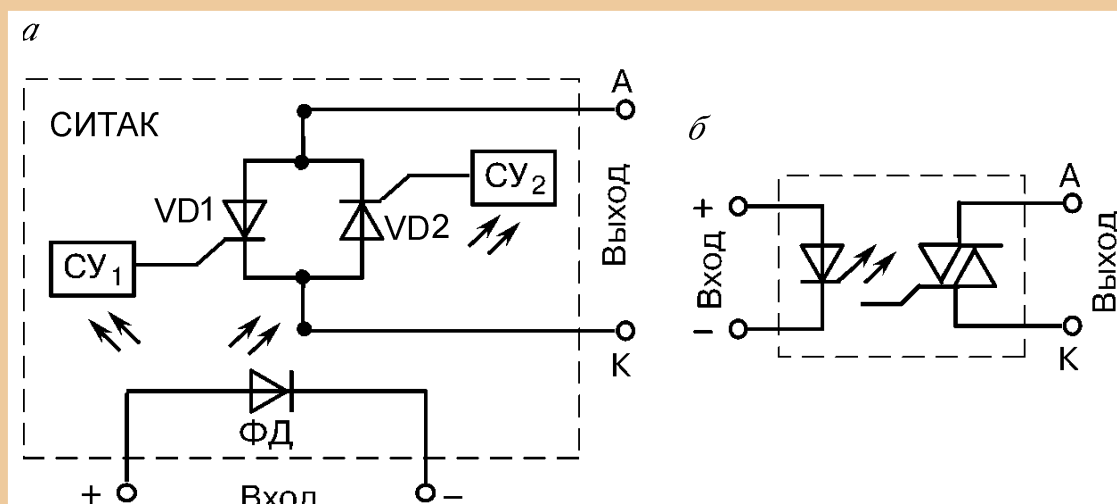


Рис. 1.37. Структура фотосимистора СИТАК (а), его схематическое изображение (б)

Фототиристоры и фотосимисторы — это тиристоры и симисторы с фотоэлектронным управлением, в которых управляющий электрод заменен инфракрасным светодиодом и фотоприемником со схемой управления. Основное достоинство таких приборов — гальваническая развязка цепи управления от силовой цепи. В качестве примера рассмотрим устройство фотосимистора, выпускаемого фирмой «Сименс» под названием СИТАК. Структурная схема прибора СИТАК приведена на рис. 1.37, а, а его условное схематическое изображение — на рис. 1.37, б.

Такой прибор потребляет по входу управления светодиодом ток около 1,5 мА и коммутирует в выходной цепи переменный ток 0,3 А при напряжении до 600 В. Такие приборы широко применяются в качестве ключей переменного тока с изолированным управлением. Они могут использоваться и при управлении более мощными тиристорами или симисторами, обеспечивая при этом гальваническую развязку цепей управления. Малое потребление цепи управления позволяет вклю-

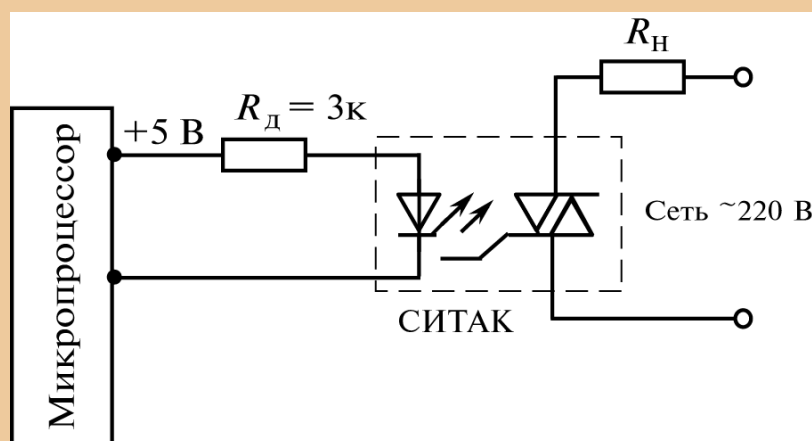


Рис. 1.38. Подключение фотосимистора СИТАК к микропроцессору

чать СИТАК к выходу микропроцессоров и микроЭВМ. В качестве примера на рис. 1.38 приведено подключение прибора СИТАК к микропроцессору для регулирования тока в нагрузке, подключенной к сети переменного напряжения 220 В при максимальной мощности до 66 Вт.

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) выполнены как сочетание входного униполярного (полевого) транзистора с изолированным затвором (ПТИЗ) и выходного биполярного *n-p-n*-транзистора (БТ). Имеется много различных способов создания таких приборов, но наибольшее распространение получили приборы IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), в которых удачно сочетаются особенности полевых транзисторов с вертикальным каналом и дополнительного биполярного транзистора.

Дополнительная информация по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам приведена в приложении.

## 2. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА — УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ

Усилитель — это устройство для повышения (усиления) мощности входного сигнала. Усиление происходит с помощью активных элементов за счет потребления энергии от источника питания. Активными элементами в усилителях чаще всего являются транзисторы; такие усилители называют полупроводниковыми или транзисторными. В любом усилителе входной сигнал лишь управляет передачей энергии от источника питания в нагрузку. Принцип действия усилителя удобно пояснить с помощью схемы на рис. 2.1. Основа усилителя — два элемента: сопротивление  $R$  и управляемый активный элемент (АЭ), например, полевой транзистор, сопротивление которого изменяется под действием входного сигнала  $U_{\text{вх}}$ . За счет изменения сопротивления АЭ изменяется ток, протекающий от источника питания с напряжением  $E_{\text{п}}$  в цепь, состоящую из  $R$  и АЭ. В результате будет меняться падение напряжения на элементах схемы, а следовательно, и выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . В правильно спроектированном усилителе напряжения нетрудно получить  $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$ .

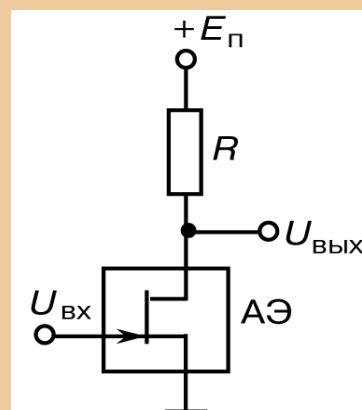


Рис. 2.1. Схема усилителя на полевом транзисторе

### 2.1. Основные параметры и характеристики

Рассмотрим структурную схему усилительного каскада на рис. 2.2. Здесь усилитель представлен как активный четырехполюсник с общей шиной для входа и выхода. Источник входного сигнала показан в виде генератора напряжения  $E_{\text{г}}$ , имеющего внутреннее сопротивление  $R_{\text{г}}$ . На выходе усилителя подключено сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Генератор и нагрузка не являются частями усилительного каскада, но часто играют значительную роль в его работе. Усилитель на рис. 2.2 представляется своими входным  $R_{\text{вх}}$  и выходным  $R_{\text{вых}}$  сопротивлениями.

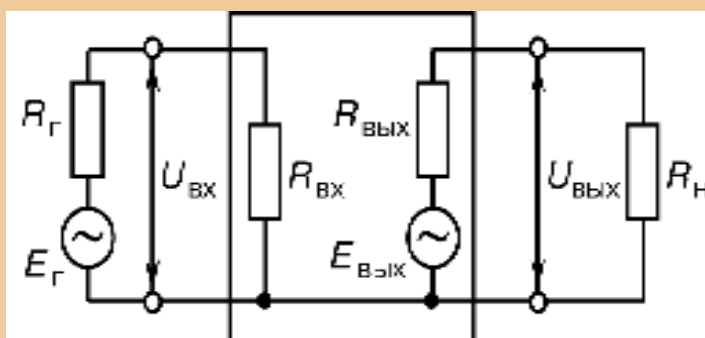


Рис. 2.2. Структурная схема усилительного каскада

По роду усиливаемой величины различают усилители напряжения, тока и мощности. Все усилители усиливают мощность, но усилитель напряжения главным образом усиливает напряжение, а в усилителе тока в большей степени усиливается ток.

Удобно подразделять усилительные каскады по соотношениям величин  $R_{ВХ}$  и  $R_Г$ . Если в усилителе  $R_{ВХ} \gg R_Г$ , он имеет потенциальный вход и является усилителем напряжения. В усилителе тока  $R_{ВХ} \ll R_Г$ , т.е. имеет место токовый вход. В усилителе мощности  $R_{ВХ} \approx R_Г$ , т.е. вход согласован с источником входного сигнала.

По соотношению между величинами  $R_{ВЫХ}$  и  $R_Н$  усилительные каскады также можно разделить на усилители напряжения, где имеет место потенциальный выход ( $R_{ВЫХ} \gg R_Н$ ), усилители тока, где имеет место токовый выход ( $R_{ВЫХ} \ll R_Н$ ), и усилители мощности, работающие на согласованную нагрузку ( $R_{ВЫХ} \approx R_Н$ ).

Как правило, усилитель состоит из нескольких усилительных каскадов (рис. 2.3). Каскады нумеруются в возрастающем порядке от входа. Нагрузка первого каскада — это входное сопротивление второго каскада, а источником входного сигнала для второго каскада является выход первого каскада и т.д. Первый каскад называется *входным*, а последний — *выходным*, или *оконечным*. Входной

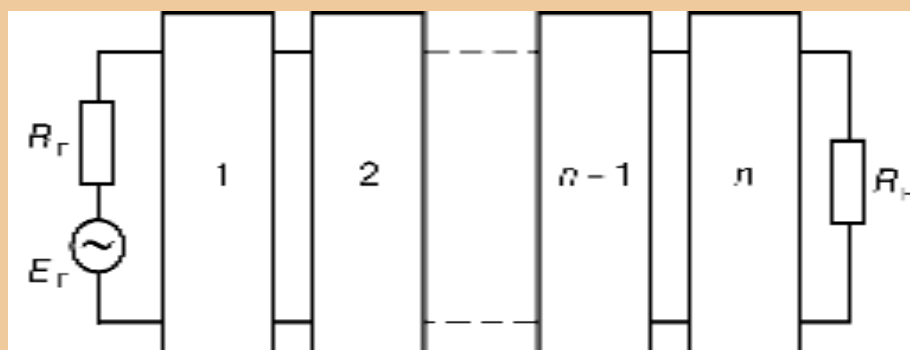


Рис. 2.3. Структурная схема многокаскадного усилителя

каскад осуществляет согласование усилителя с источником входного сигнала, поэтому для усилителя напряжения требуется иметь в нем большое входное сопротивление. Кроме того, желательно, чтобы входной каскад имел минимальный коэффициент шума.

Выходной каскад многокаскадного усилителя чаще всего — усилитель мощности, призванный работать на низкоомную нагрузку. От выходного каскада обычно требуется иметь большую допустимую мощность, малое выходное сопротивление, высокий коэффициент полезного действия и малый коэффициент гармоник. Остальные (промежуточные) каскады необходимы для обеспечения заданного коэффициента усиления.

Соединение каскадов между собой в многокаскадном усилителе можно осуществлять различными способами. Один из широко распространенных способов связи для усилителей переменного тока или напряжения реализуется с помощью разделительных емкостей. Такой усилитель называется усилителем с емкостной (или  $RC$ ) связью. Для усилителей постоянного тока используется непосредственная (гальваническая) связь, которая широко представлена между каскадами в ИМС. В усилителях также возможно использование трансформаторной, оптической и других видов связи между каскадами или для подключения источника входного сигнала и нагрузки.

Один из основных параметров усилителя — коэффициент усиления, который различают по напряжению  $K_u = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$ , по току  $K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}$  и по мощности  $K_p = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = K_u K_I$ . Для усилителей возможны различные значения коэффициентов усиления, по принципиально то, что всегда  $K_p > 1$ . Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Коэффициент усиления по напряжению в децибелах (дБ) равен:

$$K_u = 20 \lg \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 20 \lg K_u .$$

Аналогично можно представить и  $K_i$  (дБ), а для  $K_p$  (дБ) справедлива следующая запись:

$$K_p = 10 \lg \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = 10 \lg K_p .$$

Выражение коэффициентов усиления в дБ связано с тем, что ухо человека реагирует на звуковые колебания в соответствии с

логарифмическим законом слухового восприятия. Ниже приведены сравнительные значения  $K_u$ , выраженные в дБ и относительных единицах. Если коэффициент усиления каждого каскада выражен в дБ, общее усиление многокаскадного усилителя равно сумме коэффициентов усиления каскадов.

$K_u$ , дБ	0	1	2	3	10	20	40	60	80
$K_u$	1	1,12	1,26	1,41	3,16	10	$10^2$	$10^3$	$10^4$

Помимо усиления сигнала, необходимо, чтобы усилитель не изменял его формы, т.е. в идеальном случае точно повторял все изменения напряжения (или тока). При этом допускается некоторый сдвиг сигнала по времени. Отклонение форм выходного и входного сигналов принято называть искажениями. Они бывают двух видов: нелинейные и линейные.

Нелинейные искажения определяются нелинейностью ВАХ транзисторов, на которых собран усилитель. Так, при подаче на вход сигнала синусоидальной формы выходной сигнал не будет чисто синусоидальным, а будет содержать составляющие высших гармоник. Это просто получается с помощью входной ВАХ биполярного транзистора, имеющей форму экспоненты, а не прямой линии. Искажения этого вида оцениваются коэффициентом гармоник (коэффициентом нелинейных искажений)  $K_T$ . В многокаскадных усилителях общий  $K_T$  можно принять равным сумме коэффициентов гармоник всех каскадов. На практике же основные искажения обычно вносятся выходным каскадом, работающим на больших амплитудах сигналов.

Для оценки нелинейных искажений можно воспользоваться амплитудной характеристикой усилителя (рис. 2.4), представляющей собой зависимость амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}$  от амплитудного значения входного сигнала  $U_{\text{ВХ}}$  неизменной частоты. При небольших  $U_{\text{ВХ}}$  амплитудная характеристика практически линейна. Угол ее наклона определяется коэффициентом усиления на данной частоте. Изменения угла на-

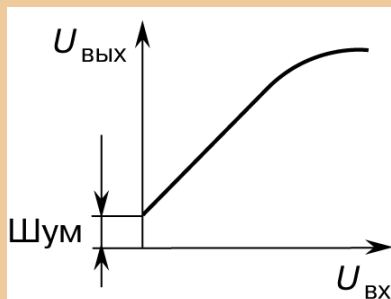


Рис. 2.4. Амплитудная характеристика усилителя



клона при больших  $U_{\text{вх}}$  указывают на появление искажения формы сигнала.

Линейные искажения определяют зависимости параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств. Эти искажения зависят лишь от частоты усиливаемого сигнала. Зависимость  $K_u$  усилителя от частоты входного сигнала принято называть амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). С помощью АЧХ (рис. 2.5) можно представить коэффициенты частотных искажений на нижней  $M_{\text{н}}$  и верхней  $M_{\text{в}}$  частотах заданного диапазона работы усилителя:

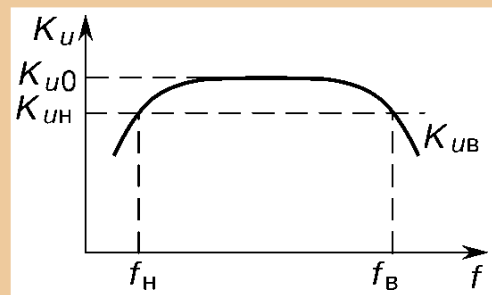


Рис. 2.5. Амплитудно-частотная характеристика

$$M_{\text{н}} = |K_{u0} / K_{\text{ун}}|, \quad (2.1, a)$$

$$M_{\text{в}} = |K_{u0} / K_{\text{ув}}|. \quad (2.1, б)$$

Обычно допустимые величины коэффициентов частотных искажений не превышают 3 дБ. Отметим, что  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$  называют *полосой пропускания усилителя*.

В усилителях звуковых частот  $f_{\text{н}} \approx 20$  Гц и  $f_{\text{в}} \approx 15$  кГц; в широкополосных усилителях  $f_{\text{в}}$  может достигать десятков МГц; в частотно-избирательных усилителях  $f_{\text{н}} \approx f_{\text{в}}$  и для высокочастотных вариантов может достигать сотен МГц; в усилителях постоянного тока  $f_{\text{н}} = 0$ , а  $f_{\text{в}}$  может составлять несколько десятков МГц.

В усилителях имеют место фазовые сдвиги между входным и выходным сигналами, которые могут привести к появлению фазовых искажений, проявляющихся лишь при нелинейной зависимости фазового сдвига от частоты. Эту зависимость принято называть фазо-частотной (фазовой) характеристикой (ФЧХ). Частотные и фазовые искажения — это линейные искажения, обусловленные одними и теми же причинами. Причем бóльшим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения и наоборот.

Помимо рассмотренных параметров и характеристик частоты необходимо знать коэффициент полезного действия усилителя, коэффициент шума, стабильность, устойчивость работы, чувствительность к внешним помехам.

Один из основных параметров выходного каскада усилителя — коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_{\text{н}} / P_0, \quad (2.2)$$

где  $P_{\text{н}}$  — мощность, выделяемая на нагрузке усилителя;  $P_0$  — мощность, потребляемая усилителем от источника питания.

Величина  $\eta$  всего усилителя определяется, главным образом,  $\eta$  выходного каскада.

Параметры и характеристики усилителей зависят от числа каскадов, от активного элемента (транзистора) и способа его включения в усилительном каскаде.

## 2.2. Усилители на биполярных транзисторах

Среди многочисленных вариантов усилительных каскадов самое широкое применение находит каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ. Принципиальная схема упрощенного варианта такого каскада приведена на рис. 2.6. В качестве разделительных элементов здесь использованы конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , т.е. источник входного сигнала  $E_r$  и сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$  подключены соответственно ко входу и выходу каскада посредством емкостной связи. Основа усилительного каскада ОЭ — два элемента: резистор  $R_{\text{к}}$  и  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор.

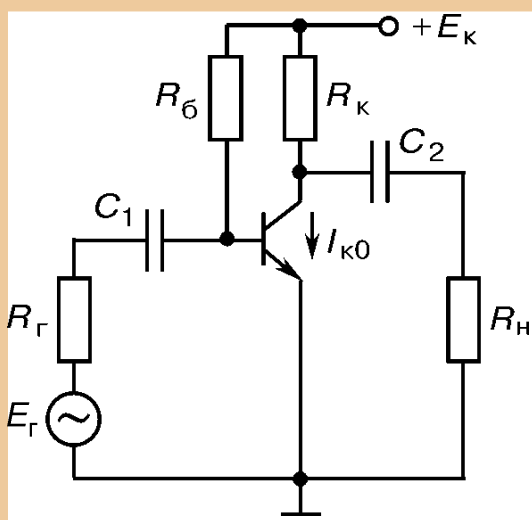


Рис. 2.6. Вариант усилителя с общим эмиттером

При отсутствии входного сигнала усилительный каскад работает в режиме покоя, иногда называемом начальным режимом, а в усилителях переменного сигнала — режимом постоянного тока. С помощью резистора  $R_{\text{б}}$  задается ток покоя базы  $I_{\text{б0}} = E_{\text{к}} / R_{\text{б}}$ , отсюда ток покоя коллектора  $I_{\text{к0}} = \beta I_{\text{б0}}$ . Для большинства линейных усилителей выбирают напряжение на коллекторе в режиме покоя  $U_{\text{кэ0}} = I_{\text{к0}} \cdot R_{\text{к}} = E_{\text{к}} / 2$ . В режиме покоя для кремниевых тран-

зисторов напряжение  $U_{бэ0} = 0,6...0,7$  В. При подаче на вход рассматриваемого каскада положительной полуволны переменного входного сигнала будет возрастать ток базы, следовательно, и ток коллектора. В результате напряжение на  $R_k$  увеличится, а напряжение на коллекторе транзистора уменьшится, т.е. сформируется отрицательная полуволна выходного напряжения. Таким образом, каскад ОЭ инвертирует входной сигнал, осуществляет сдвиг фазы между  $U_{вых}$  и  $U_{вх}$  на  $180^\circ$ .

Рассмотрим работу усилительного каскада ОЭ по входным и выходным характеристикам. На входной ВАХ биполярного транзистора (рис. 2.7, а) выбираем на линейном участке (для получения минимального  $K_r$ ) рабочую точку (ток  $I_{б0}$  и напряжение  $U_{бэ0}$  покоя). Затем прикладываем переменный входной сигнал  $U_{вх}$ . В результате ток базы станет изменяться от  $I_{б1}$  до  $I_{б2}$ . Такой режим работы усилительного каскада принято называть режимом (или классом) А. Это самый распространенный режим для усилителей напряжения. Другие режимы работы каскадов чаще используются в усилителях мощности (см. п. 2.5).

На выходных ВАХ транзистора (рис. 2.7, б) проводим линию нагрузки по постоянному току  $R_k$  — зависимость тока в цепи коллектора от напряжения  $U_{кэ}$  при заданном напряжении источника питания  $E_k$ . Эта зависимость может быть построена по формуле  $I_k = (E_k - U_{кэ}) / R_k$ . На практике часто линию нагрузки проводят через две точки с координатами:

$$I_k = 0, U_{кэ} = E_k \text{ и } I_k = E_k / R_k, U_{кэ} = 0.$$

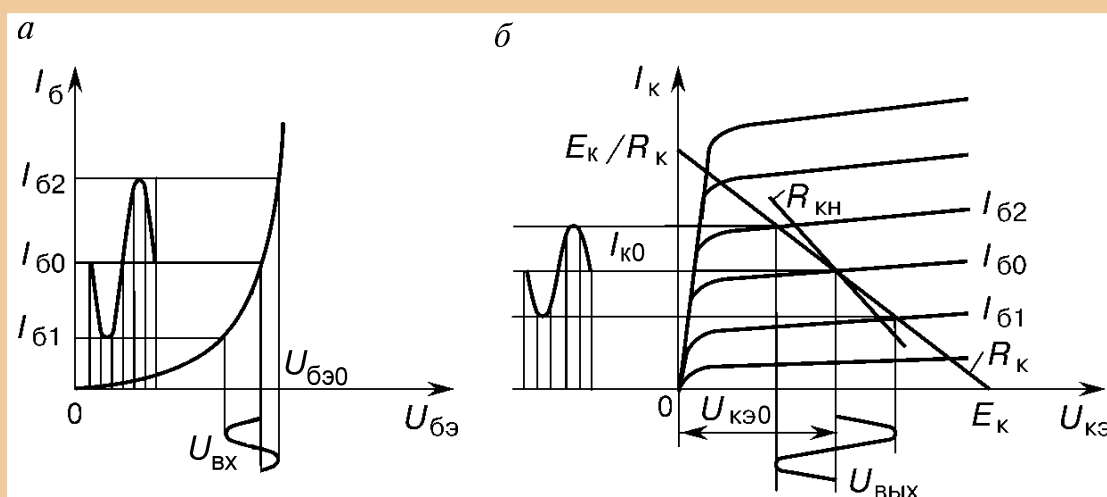


Рис. 2.7. Входная вольт-амперная характеристика транзистора (а), выходные вольт-амперные характеристики транзистора (б)

Очевидно, что наклон линии нагрузки определяется номиналом резистора  $R_k$ . Пересечение линии нагрузки с характеристикой, соответствующей  $I_{\text{б}0}$ , определяет точку покоя на выходных ВАХ, т.е.  $I_{\text{к}0}$  и  $U_{\text{к}0}$ .

Теперь можно представить изменение тока коллектора при изменении тока базы от  $I_{\text{б}1}$  до  $I_{\text{б}2}$ . Изменяющийся ток коллектора создает переменное напряжение на резисторе  $R_k$  и соответственно на выходе усилительного каскада  $U_{\text{вых}}$ .  $U_{\text{вых}}$  и  $U_{\text{вх}}$  при этом будут находиться в противофазе, т.е. рассматриваемый каскад инвертирует сигнал.

Для более точного определения  $U_{\text{вых}}$  необходимо учесть, что по переменному току параллельно  $R_k$  подключается  $R_{\text{н}}$  ( $R_{\text{кн}} = R_k \parallel R_{\text{н}}$ ). Поскольку  $R_k > R_{\text{кн}}$ , то линия нагрузки по переменному току (рис. 2.7, б) будет проходить круче. Линию нагрузки по переменному току  $R_{\text{кн}}$  строят по отношению приращений напряжения к току.

Для расчета параметров усилительного каскада по переменному току удобно использовать его малосигнальную эквивалентную схему (рис. 2.8), представляющую собой модель каскада ОЭ для области средних частот, когда сопротивления разделительных емкостей малы, сопротивление емкости коллекторного перехода  $C_k^*$  велико и не наблюдается снижения коэффициента  $\beta$ .

В основе схемы рис. 2.8 использована эквивалентная схема транзистора, дополненная пассивными элементами усилительного каскада  $R_k$  и  $R_{\text{б}}$ , а также генератором входного сигнала и  $R_{\text{н}}$ . Отметим, что генератор тока шунтируется двумя цепями:  $r_k^*$  и  $r_{\text{э}} + R_{\text{кн}}$ , причем последняя является рабочей цепью нагрузки. Учесть влияние  $r_k^*$  на выходной ток коллектора можно, воспользовавшись эквивалентным параметром  $\beta_{\text{е}} = \beta r_k^* / (r_k^* + R_{\text{кн}})$ , откуда  $I_k = \beta_{\text{е}} \cdot I_{\text{б}}$ . Здесь и далее под значениями  $I_k$ ,  $I_{\text{б}}$  будем подразумевать амплитудные значения токов.

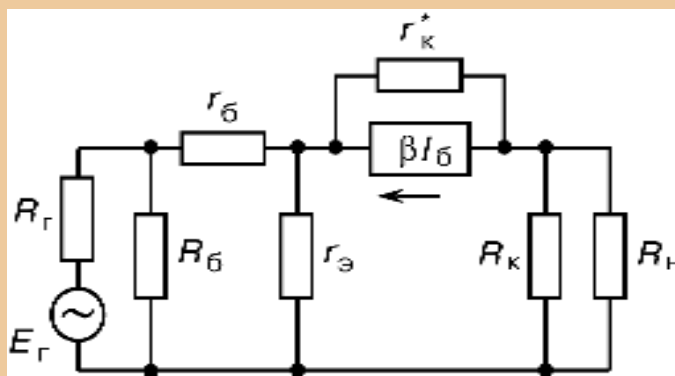


Рис. 2.8. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером

С помощью эквивалентной схемы для большинства практических случаев можно определить  $R_{\text{вх}}$  (без учета шунтирующего влияния  $r_{\text{к}}^*$  и  $R_{\text{б}}$ ):

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(\beta + 1). \quad (2.3)$$

Величина  $R_{\text{вх}}$  для каскада ОЭ обычно составляет сотни Ом или единицы кОм.

Наибольший интерес для каскада ОЭ представляет коэффициент усиления по напряжению относительно генератора  $K_{\text{нг}} = U_{\text{вых}} / E_{\text{г}}$ . Амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = -I_{\text{к}} R_{\text{кн}}$ , амплитуда тока коллектора  $I_{\text{к}} = \beta_{\text{с}} I_{\text{б}}$ , а  $I_{\text{б}} = E_{\text{г}} / (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})$ . Следовательно, после преобразования можно записать:

$$K_{\text{нг}} = \frac{-\beta R_{\text{кн}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}}. \quad (2.4)$$

Эта формула — одна из самых распространенных в полупроводниковой электронике. Знак «-» указывает на инвертирование сигнала. Из (2.4) следует, что для повышения  $K_{\text{нг}}$  желательно выбирать транзистор с большим  $\beta$ , а также в известных пределах увеличивать  $R_{\text{к}}$ .

При  $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{г}}$ , формула (2.4) преобразуется к следующему виду:

$$K_{\text{нг}} = -\beta R_{\text{кн}} / R_{\text{г}}. \quad (2.5)$$

Коэффициент усиления каскада по току относительно нагрузки  $K_{\text{ин}}$  зависит от соотношения сопротивлений  $R_{\text{к}}$  и  $R_{\text{н}}$ :

$$K_{\text{ин}} = I_{\text{н}} / I_{\text{б}} = \beta R_{\text{к}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{н}}), \quad (2.6)$$

где  $R_{\text{н}} \rightarrow 0$  и  $K_{\text{ин}} \rightarrow \beta$ .

Коэффициент усиления по мощности  $K_{\text{р}}$  можно представить как произведение  $K_{\text{нг}} \cdot K_{\text{и}}$ . Из всех усилительных каскадов на биполярных транзисторах каскад ОЭ обладает лучшими усилительными свойствами. Он хорошо усиливает напряжение, ток и мощность ( $K_{\text{р}} \geq 10^3$ ).

Выходное сопротивление усилительного каскада определяется со стороны контактов, сопротивления нагрузки при  $E_{\text{г}} = 0$  и отключенной нагрузке. Из эквивалентной схемы (рис. 2.8) видно, что  $R_{\text{вых}}$  определяется двумя цепями: резистором  $R_{\text{к}}$ , и выходным сопротивлением самого транзистора, близким к  $r_{\text{к}}^*$ . Поскольку обычно  $R_{\text{к}} \gg r_{\text{к}}^*$ , то можно считать, что  $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{к}}$  и составляет единицы кОм.

Рассматриваемый до сих пор вариант усилительного каскада ОЭ (см. рис. 2.6) удобен для проведенного анализа. Однако на практике он используется довольно редко из-за низкой стабильности режима покоя и коэффициентов усиления. Лучшей стабильностью обладает каскад ОЭ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.9. Все изложенное выше относительно параметров каскада ОЭ (см. рис. 2.6) справедливо и для каскада ОЭ (рис. 2.9).

При работе в области средних частот рассматриваемый усилительный каскад (рис. 2.9) может быть представлен с помощью эквивалентной схемы рис. 2.8. Однако при работе в области низких частот наблюдается спад коэффициента усиления (см. рис. 2.5), что обусловлено влиянием конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ , поскольку при уменьшении частоты их сопротивление возрастает.

Рассмотрим работу каскада ОЭ в области низких частот (ОНЧ). Влияние разделительных конденсаторов и  $C_3$  на коэффициент частотных искажений  $M_H$  можно определить отдельно, используя метод суперпозиции.

Большой вклад в значение  $M_H$  вносит цепь конденсатора  $C_3$ . Поэтому, если предположить, что  $M_H = 3$  дБ, то  $M_{Hc1} = M_{Hc2} = 0,5$  дБ, а  $M_{Hc3} = 2$  дБ. Полный  $M_H$  равен сумме коэффициентов частотных искажений за счет этих трех емкостей. Если эти коэффициенты представлены в относительных единицах, для определения общего  $M_H$  следует взять их произведение.

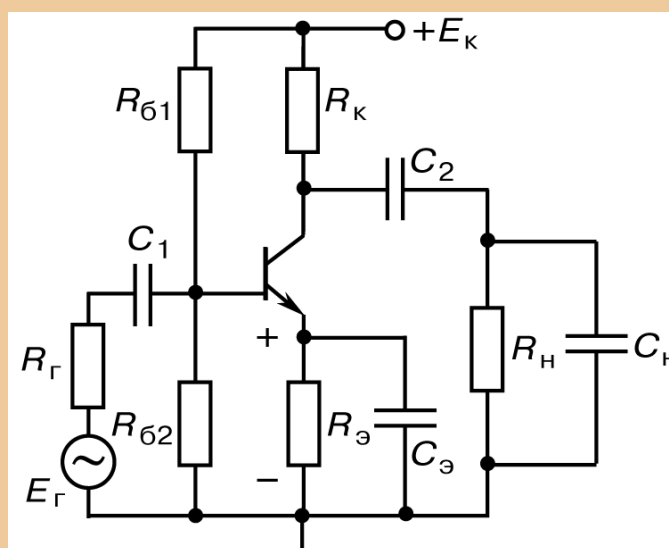


Рис. 2.9. Принципиальная схема усилителя с общим эмиттером



Поскольку в ОНЧ возрастают сопротивления конденсаторов, то эквивалентную схему каскада для этой области работы необходимо дополнить несколькими элементами (рис. 2.10, *а*). Здесь  $R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$ . Сначала рассмотрим влияние  $C_1$ . Для этого случая входную цепь усилительного каскада можно преобразовать к виду, представленному на рис. 2.10, *б*, где многоэлементная схема действует своим сопротивлением, включенным в цепь  $C_1$ . Для учета влияния  $C_1$  на  $K_u$  следует в знаменателе выражения (2.4) к  $R_r$  и  $R_{вх}$  добавить сопротивление этой емкости  $X_{c1} = 1 / j\omega C_1$ . Для низшей частоты  $\omega_H$  можно записать:

$$K_{uH} = \frac{-\beta R_{KH}}{R_r + R_{вH} + 1 / j\omega_H C_1}. \quad (2.7)$$

Теперь, используя (2.4) и (2.7), нетрудно получить:

$$K_{u0} / K_{uH} = 1 + 1 / j\omega_H \tau_{Hc1}, \quad (2.8)$$

где  $\delta_{Hc1} = C_1(R_r + R_{вх})$  — постоянная времени входной цепи усилительного каскада.

Теперь найдем модуль отношения (2.8):

$$M_{Hc1} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega_H \tau_{Hc1}} \right)^2}. \quad (2.9)$$

Таким образом, коэффициент частотных искажений на низшей частоте  $M_{Hc1}$  однозначно определяется постоянной времени  $\tau_{Hc1}$ . Для уменьшения  $M_{Hc1}$  при прочих равных условиях нужно увеличить  $C_1$ .

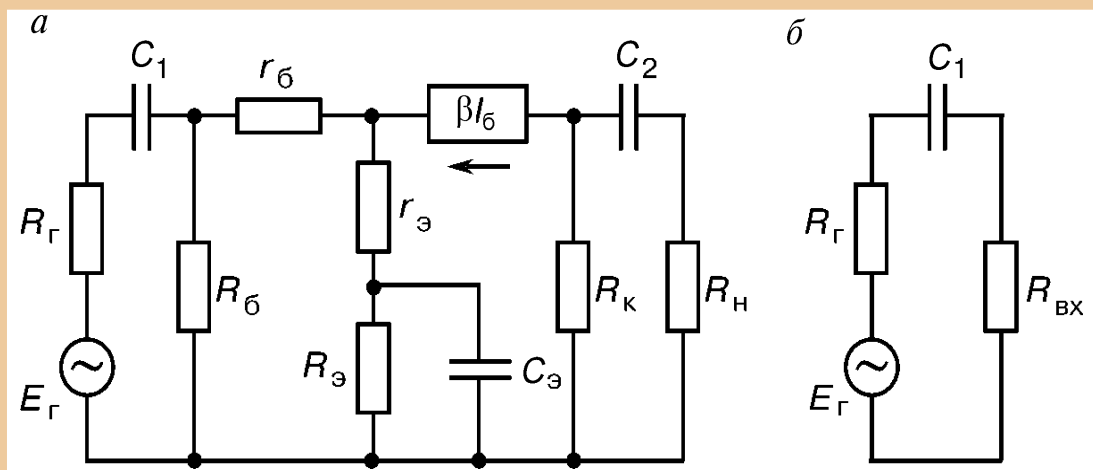


Рис. 2.10. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером на низких частотах (*а*), входная цепь усилителя с общим эмиттером на низких частотах (*б*)

Выражение (2.9) может быть использовано для определения коэффициента частотных искажений на низшей частоте практически для любой цепи любого усилительного устройства. Так, для выходной цепи  $M_{\text{нс2}}$  в (2.9) следует лишь заменить  $\tau_{\text{нс1}}$  на  $\tau_{\text{нс2}}$ . В этом нетрудно убедиться, проделав математические выкладки для выходной цепи рассматриваемого усилителя. В результате получим, что

$$\tau_{\text{нс2}} = C_2(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}) = C_2(R_{\text{к}} + R_{\text{н}}).$$

Таким образом, для определения  $M_{\text{н}}$  следует найти постоянные времени всех цепей, влияющих на низкой частоте на  $K_{\text{н}}$ , затем подставить каждую из них в (2.9), а полученные значения коэффициентов частотных искажений сложить.

Для эмиттерной цепи усилительного каскада можно записать:

$$\tau_{\text{нс3}} = C(R_{\text{э}} \parallel R_{\text{вых}}) \approx C_{\text{э}} R_{\text{вых}} \text{ ,}$$

где  $R_{\text{вых э}}$  — выходное сопротивление каскада со стороны эмиттера транзистора, т.е. выходное сопротивление усилительного каскада ОК (будет рассмотрен ниже).

Его значение обычно не превышает десятков Ом, поэтому и получается весьма малая величина для  $\tau_{\text{нс3}}$ . Это обстоятельство и определяет максимальные искажения в цепи конденсатора  $C_{\text{э}}$ . Таким образом, для уменьшения  $M_{\text{н}}$  в рассматриваемом каскаде требуется увеличить емкости  $C_1$  и  $C_2$ , но в первую очередь в большей степени —  $C_{\text{э}}$ .

Рассмотрим частотные искажения в области высоких частот (ОВЧ). Для ОВЧ эквивалентную схему каскада ЭО можно преобразовать к виду, приведенному на рис. 2.11.

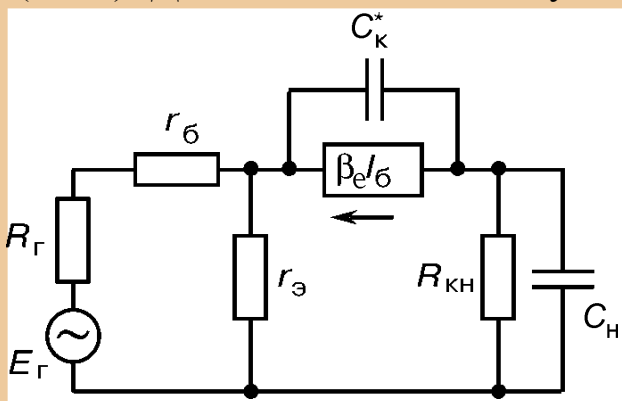


Рис. 2.11. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером в области высоких частот

Здесь не использованы некоторые элементы, практически не влияющие на работу усилителя в ОВЧ. Спад  $K_{\text{н}}$  в ОВЧ в основном будет обусловлен влиянием  $C_{\text{к}}^*$  и  $C_{\text{н}}$ , а также падением коэффициента  $\beta$ , который является комплексной величиной и поэтому на схеме обозначен как  $\hat{\alpha}_{\text{э}}$ .

Эквивалентный коэффициент  $\beta_e$ , который учитывает шунтирующее влияние  $C_k^*$  генератора тока на высоких частотах, можно представить в следующем виде:

$$\beta_e = \beta_0 / (1 + j\omega\tau_B),$$

где  $\tau_B = \tau_\beta + C_k^* R_{KH} + C_H R_{KH}$  — эквивалентная постоянная времени каскада ОЭ в ОВЧ.

Воспользовавшись формулой (2.1, б), получим для высшей рабочей частоты  $\omega_B$ :

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}. \quad (2.10)$$

Выражение (2.10), справедливое для любого усилительного устройства, указывает, что уменьшения искажений в ОВЧ можно достичь снижением  $\tau_B$ , величина которой во многом определяется используемым в усилителе транзистором. Для низкочастотных транзисторов  $\tau_B = \tau_\beta = \tau_\alpha(\beta + 1)$ , поскольку их частотные свойства в основном определяются временем пролета неосновных носителей заряда через базу. Для ВЧ транзисторов (при  $C_H = 0$ )  $\tau_B \approx C_k^* R_{KH}$ , т.е. зависит не только от параметров транзистора, но и от  $R_{KH}$ .

В ОВЧ с ростом частоты не только возрастает  $M_B$ , что соответствует уменьшению коэффициентов усиления в каскаде, но и увеличивается фазовый сдвиг  $U_{\text{вых}}$  относительно  $U_{\text{вх}}$ . При этом угол фазового сдвига для каскада ОЭ с ростом  $\omega_B$  стремится от  $180^\circ$  к  $360^\circ$ .

Один из основных параметров усилительного каскада — стабильность его работы. В усилителе прежде всего должен обеспечиваться стабильный режим покоя.

Существует три причины, влияющие на изменение тока  $I_{K0}$  под воздействием температуры (или другого вида внешнего воздействия). Так, при возрастании температуры, во-первых, увеличивается обратный ток коллекторного перехода; во-вторых, уменьшается напряжение  $U_{\text{бэ0}}$ ; в-третьих, возрастает коэффициент  $\beta$ .

Для большинства усилителей, выполненных на кремниевых транзисторах, основной фактор влияния на  $\Delta I_{K0}$  определяется приращением  $\Delta U_{\text{бэ0}} = \varepsilon_t \Delta T$  (для ТКН  $\varepsilon_t = 3$  мВ/град;  $\Delta T$  — рабочий температурный диапазон). В этом случае нестабильность тока коллектора можно представить в следующем виде:

$$\Delta I_{K0} = S_{\text{нс}} \frac{\varepsilon_t \Delta T}{R_6 + R_9}, \quad (2.11)$$

где  $S_{\text{нс}} = \frac{\beta}{1 + \beta \cdot R_{\text{э}} / (R_{\text{б}} + R_{\text{г}})}$  — коэффициент неустойчивости уси-

тельного каскада; показывает, во сколько раз в усилительном каскаде изменения «тока покоя» больше, чем в идеально стабилизированном устройстве. Чем меньше  $S_{\text{нс}}$ , тем стабильнее усилитель.

Для повышения стабильности работы усилительного каскада иногда используют термокомпенсацию. Принципиальная схема одного из таких каскадов ОЭ приведена на рис. 2.12. Здесь в цепь базы транзистора включен прямосмещенный диод, ТКН которого равен ТКН эмиттерного перехода транзистора. При изменении температуры напряжение  $U_{\text{бэ0}}$  и напряжение на диоде будут меняться одинаково, в результате чего ток  $I_{\text{б0}}$  останется постоянным. Применение этого метода эффективно в каскадах на кремниевых транзисторах, где основную неустойчивость порождает  $\Delta U_{\text{бэ0}}$ . В ИМС диод заменяется транзистором, включенным по схеме рис. 1.25, б или в. При этом реализуется наилучшая термокомпенсация, поскольку оба транзистора выполняются на одном кристалле кремния в едином технологическом цикле и, естественно, имеют идентичные параметры.

Помимо каскадов ОЭ, известны усилительные каскады на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОБ. Каскад ОБ можно использовать как с одним, так и с двумя источниками питания.

Принципиальная схема усилительного каскада ОБ с двумя

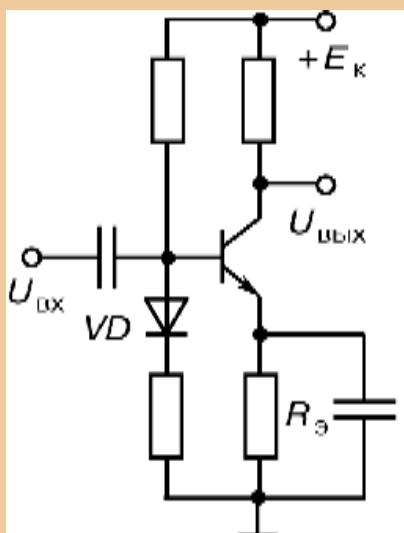


Рис. 2.12. Усилитель с общим эмиттером с термокомпенсацией

источниками питания приведена на рис. 2.13. Поскольку в этом каскаде  $R_{\text{б}} = 0$ , он имеет наилучшую стабильность ( $S_{\text{нс}} = \alpha$ ).

Усилительный каскад ОБ стабильнее и может работать на более высоких частотах, чем каскад ОЭ, но он не обладает усилением по току и имеет очень малое входное сопротивление (не более десятков Ом). Каскад ОБ на практике используется редко, причем лишь в сочетании с другими усилительными каскадами.

Широко используется усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором

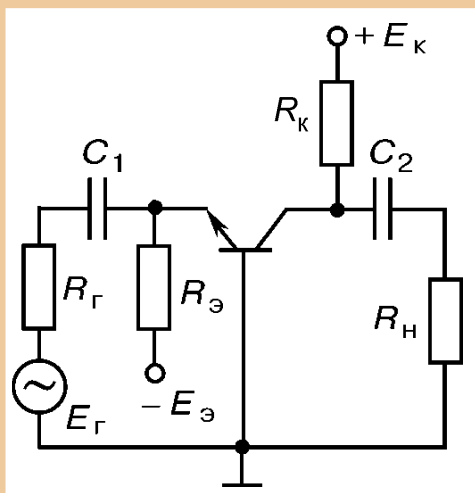


Рис. 2.13. Усилитель с общей базой

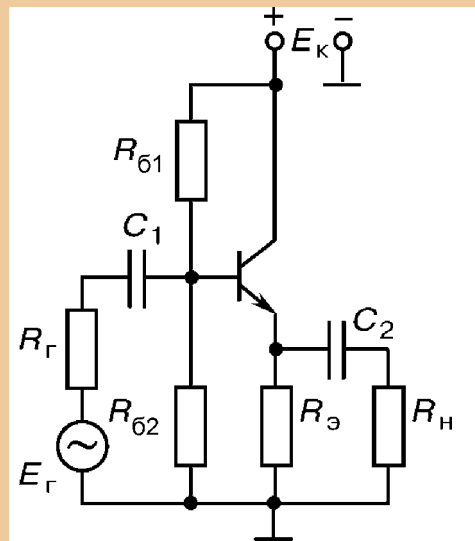


Рис. 2.14. Усилитель с общим коллектором

(ОК). Принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада ОК с  $RC$ -связью приведена на рис. 2.14. Здесь коллектор через очень малое внутреннее сопротивление источника питания соединен с общей шиной каскада, т.е. вывод от коллекторного электрода — общий для входной и выходной цепей устройства. В рассматриваемом каскаде ОК соединен с общей шиной лишь на переменном сигнале, для которого мало выходное сопротивление источника питания (обычно выходная емкость источника питания бывает весьма большой). Основой усилительного каскада ОК являются два элемента: резистор  $R_э$  и  $n-p-n$ -транзистор.

Нетрудно убедиться, что каскад не инвертирует входной сигнал. В каскаде ОК напряжение переменного входного сигнала подается между базой и общей шиной, а выходное напряжение снимается между эмиттером и общей шиной устройства. Таким образом, напряжение сигнала, приложенное к эмиттерному переходу, является разностью  $U_{вх} - U_{вых}$ . Чем больше выходной сигнал (при заданном  $U_{вх}$ ), тем меньшим окажется напряжение, приложенное к эмиттерному переходу, а следовательно, и напряжение, управляющее работой транзистора. Это приводит к падению тока эмиттера и соответственно падению  $U_{вых}$ . Такая связь выходной и входной цепей усилительного каскада является 100 %-ной отрицательной обратной связью. Наличие отрицательной обратной связи во многом определяет параметры каскада ОК (в частности, малый  $K_r$ ).

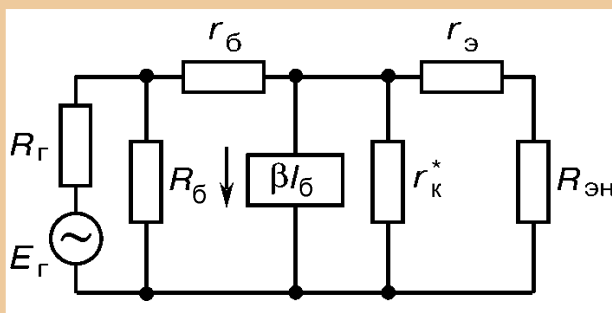


Рис. 2.15. Эквивалентная схема усилителя с общим коллектором

Эквивалентная схема усилительного каскада ОК для области средних частот приведена на рис. 2.15. Здесь  $R_{ЭН} = R_Э \parallel R_Н$  и  $R_Б = R_{Б1} \parallel R_{Б2}$ . Из схемы на рис. 2.15 следует, что при высокоомном  $R_Б$  и  $r_к^*$   $(r_Э + R_{ЭН})$  для входного сопротивления каскада можно записать:

$$R_{ВХ} = h_{11} + (\beta + 1)R_{ЭН}, \quad (2.12)$$

а при больших  $\beta$  и  $R_{ЭН}$ :

$$R_{ВХ} = \beta R_{ЭН} \approx \beta R_Э. \quad (2.13)$$

Приведенные выражения показывают, что при высокоомном  $R_Б$  в каскаде ОК  $R_{ВХ}$  велико (десятки или сотни кОм) и возрастает при увеличении  $R_Э$ . Однако достижение весьма больших значений  $R_{ВХ}$  затруднено, так как рост  $R_Э$  требует увеличения  $E_к$ . Кроме того, в ИМС выполнить резистор большего номинала практически невозможно, поэтому очень большие значения  $R_{ВХ}$  могут быть получены только в специальных каскадах ОК.

Для коэффициента усиления по току в каскаде ОК можно записать:

$$K_I = I_{ВЫХ} / I_{ВХ} = I_Э / I_Б = \beta + 1.$$

Теперь, аналогично формуле (2.6), для  $K_{IH}$  получим:

$$K_{IH} = (\beta + 1)R_Э / (R_Э + R_Н).$$

Приведенные соотношения показывают, что усилительный каскад ОК имеет максимальное усиление по току относительно каскадов ОЭ и ОБ.

Поскольку в каскаде ОК  $R_{ВХ}$  велико, то обычно выполняется условие  $R_{ВХ} \gg R_Г$ , поэтому коэффициент усиления по напряжению относительно генератора  $K_{иГ} = K_u = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$ . Полагая  $U_{ВЫХ} = I_Н R_{ЭН}$  и  $U_{ВХ} = I_Б R_{ВХ}$  после подстановки в выражение для  $K_u$  и проведения преобразований, получим:



$$K_u = \frac{(\beta + 1)R_{эН}}{h_{11} + (\beta + 1)R_{эН}}, \quad (2.14)$$

откуда следует, что  $K_u \leq 1$ .

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОК, часто называют *эмиттерным повторителем*, поскольку его выходное напряжение (на эмиттере) практически полностью повторяет входной сигнал (по амплитуде, фазе и форме).

Выходное сопротивление каскада ОК можно определить из рис. 2.15. Полагая, что значения  $R_б$  и  $r_k^*$  весьма велики, получим для расчета  $R_{вых}$  следующую формулу:

$$R_{вых} = r_э + \frac{r_б + R_Г}{\beta + 1}. \quad (2.15)$$

Анализ параметров, входящих в (2.15), показывает, что  $R_{вых}$  в каскаде ОК мало (обычно составляет десятки Ом).

Эмиттерный повторитель, хотя и не усиливает напряжение, — хороший усилитель мощности ( $K_p = K_I$ ). Он обычно используется в качестве согласующего каскада, т.е. каскада с большим входным и малым выходным сопротивлением.

При создании усилительных устройств иногда, например, для реализации двухтактного каскада усилителя мощности, требуется иметь два сигнала (напряжения), равные по величине относительно общей шины, но противоположные по фазе. На практике для получения таких сигналов используют фазоинверсный (парафазный) усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.16.

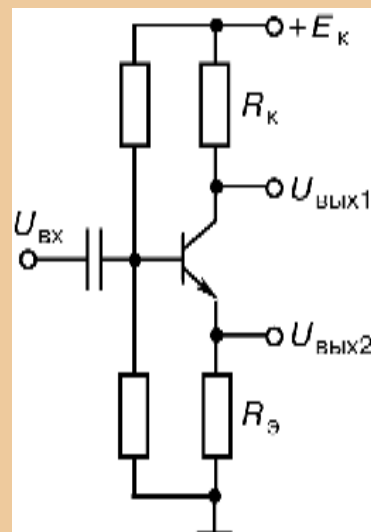


Рис. 2.16. Принципиальная схема парафазного усилителя

## 2.3. Усилители на полевых транзисторах

Среди усилительных каскадов, выполненных на полевых транзисторах, наиболее широкое применение получил каскад, в котором полевой транзистор включен по схеме с общим истоком (ОИ). На рис. 2.17 приведена принципиальная схема наиболее распространенного варианта каскада ОИ с RC-связью. Основа

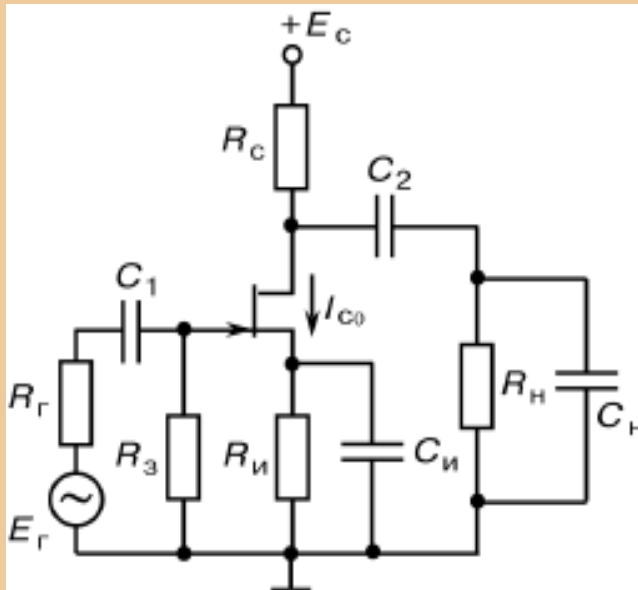


Рис. 2.17. Усилитель на полевом транзисторе с ОИ

такого усилительного каскада — два элемента: резистор  $R_c$  и полевой транзистор с  $p-n$  переходом и  $n$ -каналом. Аналогичный каскад может быть выполнен и на МПД-транзисторе со встроенным каналом.

Поскольку полярность напряжения источника питания  $E_c$  определяется типом канала, в рассматриваемом каскаде  $E_c$  должно быть положительно (используется транзистор с  $n$ -каналом). Резистор  $R_з \approx 1 \text{ МОм}$  осуществляет гальваническую

связь затвора с общей шиной и стабилизирует входное сопротивление каскада. Источник входного сигнала  $E_г$  подключен ко входу каскада через разделительный конденсатор  $C_1$ , а сопротивление нагрузки  $R_н$  подключено к выходу каскада через разделительный конденсатор  $C_2$ .

Цепь автоматического смещения  $R_и C_и$  обеспечивает отрицательное напряжение на затворе для режима покоя  $U_{зи0}$ . Величину  $R_и$  для заданного тока покоя  $I_{c0}$  обычно определяют с помощью стоко-затворной ВАХ полевого транзистора. Поскольку за счет протекания  $I_{c0}$  по  $R_и$  между затвором и истоком полевого транзистора возникает напряжение

$$U_{зи0} = -I_{c0}R_и, \quad (2.16)$$

из (2.16) можно легко определить  $R_и$ . Отметим, что с помощью  $R_и$  также осуществляется стабилизация режима покоя (подобно стабилизации с помощью  $R_з$  в усилителе ОЭ на рис. 2.9).

В режиме покоя для линейного усилителя выбирают напряжение между истоком и стоком полевого транзистора  $U_{си0} \approx I_{c0}R_c$  в общем соотношении  $E_c = U_{си0} + I_{c0}R_c + I_{c0}R_и$ , где  $R_и$  равно нескольким кОм. При этом  $U_{си0} \geq U_{вых} + (1...2) \text{ В}$ .

При расчете каскада ОИ может оказаться, что  $R_{\text{и}}$  имеет относительно большое значение, что приведет к слишком большому отрицательному напряжению на затворе. Для реализации необходимых режимов работы в усилительном каскаде на полевом транзисторе можно использовать делитель напряжения в цепи затвора, т.е. между затвором и источником питания включить дополнительный резистор. В таком усилителе полевой транзистор с  $p$ - $n$  переходом может быть заменен МДП-транзистором со встроенным или с индуцированным каналом.

Рассмотрим параметры каскада ОИ для переменного сигнала. Нетрудно показать, что при подаче положительной полуволны  $U_{\text{вх}}$  в каскаде ОИ будет формироваться отрицательная полуволна  $U_{\text{вых}}$  (как и в каскаде ОЭ), т.е. усилительный каскад ОИ инвертирует входной сигнал. На рис. 2.18 приведена малосигнальная эквивалентная схема в области средних частот для усилительного каскада ОИ. Эта схема получена на основе схемы, в которой устранены межэлектродные емкости (не играющие существенной роли в области средних частот), за счет внесения в нее внешних элементов каскада. Здесь  $R_{\text{сн}} = R_{\text{с}} \parallel R_{\text{н}} \approx R_{\text{с}}$ . Входное сопротивление каскада ОИ на средних частотах определяется  $R_3$ , поэтому  $R_{\text{вых}} \approx 1 \text{ МОм}$ .

Для амплитудного значения тока стока в полевом транзисторе можно записать:

$$I_{\text{с}} = sU_{\text{зи}} + U_{\text{си}} / r_{\text{с}}. \quad (2.17)$$

Так как в каскаде ОИ амплитуда выходного напряжения  $U_{\text{вых}} = U_{\text{си}} = -I_{\text{с}}R_{\text{с}}$  (знак «-» указывает на противофазность сигналов на выходе каскада и на  $R_{\text{с}}$ ), то (2.17) можно привести к следующему виду:  $I_{\text{с}} = sr_{\text{с}}U_{\text{зи}} / (r_{\text{с}} + R_{\text{с}})$ , откуда для коэффициента усиления  $K_u$  получим:

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{си}}}{U_{\text{зи}}} = -\frac{sr_{\text{с}}R_{\text{с}}}{r_{\text{с}} + R_{\text{с}}} = -\frac{\mu_u R_{\text{с}}}{r_{\text{с}} + R_{\text{с}}}. \quad (2.18)$$

Знак «-» показывает, что каскад ОИ инвертирует сигнал. При  $r_{\text{с}} \ll R_{\text{с}}$ , что обычно имеет место на практике, выражение (2.18) можно представить в виде:

$$K_u = -sR_{\text{с}} \quad (2.19)$$

(в реальных каскадах ОИ обычно  $K_u = 3 \dots 50$ ).

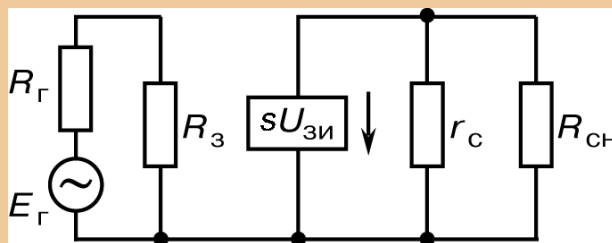


Рис. 2.18. Эквивалентная схема усилителя с ОИ

Выходное сопротивление рассматриваемого каскада можно представить как  $R_{\text{вых}} = r_c \parallel R_c$ . Поскольку обычно  $r_c \ll R_c$ , то  $R_{\text{вых}} \approx R_c$ .

Стабильность каскадов на полевых транзисторах в основном определяется изменениями  $I_{c0}$  под влиянием температуры или других внешних факторов. Уменьшить приращение тока стока в режиме покоя  $\Delta I_{c0}$ , возникшее под действием какого-либо внешнего фактора, можно с помощью использования отрицательной обратной связи по постоянному току. Так, в каскаде (рис. 2.17) общее приращение тока стока в режиме покоя равно  $\Delta I_{c0} / (1 + sR_u)$ , т.е. в  $(1 + sR_u)$  раз меньше, чем в одиночном полевом транзисторе.

Рассмотрим истоковый повторитель, которым называется усилительный каскад на полевом транзисторе, включенном по схеме с общим стоком (ОС). На рис. 2.19 приведена принципиальная схема каскада ОС с RC-связью. Здесь, подобно каскаду ОК, сток через очень малое сопротивление источника питания соединен с общей шиной каскада, т.е. вывод стока — общий для входной и выходной цепей устройства. Основой рассматриваемого каскада ОС являются два элемента: резистор  $R_u$  и полевой транзистор с  $p$ - $n$ -переходом и  $n$ -каналом.

В рассматриваемом каскаде (подобно каскаду ОК) существует 100 %-ная отрицательная обратная связь по напряжению, за счет чего получается малый  $K_T$  и  $K_u \leq 1$ . Кроме того, нетрудно убедиться, что каскад ОС тоже не инвертирует фазу сигнала. Отсюда и название — истоковый повторитель.

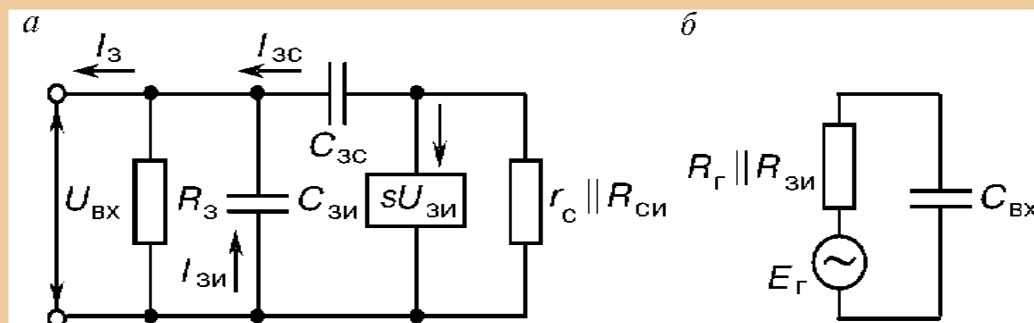


Рис. 2.19. Эквивалентные схемы входной части усилителя с ОИ в области высоких частот

Для каскада ОС  $U_{зи} = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх} - I_c R_{и}$  и  $U_{си} = -U_{вых} = -I_c R_{и}$ . Подставив эти выражения в (2.17), после проведения преобразований получим для  $K_u$ :

$$K_u = sR_{и} / (1 + sR_{и}) , \quad (2.20)$$

откуда следует, что  $K_u < 1$ , но при увеличении  $sR_{и}$  коэффициент  $K_u \rightarrow 1$ .

Выходное сопротивление для каскада ОС в области средних частот  $R_{вых} = 1/s$  и составляет сотни Ом.

Помимо усилительных каскадов ОИ и ОС известен каскад, в котором полевой транзистор включен по схеме с общим затвором (ОЗ). Однако такой каскад не находит практического применения из-за своего малого входного сопротивления.

## 2.4. Усилители с обратной связью

Обратная связь находит широкое использование в разнообразных электронных устройствах. Особую роль обратная связь играет в микроэлектронных усилителях. Можно утверждать, что без ее широкого использования было бы крайне трудно осуществить серийный выпуск линейных ИМС.

*Обратной связью* называется передача энергии из выходной цепи усилителя во входную. Выходной сигнал может поступать на вход устройства полностью или только частично. Сниматься сигнал обратной связи может как с выхода всего устройства, так и с какого-либо промежуточного каскада и подаваться может как на вход всего устройства, так и во входную цепь промежуточного каскада. Обратную связь, охватывающую один каскад, принято называть местной, а охватывающую весь многокаскадный усилитель — общей.

Структурная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 2.20. Здесь коэффициент усиления устройства  $K$  и коэффициент обратной связи  $\chi$  обозначены в виде

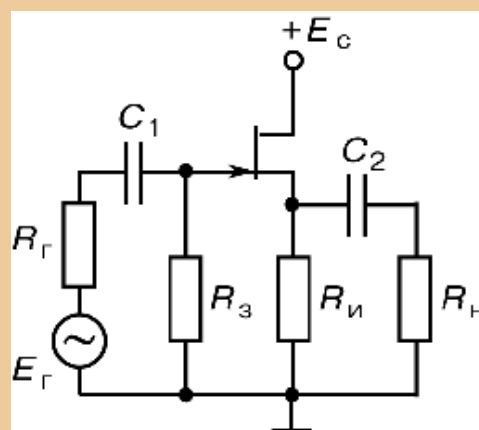


Рис. 2.20. Усилитель на полевом транзисторе с общим стоком

комплексных величин. Этим утверждается наличие фазового сдвига в ОНЧ и ОВЧ за счет реактивных элементов в самом усилителе и в цепи обратной связи. Коэффициент  $\chi$  — отношение сигнала обратной связи, поступающего на вход с выхода устройства, к выходному сигналу.

Обратная связь может специально вводиться в усилитель для изменения его характеристик и параметров, а также возникать за счет (обычно, нежелательного) влияния выходных цепей на входные (паразитная обратная связь).

Наличие обратной связи может привести к увеличению или к уменьшению сигнала на выходе устройства и, соответственно, коэффициента усиления. В первом случае фазы входного сигнала и сигнала обратной связи совпадают и амплитуды складываются — такую связь называют *положительной обратной связью* (ПОС). Во втором случае фазы противоположны и амплитуды сигналов вычитаются — такую связь называют *отрицательной обратной связью* (ООС). ПОС применяется в различных генераторах, а иногда и частотно-избирательных усилителях. В большинстве же усилителей ПОС нежелательна и используется крайне редко.

Основное применение в усилительных устройствах находит ООС, позволяющая повысить стабильность работы усилителей, а также улучшить другие важные параметры и характеристики. Снижение коэффициента усиления в современных усилительных устройствах за счет ООС — не очень значительный фактор, поскольку широко используются микроэлектронные структуры с собственными большими коэффициентами усиления (имеет место значительный запас по величине  $K$ ).

В усилителях применяют различные виды ООС, которые различают по способу подачи сигналов ООС во входную цепь усилителя и по способу снятия этих сигналов с выхода усилителя. Если во входной цепи усилителя вычитается ток цепи обратной связи из тока входного сигнала, то такую ООС называют *параллельной*. Если же во входной цепи вычитаются напряжения входного сигнала и обратной связи, то такую ООС называют *последовательной*.

По способу получения (снятия) сигнала обратной связи различают ООС по напряжению, когда сигнал ООС пропорционален  $U_{\text{вых}}$  усилителя, и ООС по току, когда сигнал ООС пропорционален току через нагрузку.



При последовательной обратной связи по напряжению с выхода усилителя снимается часть выходного напряжения  $U_{oc}$ , которое во входной цепи алгебраически складывается с  $U_{вх}$ . На рис 2.21 приведена структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению. Напряжение обратной связи

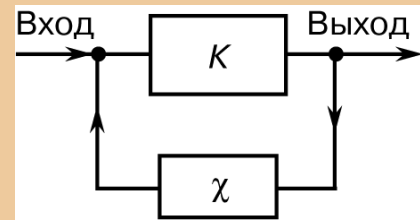


Рис. 2.21. Структурная схема усилителя с обратной связью

$$U_{oc} = \chi U_{вых}, \quad (2.21)$$

где  $\chi = R_2 / (R_1 + R_2) \approx R_2 / R_1$  (обычно  $R_1 \gg R_2$ ).

Здесь во входной цепи усилителя действует напряжение, равное  $U_{вх} \pm U_{oc}$ .

Рассмотрим влияние последовательной обратной связи по напряжению на коэффициент усиления по напряжению. Для усилителя, охваченного обратной связью, можно записать:

$$K_{uoc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх} \pm U_{oc}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх} (1 \pm \chi K_u)}. \quad (2.22)$$

Напомним, что коэффициент усиления по напряжению усилителя без обратной связи  $K_u = U_{вых} / U_{вх}$ . Поэтому для усилителя с ООС можно получить:

$$K_{uoc} = K_u / (1 \pm \chi K_u). \quad (2.23)$$

Величины  $K_u$  и  $\chi$  комплексные, но для простоты изложения будем использовать их действительные значения, что соответствует области средних частот работы усилителя. Формула (2.23) справедлива для случая ООС. В этом легко убедиться, поскольку  $K_{uoc} < K_u$ . При положительной обратной связи в знаменателе правой части (2.23) следует использовать знак «-».

Из (2.23) следует, что при последовательной ООС по напряжению стабилизируется величина  $K_{uoc}$ . Так, при  $\chi K_u = 100$   $K_u$  за счет каких-либо причин возросла на 50 %, но  $K_{uoc}$  при этом увеличится лишь примерно на 0,2 %.

Введем понятие *глубины обратной связи*, которая для ООС равна:

$$F = 1 + \chi K_u. \quad (2.24)$$

На основании (2.24) можно заключить, что глубина ООС возрастает при увеличении  $\chi$  и  $K_u$ . При очень глубокой ООС  $F \approx K_u$ , поэтому в данном случае (2.23) можно переписать в следующем виде:

$$K_{u\text{оос}} = 1/\chi = (R_1 + R_2)/R_2. \quad (2.25)$$

Из (2.25) следует очень важный вывод: при глубокой ООС ( $F > 10$ ) удастся практически полностью исключить влияние параметров транзистора и всего усилителя (в частности,  $K_u$ ) на его  $K_{u\text{оос}}$ . Здесь уже не будут влиять такие факторы, как изменение температуры, радиационное воздействие, разброс параметров, старение и др. Таким образом, можно утверждать: введение глубокой последовательной ООС по напряжению обеспечивает стабильность усиления по напряжению. Коэффициент усиления по (2.25) определяется  $\chi$ , т.е. отношением номиналов двух резисторов.

Улучшение стабильности коэффициента усиления с помощью ООС также широко используется для расширения АЧХ усилителя. На рис. 2.22 приведена АЧХ для  $K_{u\text{оос}}$  усилителя без ООС; там же приведена АЧХ и для  $K_{u\text{оос}}$ . Последнюю удобно рассчитывать с помощью (2.23). Поскольку  $\chi = \text{const}$ , то  $K_{u\text{оос}}$  однозначно определяется  $K_u$ . При отклонении частоты сигнала в ОНЧ или ОВЧ уменьшается  $K_u$ , но падает и глубина ООС, т.е.  $1/\chi$ . В результате  $K_{u\text{оос}}$  изменяется слабо и реализуется АЧХ с широкой полосой пропускания. Таким образом, можно заключить: наличие ООС уменьшает частотные искажения, т.е. снижает  $M_n$  и  $M_v$ .

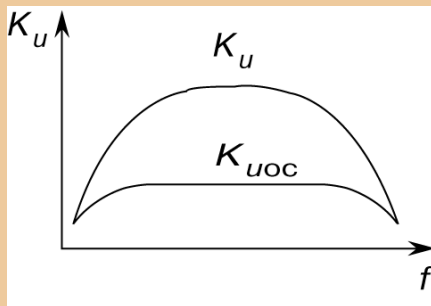


Рис. 2.22. Амплитудно-частотные характеристики усилителя без ООС и с ООС

С помощью ООС удастся уменьшить нелинейные искажения, а также влияние помех в усилителе. Поскольку с увеличением  $F$  будет уменьшаться напряжение непосредственно на входе усилителя (на базе или затворе транзистора), его работа станет осуществляться на меньшем участке ВАХ активного элемента. Уменьшение рабочих разма-

хов токов и напряжений на участках ВАХ и приведет к уменьшению коэффициентов гармоник. С некоторым приближением можно считать, что ООС обеспечивает работу усилителя на участках ВАХ с малой нелинейностью. Для коэффициента нелинейных искажений усилителя  $K_{г\text{ о с}}$ , охваченного ООС, можно записать:  $K_{г\text{ о с}} \approx K_{г} / F$ . Это обстоятельство в ряде случаев оказывает решающее значение, особенно для выходных каскадов усилителя.

Входное сопротивление усилителя с ООС  $R_{вх\text{ о с}}$  определяется способом подачи сигналов обратной связи во входную цепь. При последовательной ООС по напряжению  $R_{вх\text{ о с}}$  можно представить как  $R_{вх\text{ о с}} = (U_{вх1} + U_{вх2}) / I_{вх}$ . Поскольку  $U_{о с} = \chi K_u U_{вх}$ , то после проведения преобразований можно получить:

$$R_{вх\text{ о с}} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} (1 + \chi K_u) = R_{вх} F. \quad (2.26)$$

Из (2.26) видно, что последовательная ООС по напряжению увеличивает входное сопротивление усилителя в « $F$ » раз. Таким образом, чем глубже рассматриваемая здесь ООС, тем больше  $R_{вх\text{ о с}}$ . Это имеет важное значение для входных каскадов усилителей, работающих от источников (датчиков) входного сигнала с большим внутренним сопротивлением  $R_{г}$ .

Выходное сопротивление усилителя с ООС  $R_{вых\text{ о с}}$  определяется способом снятия сигнала обратной связи с выхода устройства. При последовательной ООС по напряжению  $U_{вых}$  усилителя меньше зависит от тока нагрузки, что соответствует уменьшению его выходного сопротивления. Для рассматриваемого вида ООС можно записать:

$$R_{вых\text{ о с}} \approx R_{вых} / F. \quad (2.27)$$

Отсюда следует: последовательная ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление в « $F$ » раз. Таким образом, чем глубже ООС, тем меньше  $R_{вых\text{ о с}}$ . Это имеет важное значение в усилителях напряжения, поскольку позволяет значительно снизить зависимость выходного напряжения от  $R_{н}$ .

Последовательная ООС по напряжению уменьшает и стабилизирует коэффициент усиления по напряжению, снижает линейные и нелинейные искажения, повышает входное и уменьшает выходное сопротивление усилителя.

Последовательная обратная связь по току отличается от последовательной обратной связи по напряжению только выходной частью структурной схемы, т.е. только способом снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя. При последовательной обратной связи по току в выходной цепи усилителя включается специальный резистор  $R_{oc}$ , падение напряжения на котором пропорционально выходному току. На рис. 2.23, а приведена выходная часть структурной схемы усилителя с обратной связью по току. Во входной цепи усилителя с последовательной обратной связью  $U_{oc}$  алгебраически складывается с входным напряжением. Из рис. 2.23, а следует, что  $U_{oc} = I_{вых} R_{oc}$  и  $\chi \approx R_{oc} / R_H$ .

Поскольку во входной цепи усилителя складываются напряжения для последовательных ООС по напряжению и току, то (2.23) является общей для любой последовательной ООС. При глубокой ООС по току (2.23) можно преобразовать к следующему виду:

$$K_{uoc} = 1 / \chi \approx R_H / R_{oc}. \quad (2.28)$$

Из (2.28) следует вывод о стабильности  $K_{uoc}$ , но этот вывод здесь справедлив лишь при  $R_H = \text{const}$ . Таким образом, различного рода внешние воздействия, разброс параметров транзисторов существенно не влияют на  $K_{uoc}$  усилителя с глубокой последовательной ООС по току. Однако такой усилитель весьма чувствителен к изменениям сопротивления нагрузки.

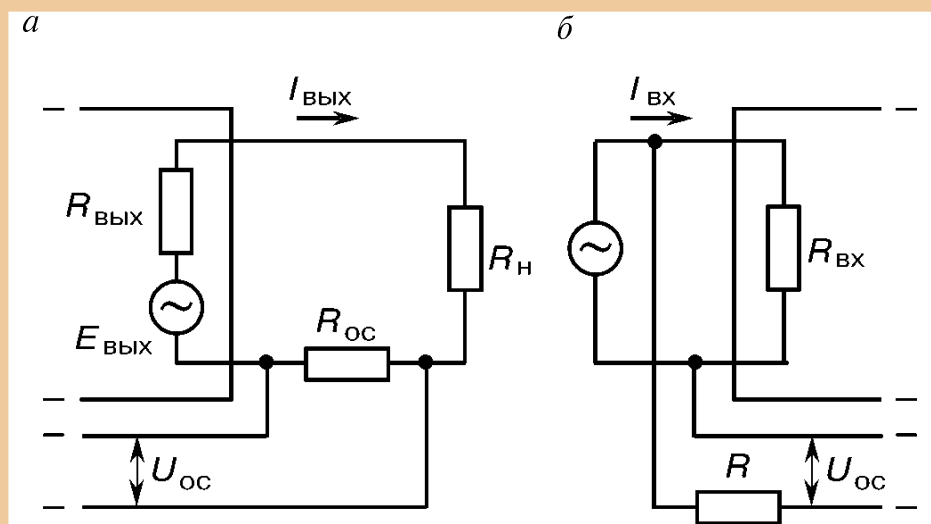


Рис. 2.23. Выходная (а) и входная (б) части структурной схемы усилителя

Входное сопротивление усилителя с ООС определяется способом подачи сигналов во входную цепь. Поскольку и в данном случае используется последовательная ООС, оказывается справедливой формула (2.26) со всеми вытекающими из нее выводами. Способ снятия сигнала обратной связи с выхода усилителя не влияет на  $R_{\text{вх ос}}$ , и совершенно неважно, какая ООС используется — по напряжению или по току.

Наиболее существенное отличие последовательных ООС по напряжению и по току проявляется через  $R_{\text{вх ос}}$ . Выходное сопротивление усилителя с ООС определяется способом снятия сигнала обратной связи с выхода устройства. При этом способ подачи сигнала ООС во входную цепь не играет никакой роли. Для  $R_{\text{вых ос}}$  усилителя, охваченного ООС по току, можно записать следующее выражение:

$$R_{\text{вых ос}} \approx R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}(K_u + 1). \quad (2.29)$$

Отсюда следует, что выходное сопротивление возрастает.

Таким образом, последовательная ООС по току стабилизирует коэффициент усиления при постоянной нагрузке, снижает искажения, повышает входное и выходное сопротивление усилителя.

Параллельная обратная связь по току отличается от последовательной обратной связи по току только входной частью структурной схемы усилителя с параллельной обратной связью. Здесь напряжение  $U_{\text{ос}}$  образует ток обратной связи  $I_{\text{ос}}$ , протекающий через дополнительный резистор  $R$ . Во входной цепи усилителя происходит алгебраическое сложение  $I_{\text{ос}}$  и тока входного сигнала. Полная структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по току просто формируется из ее частей, изображенных на рис. 2.23, где  $U_{\text{ос}} = I_{\text{вых}} R_{\text{ос}}$ , а коэффициент обратной связи по току  $\chi_I = I_{\text{ос}} / I_{\text{вых}} \approx R_{\text{ос}} / R$ .

Глубина ООС по току:  $F_I = 1 + \chi_I K_I$ .

Поскольку основное применение параллельная ООС по току находит в усилителях тока, наиболее интересным является ее воздействие на коэффициент усиления по току  $K_{I \text{ ос}}$ . Аналогично (2.23), находим:

$$K_{I \text{ ос}} = K_I / (1 + \chi_I K_I) = K_I / F_I, \quad (2.30)$$

где  $K_I$  — коэффициент усиления по току усилителя без ООС.

Точно так же, как при ООС по напряжению, стабилизируется  $K_{u\text{ ос}}$ , при параллельной ООС по току стабилизируется  $K_{I\text{ ос}}$ . Здесь значительно снижается влияние внешних факторов и разброса параметров на  $K_{I\text{ ос}}$ . При глубокой параллельной ООС по току (2.30) преобразуется к виду  $K_{I\text{ ос}} = 1/\chi_I = R/R_{\text{ос}}$ , т.е. коэффициент усиления по току будет определяться лишь отношением двух резисторов. Введение параллельной ООС по току уменьшает линейные и нелинейные искажения токовых сигналов.

Поскольку входное сопротивление усилителя с ООС определяется лишь способом подачи сигнала обратной связи во входную цепь, для параллельной ООС можно записать:

$$R_{\text{вх ос}} = R_{\text{вх}} / F_I. \quad (2.31)$$

Здесь во входной цепи усилителя складываются токи. Таким образом, параллельная ООС уменьшает  $R_{\text{вх ос}}$ , причем  $R_{\text{вх ос}}$  обратно пропорционально глубине ООС по току.

ООС по току способствует увеличению выходного сопротивления усилителя. Для параллельной ООС по току  $R_{\text{вых ос}}$  увеличивается пропорционально возрастанию  $F_I$ .

Итак, параллельная ООС по току уменьшает и стабилизирует коэффициент усиления по току, снижает искажения токовых сигналов, уменьшает входное и увеличивает выходное сопротивление усилителя.

При параллельной обратной связи по напряжению с сопротивления нагрузки снимается выходное напряжение, которое во входной цепи образует ток обратной связи, протекающий через резистор  $R$ . Структурную схему усилителя с параллельной обратной связью по напряжению можно составить из входной части, справедливой для параллельной обратной связи (рис. 2.23, а) и выходной части, справедливой для обратной связи по напряжению (выходная часть на рис. 2.23, б).

При глубокой параллельной ООС по напряжению можно получить:

$$K_{u\text{ ос}} \approx R / R_{\Gamma}. \quad (2.32)$$

Сравним (2.28) и (2.32). Если при последовательной ООС по току  $K_{u\text{ ос}}$  стабилен при  $R_{\text{н}} = \text{const}$ , то при параллельной ООС по напряжению  $K_{u\text{ ос}}$  стабилен при  $R_{\Gamma} = \text{const}$ .



Итак, параллельная ООС по напряжению стабилизирует коэффициент усиления по напряжению при постоянном сопротивлении источника сигнала, снижает искажения, уменьшает выходное и входное сопротивление усилителя.

Рассмотрим усилители с последовательной ООС по току. На рис. 2.24 приведена принципиальная схема каскада ОЭ с последовательной ООС по току, которая создается резистором  $R_{\text{э}}$ . Рассуждая аналогично, нетрудно показать, что рассматриваемая обратная связь является последовательной ООС (на эмиттере присутствует напряжение сигнала обратной связи той же полярности, что и  $U_{\text{вх}}$  на базе). Однако здесь уже будет ООС по току, что можно доказать с помощью метода КЗ нагрузки. Так, при (мысленном) замыкании резистора  $R_{\text{к}}$ , с которого здесь снимается выходной сигнал, обратная связь не исчезает (а даже несколько возрастает), следовательно, это связь по току.

Для коэффициента усиления по напряжению в усилителе рис. 2.24 можно использовать общую формулу (2.4), справедливую для любого усилительного каскада ОЭ. В каскаде с последовательной ООС  $R_{\text{вх ос}} = R_{\text{г}}$ , следовательно, пренебрегая  $R_{\text{г}}$  и подставив (2.13) в (2.4), после проведения преобразований можно получить:

$$K_{u \text{ ос}} = -R_{\text{кн}} / R_{\text{э}}. \quad (2.33)$$

Усилительный каскад на полевом транзисторе с последовательной ООС по току можно представить как каскад ОИ (см. рис. 2.17) при отключенном конденсаторе  $C_{\text{и}}$ . В этом случае сигнал ООС образуется на резисторе  $R_{\text{и}}$ . Нетрудно показать, что  $K_{u \text{ ос}}$  можно рассчитать по следующей формуле:

$$K_{u \text{ ос}} = -SR_{\text{с}} / (1 + SR_{\text{и}}), \quad (2.34)$$

где глубина ООС  $F = 1 + SR_{\text{и}}$ .

При  $SR_{\text{и}} \gg 1$  выражение (2.34) можно представить как:

$$K_{u \text{ ос}} = -R_{\text{с}} / R_{\text{и}}. \quad (2.35)$$

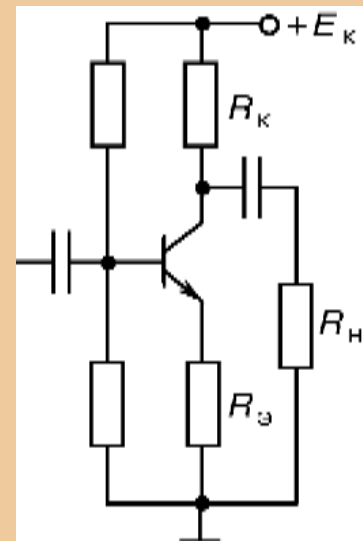


Рис. 2.24. Усилитель с последовательной ООС по току

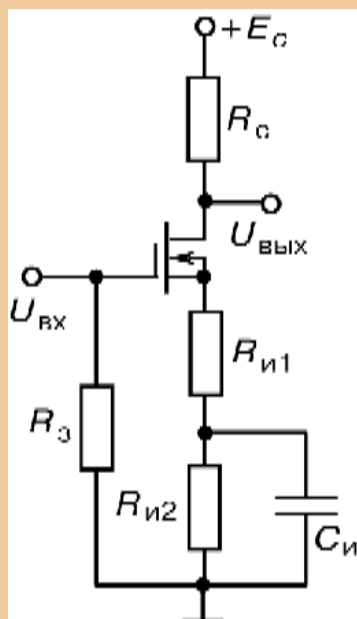


Рис. 2.25. Усилитель с ОИ на МДП-транзисторе со встроенным  $n$ -каналом

Здесь по постоянному току создается последовательная ООС за счет резисторов  $R_{и1}$  и  $R_{и2}$ , а по переменному току — за счет резистора  $R_{и1}$ . Для расчета  $K_{иос}$  в рассматриваемом каскаде можно использовать (2.34), подставив  $R_{и1}$  вместо  $R_{и2}$ .

Рассмотрим использование последовательной ООС на примере многокаскадного усилителя, выпускаемого в виде полупроводниковой ИМС. На рис. 2.26 приведена принципиальная схема трехкаскадного усилителя с непосредственной связью. Первый каскад ОЭ выполнен на биполярном транзисторе VT1, в нем присутствует местная последовательная ООС по току, создаваемая резистором  $R_{э1}$ . Второй каскад ОЭ выполнен на транзисторе VT2; в нем тоже имеет место местная ООС по току, создаваемая резистором  $R_{э2}$ . Третий каскад ОК выполнен на транзисторе VT3, в нем присутствует местная 100 %-ная последовательная ООС по напряжению, создаваемая резистором  $R_{э3}$ . Помимо местных ООС в усилителе используется общая обратная связь, образуемая цепью резистора, соединяющей выход усилителя с эмиттером транзистора VT1.

Поскольку сигнал обратной связи поступает на эмиттер транзистора VT1, а  $U_{вх}$  — на его базу, происходит алгебраическое

Формула (2.35) почти повторяет (2.33). Разница лишь в кажущемся отсутствии влияния  $R_{и1}$ . Однако, на самом деле, для низкоомной нагрузки в (2.35) следует заменить  $R_c$  на  $R_{сн}$ .

Выходные сопротивления каскадов ОЭ и ОИ должны возрастать при использовании ООС по току. Во внутренней структуре усилителя это так и происходит. Однако выход этих каскадов шунтируется резисторами  $R_k$  и  $R_c$ . В результате в них обычно сохраняется постоянное  $R_{вых}$ , примерно равное  $R_k$  (или  $R_c$ ).

Довольно часто в усилительных каскадах ОЭ и ОИ стараются ввести ООС по постоянному току возможно большей глубины для лучшей стабилизации режима покоя, а для переменного тока ввести дозированную ООС. На рис. 2.25 приведена принципиальная схема одного из вариантов

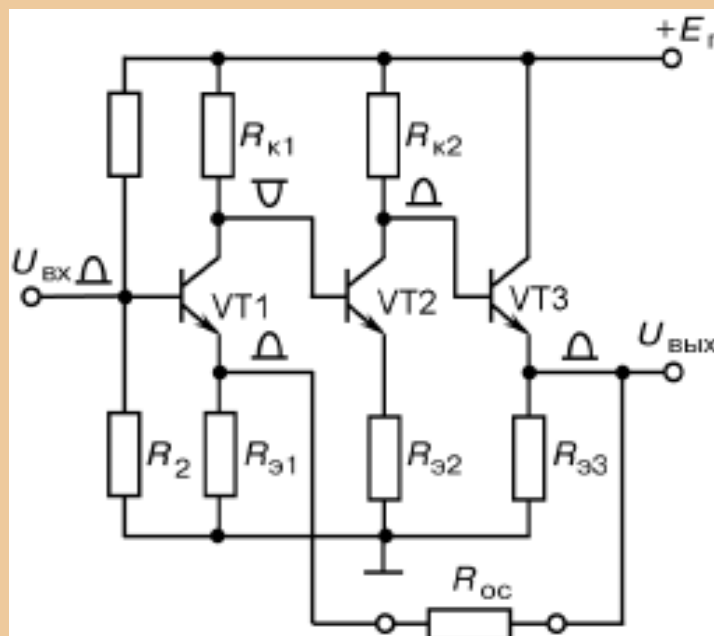


Рис. 2.26. Трехкаскадный усилитель с непосредственной связью

сложение напряжений, следовательно, общая обратная связь последовательная. Поскольку сигнал обратной связи снимается с выхода усилителя (с нагрузки), это — обратная связь по напряжению (что просто проверить с помощью метода КЗ).

Чтобы убедиться в том, что общая обратная связь отрицательная, полезно изобразить полярности полуволн напряжений во всех существенных точках принципиальной схемы. Например, на входе усилителя присутствует положительная полуволна  $U_{вх}$  (см. рис. 2.26). При этом на коллекторе транзистора VT1 будет отрицательная полуволна, а на его эмиттере — положительная; на коллекторе транзистора VT2, следовательно, и на эмиттере транзистора VT3 в этом случае будет присутствовать положительная полуволна сигнала. Эта положительная полуволна  $U_{вых}$  поступает на эмиттер транзистора VT1, в то время как на его базе присутствует положительная полуволна  $U_{вх}$ , следовательно, на эмиттерном переходе транзистора VT1 будет создаваться разностное управляющее напряжение. Таким образом, во входной цепи усилителя происходит вычитание напряжений, что указывает на получение общей последовательной ООС.

Резистор  $R_{oc}$  не входит в состав ИМС, он — внешний дискретный элемент. При использовании такого усилителя имеется возможность подключать к специальным выводам резисторы  $R_{oc}$  разных номиналов. В результате будут изменяться  $K_{u oc}$  и другие параметры усилителя. Таким образом, имеющаяся возможность изменять глубину ООС (при  $R_{oc} = 0$  имеет место 100 %-ная ООС) значительно расширяет сферу использования рассматриваемого усилителя и делает ИМС многоцелевой.

Рассмотрим примеры использования параллельной ООС. На рис. 2.27 приведена принципиальная схема усилителя с параллельной ООС по току, наиболее широко используемого в виде ИМС. С помощью резисторов  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  в обоих каскадах здесь созданы местные последовательные ООС по току. Общая же параллельная ООС по току создана цепью резистора  $R_{oc}$ , соединяющей эмиттер транзистора  $VT_2$  со входом усилителя.

В рассматриваемом здесь усилителе как входной сигнал, так и сигнал ООС приложены к одной точке схемы — к базе транзистора  $VT_2$ . В результате во входной цепи усилителя происходит алгебраическое сложение токов, следовательно, данная обратная связь параллельная. Поскольку сигнал обратной связи пропорционален выходному току и снимается со специального сопротивления выходного каскада  $R_{э2}$ , данная обратная связь является

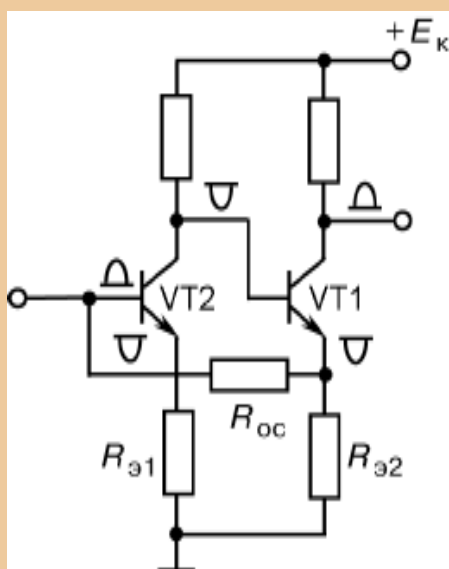


Рис. 2.27. Усилитель с общей параллельной обратной связью по току

связью по току (что можно доказать и с помощью метода КЗ нагрузки).

Чтобы убедиться в том, что общая обратная связь отрицательная, полезно изобразить полярности полуволн сигналов на всех существенных точках схемы (как на рис. 2.26). В усилителе (см. рис. 2.27) во входной цепи полярности полуволн входного сигнала и обратной связи находятся в противофазе и вычитаются. Отсюда и следует, что общая параллельная обратная связь по току является ООС.

Рассматриваемый усилитель имеет малое входное сопротивление (поскольку ООС параллельная), что де-

лает его особо пригодным в качестве усилителя тока. Если принять, что  $K_i$  усилителя при разомкнутой цепи общей ООС велик и источник входного сигнала имеет большое  $R_r$ , то  $K_{i\text{ос}}$  будет определяться только резисторами обратных связей и его можно рассчитать по следующей формуле:

$$K_{i\text{ос}} = (R_{\text{э2}} + R_{\text{ос}}) / R_{\text{э2}}. \quad (2.36)$$

Итак, на конкретном примере подтверждается вывод: глубокая параллельная ООС по току исключает влияние параметров транзистора и всего усилителя на  $K_{i\text{ос}}$ .

На рис. 2.28 приведена принципиальная схема усилительного каскада ОЭ с параллельной ООС по напряжению. Здесь параллельная ООС по напряжению создана цепью резистора  $R_1$  между коллектором и базой транзистора. Цепь  $R_{\text{э}}C_{\text{э}}$  создает в рассматриваемом каскаде последовательную ООС по постоянному току, стабилизирующую режим покоя и не влияющую на его усиление.

Сигнал с коллектора транзистора через резистор  $R_1$  в противофазе с входным сигналом поступает во входную цепь каскада, причем оба сигнала подключены к одной точке устройства (базе транзистора), следовательно, происходит вычитание токов, что и определяет обратную связь как параллельную ООС. Поскольку сигнал обратной связи снимается с выхода каскада, т.е. с нагрузки (и исчезает при ее КЗ), данная ООС является связью по напряжению.

Рассматриваемый усилительный каскад имеет малое входное (поскольку ООС параллельная) и выходное (поскольку ООС по напряжению) сопротивление. При глубокой ООС для коэффициентов усиления рассматриваемого каскада можно записать:

$$K_{u\text{ос}} = R_1 / R_r, \quad (2.37, \text{ а})$$

$$K_{i\text{ос}} = R_1 / R_{\text{н}}. \quad (2.37, \text{ б})$$

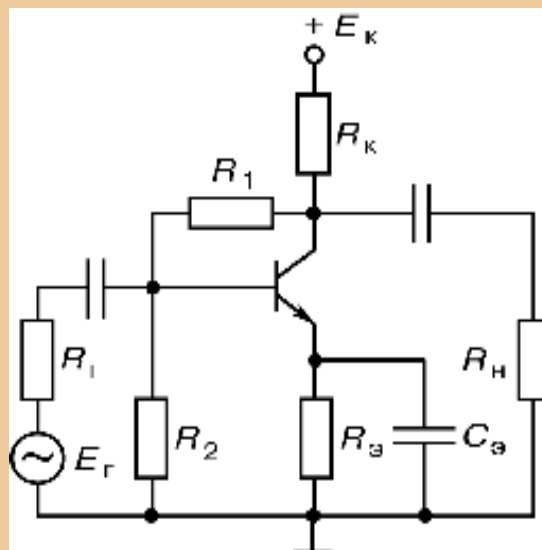


Рис. 2.28. Усилитель с общим эмиттером с параллельной ООС по напряжению

Формула (2.37, а) фактически повторяет общую формулу (2.32) и указывает, что реализуется стабильный  $K_{и\text{ ос}}$ , но только при постоянном  $R_r$ . Формула (2.37, б) указывает, что и здесь реализуется стабильный  $K_{и\text{ ос}}$ , но только при постоянном  $R_n$ . Усилительный каскад (рис. 2.28) удобно использовать в качестве промежуточного каскада в многокаскадном усилителе.

## 2.5. Усилители мощности

Усилители мощности предназначены для передачи сигналов больших мощностей без искажения в низкоомную нагрузку и обычно являются выходными каскадами многокаскадных усилителей. Основная задача усилителя мощности — выделение в нагрузке возможно большей мощности.

Поскольку выходной каскад усилителя мощности работает с большими амплитудами сигналов, то при его анализе вследствие нелинейности ВАХ транзисторов пользоваться малосигнальной эквивалентной схемой нецелесообразно. Обычно в усилителях мощности используют графический (или графоаналитический) метод расчета по входным и выходным характеристикам.

Основные показатели усилителя мощности:

- отдаваемая в нагрузку полезная мощность  $P_n$ ;
- коэффициент полезного действия  $\eta$ ;
- коэффициент нелинейных искажений  $K_r$ ;
- полоса пропускания АЧХ.

Величины  $\eta$  и  $K_r$  во многом определяются режимом покоя транзистора — классом усиления. Поэтому рассмотрим классы усиления, используемые в усилителях мощности.

Для всех рассмотренных выше усилителей предполагалось, что они работают в классе А. В режиме класса А выбор рабочей точки покоя (см. рис. 2.7, а) производится таким образом, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке входной ВАХ транзистора, а значение тока покоя  $I_{б0}$  располагалось посередине этого линейного участка. На выходной ВАХ транзистора (см. рис. 2.7, б) класс А характерен расположением рабочей точки ( $I_{к0}$  и  $U_{кэ0}$ ) на середине нагрузочной прямой так, чтобы амплитудные значения сигналов не выходили за те пределы нагрузочной прямой, где измене-



ния тока коллектора прямо пропорциональны изменениям тока базы. Поскольку в режиме класса А работа происходит на почти линейных участках ВАХ, усилитель мощности в этом режиме имеет минимальные нелинейные искажения ( $K_r \leq 1\%$ ).

Введем понятие угол отсечки  $\varphi_{отс}$  — это половина времени на период, в течение которого транзистор открыт, т.е. через него протекает ток. При работе в режиме класса А транзистор все время находится в открытом состоянии (нет отсечки-тока), следовательно,  $\varphi_{отс} = 180^\circ$ . Поскольку потребление мощности происходит в любой момент времени, в усилителе мощности, использующем класс А, имеет место невысокий  $\eta < 0,4$ . Режим усиления класса А применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные искажения, а  $P_n$  и  $\eta$  не играют решающей роли.

Мощные варианты выходных каскадов часто используют режим класса В. В классе В  $I_{60} = 0$ , (рис. 2.29), т.е. в режиме покоя транзистор закрыт и не потребляет мощности от источников питания. Транзистор находится в открытом состоянии лишь в течение половины периода входного сигнала, т.е.  $\varphi_{отс} = 90^\circ$ . Относительно небольшая потребляемая мощность позволяет получить в усилителях мощности, использующих режим класса В, повышенный  $\eta \approx 0,7$ . Класс В применяется в двухтактных устройствах, где прекращение протекания тока в одном транзисторе компенсируется появлением тока в другом (другом плече устройства). Существенный недостаток режима класса В — высокий уровень искажений ( $K_r \geq 10\%$ ).

Класс АВ занимает промежуточное положение между классами А и В; он также применяется в двухтактных устройствах. В режиме покоя здесь транзистор лишь приоткрыт, в нем протекает небольшой ток  $I_{60}$  (рис. 2.30), выводящий основную часть рабочей полуволны  $U_{вх}$  на участок ВАХ с относительно малой нелинейностью. Угол отсечки в классе АВ достигает  $120...130^\circ$ . Поскольку  $I_{60}$  мал, то  $\eta$  здесь выше, чем в классе А, и ближе к классу В. Нелинейные искажения усилителя, использующего класс АВ, относительно невелики ( $K_r \leq 3\%$ ).

Для класса С в усилителе имеет место начальное смещение, соответствующее режиму отсечки транзистора, т.е. в режиме покоя транзистор заперт напряжением смещения на базе. В результате  $\varphi_{отс} < 90^\circ$ . Класс С применяется либо в очень мощных усилителях,

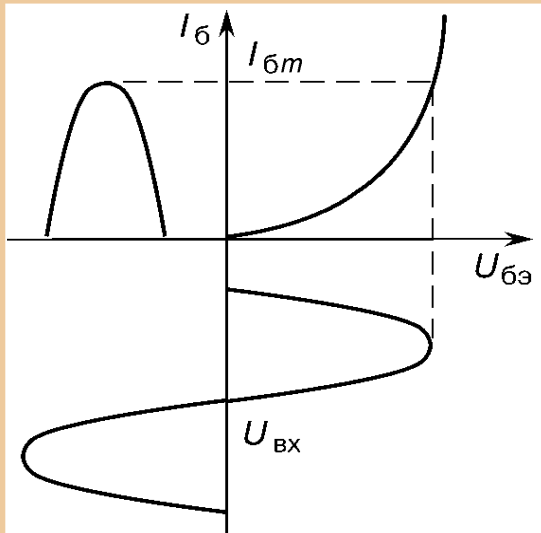


Рис. 2.29. Входная характеристика усилителя мощности в классе В (режим покоя)

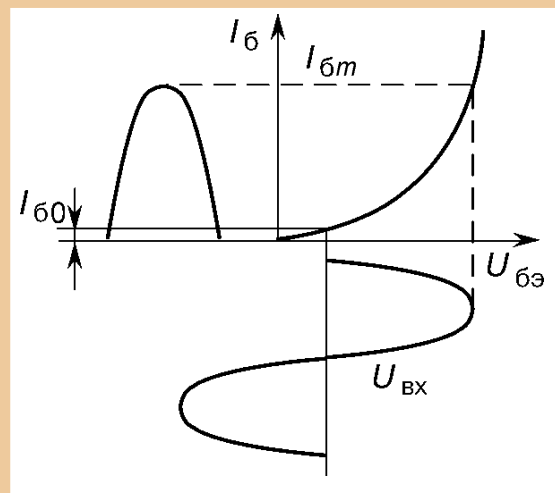


Рис. 2.30. Входная характеристика усилителя мощности в классе АВ

где основной фактор — предельно высокий  $\eta$ , а нелинейные искажения несущественны, либо в генераторах или резонансных усилителях (см. гл. 4), где высшие гармоники в выходном сигнале устраняются резонансным контуром.

В мощных транзисторных преобразователях постоянного напряжения применяются автогенераторные устройства, в которых транзисторы работают в режиме класса D. Этот класс определяет ключевой режим работы транзистора: открыт—закрыт (насыщен—заперт). Работа в режиме класса D осуществляется на прямоугольных импульсах и характеризуется минимальными потерями мощности.

Рассмотрим однотактные усилители мощности, к которым относятся рассмотренные выше каскады ОЭ и ОК или ОИ и ОС, работающие в режиме класса А. Для осуществления хорошего согласования с нагрузкой часто используются электромагнитные трансформаторы. При трансформаторном включении нагрузки постоянная составляющая выходного тока не протекает через  $R_H$ , что уменьшает потребление мощности от источника питания и повышает  $\eta$ . Эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току  $R'_H$  определяется как

$$R'_H = R_H / K_T^2, \quad (2.38)$$

где  $K_T = \omega_2 / \omega_1$  — коэффициент трансформации.

Существенно лучшими энергетическими показателями обладают двухтактные трансформаторные усилители мощности, работающие в режиме класса В. На рис. 2.31 приведена принципиальная схема двухтактного усилителя мощности с трансформаторной связью. Вторичные обмотки трансформаторов  $Tr_1$  и  $Tr_2$  состоят из двух секций и имеют вывод от средней точки.

Трансформатор  $Tr_1$  обеспечивает передачу входного сигнала в базовые цепи транзисторов, а  $Tr_2$  — согласование  $R_{\text{вых}}$  усилителя с  $R_{\text{н}}$ .

При подаче отрицательной полуволны входного сигнала на секции вторичной обмотки  $Tr_1$ , подключенной к базе VT1, будет действовать положительная, а на секции вторичной обмотки, подключенной к базе VT2, — отрицательная полуволна. В результате VT2 останется закрытым, а VT1 откроется и через него в первую секцию первичной обмотки  $Tr_2$  станет протекать ток  $I_{\text{к1}}$ . При этом на  $R_{\text{н}}$  выделяется положительная полуволна сигнала увеличенной мощности.

Если теперь на вход усилителя мощности (рис. 2.31) будет поступать положительная полуволна  $U_{\text{вх}}$ , то полярности напряжений во вторичной обмотке трансформатора  $Tr_1$  изменятся на противоположные. В результате транзистор VT1 закроется, а VT2 — откроется. Следовательно, уже будет протекать ток  $I_{\text{к2}}$  по цепи: источник питания — вторая секция первичной обмотки трансформатора  $Tr_2$  — коллектор-эмиттер VT2 — общая шина. За счет этого во вторичную обмотку  $Tr_2$  будет трансформироваться отрицательная полуволна выходного сигнала.

Таким образом, усиление сигнала в рассматриваемом усилителе мощности происходит в два такта работы устройства. Если первый такт сопровождается усилением одной полуволны сигнала с помощью транзистора VT1, то второй такт сопровождается усилением второй полуволны с помощью транзистора VT2.

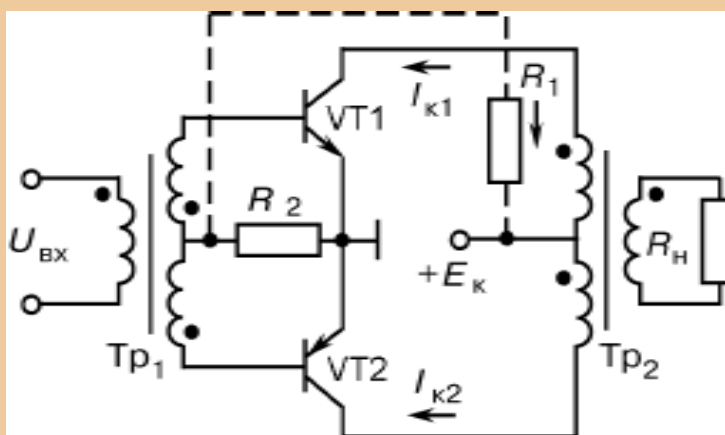


Рис. 2.31. Двухтактный усилитель мощности с трансформаторной связью

Графический анализ работы двухтактного усилителя обычно проводят лишь для одного плеча, полагая, что плечи устройства симметричны. Этот анализ проводят с помощью выходных ВАХ транзистора и нагрузочной прямой для переменного тока, которые приведены на рис. 2.32, а также входной ВАХ (см. рис. 2.29). При работе в режиме класса В можно считать, что линия нагрузки как по постоянному, так и по переменному току исходит из точки, соответствующей  $E_k$  на оси напряжений. Поскольку сопротивление первичной обмотки трансформатора по постоянному току близко к нулю, его линия нагрузки располагается почти вертикально. На рис. 2.33 приведена форма выходного сигнала усилителя класса В.

Наклон линии нагрузки по переменному току определяется приведенным сопротивлением нагрузки  $R_H'$ , которое можно рассчитать по (2.38), подставив в нее вместо  $K_T$  значение  $K_{T2}$ .

Теперь рассмотрим основные энергетические показатели усилителя мощности (см. рис. 2.31). Выходную мощность в первичной обмотке трансформатора  $Tr_2$  можно представить как

$$P_{\text{вых}} = I_{km} U_{km} / 2 . \quad (2.39)$$

Поскольку потребляемый от источника питания ток представляет собой пульсации с амплитудой  $I_{km}$ , то его среднее значение представим в виде:  $2I_{km} / \pi$ . Откуда для мощности, потребляемой устройством, запишем:

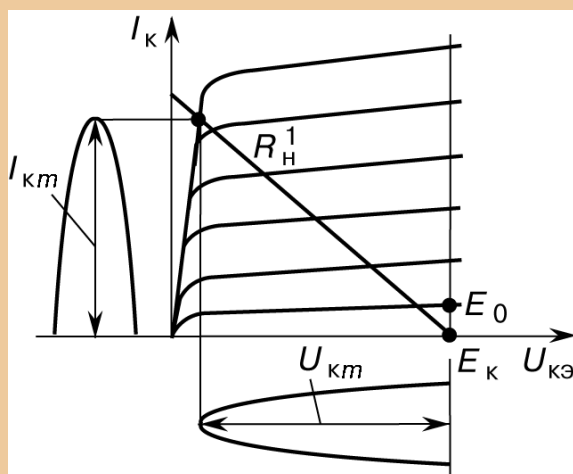


Рис. 2.32. Выходные вольт-амперные характеристики двухтактного усилителя мощности

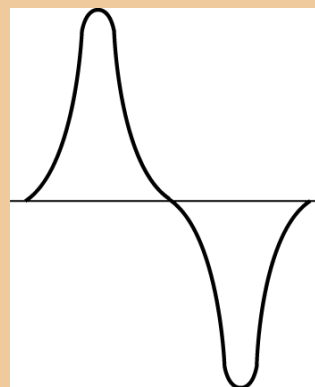


Рис. 2.33. Выходной сигнал в усилителе класса В

$$P_O = 2I_{km}E_K / \pi . \quad (2.40)$$

Подставив в (2.2)  $P_H = P_{\text{ВЫХ}}$  из (2.39) и (2.40), получим:

$$\eta = \xi\pi / 4 , \quad (2.41)$$

где  $\xi = U_{km} / E_K$  — коэффициент использования напряжения питания. Из (2.41) следует, что при  $\xi = 1$  значение  $\eta = 0,78$ . В реальных же усилителях мощности класса В  $\xi = 0,87...0,92$ , что позволяет определить максимальное значение  $\eta \approx 0,7$ .

Мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора, можно представить в следующем виде:  $P_K = (P_O - P_{\text{ВЫХ}}) / 2$ . Подставив в это выражение (2.39) и (2.40), нетрудно убедиться в том, что  $P_K$  — функция  $\eta$ . При ориентировочном выборе транзистора обычно полагают, что его максимально допустимая мощность должна быть больше  $P_{\text{ВЫХ}} / 3$ .

При выборе типа транзистора по максимально допустимому напряжению на коллекторе необходимо учитывать, что на коллекторе закрытого транзистора действует напряжение около  $2E_K$ . Это происходит за счет суммирования  $E_K$  и напряжения на секции первичной обмотки трансформатора  $\text{Tr}_2$ . Выбор транзистора по току производится по  $I_{km}$ .

В современной микроэлектронике широко используются двухтактные усилители мощности (без применения трансформаторов). Такие усилители имеют небольшие габариты и массу, повышенную надежность и просто реализуются в виде ИМС.

Простейший вариант бестрансформаторного двухтактного усилителя можно выполнить с помощью фазоинверсного усилителя (ФУ). На рис. 2.34 приведена структурная схема такого усилителя, в котором использован ФУ и выходной двухтактный ЕСЕВД усилителя мощности (УМ). ФУ позволяет получить на своих выходах два противоположных по фазе и одинаковых по амплитуде сигнала, поэтому УМ может успешно функционировать и без входного трансформатора. Таким образом, в рассматриваемом варианте усилителя ФУ выполняет определенные функции трансформатора, а УМ может

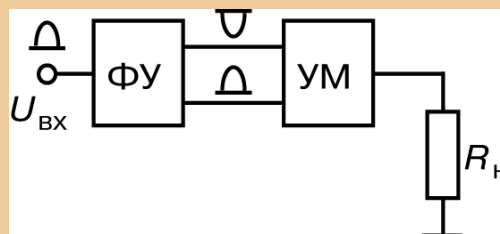


Рис. 2.34. Структурная схема бестрансформаторного двухтактного усилителя

быть реализован на двух однотипных транзисторах. Недостаток усилителя мощности — относительно большая потребляемая мощность, поскольку ФУ работает в режиме класса А, что приводит к значительному снижению  $\eta$ .

Более лучшими параметрами обладают двухтактные бестрансформаторные усилители мощности, выполненные на комплиментарных транзисторах ( $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -типов). Такие усилители мощности принято называть *бустерами*. Различают бустеры тока и напряжения. Бустер тока предназначен для усиления тока; бустер напряжения усиливает не только ток, но и напряжение. Поскольку усиление напряжения обычно осуществляется предыдущими каскадами многоканального усилителя, наибольшее распространение получили выходные каскады в виде бустера тока.

На рис. 2.35 приведена принципиальная схема простейшего варианта бустера тока класса В. Здесь использованы  $n-p-n$ -транзистор VT1 и  $p-n-p$ -транзистор VT2, базы которых подключены непосредственно ко входу усилителя. Особо обратим внимание на использование двухполярного питания (двух напряжений питания  $+E$  и  $-E$ ).

При подаче на вход бустера положительной полуволны  $U_{вх}$  открывается транзистор VT2 и через нагрузку потечет ток в направлении, указанном стрелкой. При подаче отрицательной полуволны  $U_{вх}$  открывается транзистор VT1 и ток через нагрузку изменяет свое направление на противоположное. Таким образом, на  $R_H$  будет формироваться переменный выходной сигнал.

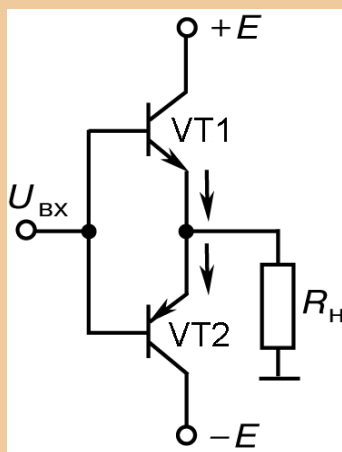


Рис. 2.35. Принципиальная схема бустера тока класса В

Оба транзистора в рассматриваемом бустере включены по схеме ОК. Каскад ОК очень хорошо подходит для его использования в усилителе мощности, поскольку имеет малые коэффициенты нелинейных искажений и  $R_{вых}$ . Кроме того, каскад ОК характерен большим  $R_{вх}$ , что позволяет хорошо согласовывать его с предыдущим каскадом усилителя напряжения. Эти преимущества, а также малые частотные искажения имеют место в каскаде ОК за счет 100 %-ной последовательной ООС по напряжению. Коэффициент усиления по напряжению близок к единице.



На рис. 2.35 показано, что  $R_H$  не отделено от самого усилителя никаким разделительным элементом, т.е. имеет место гальваническая связь каскада с нагрузкой. Это чрезвычайно важное обстоятельство возможно благодаря использованию двух источников питания (или одного с общей средней точкой). При этом потенциал на эмиттерах транзисторов в режиме покоя равен нулю, а в нагрузке будет отсутствовать постоянная составляющая тока. В выходной цепи обычного каскада ОК (см. рис. 2.14) конденсатор должен иметь большой номинал для получения приемлемых значений МГц, однако реализовать такой конденсатор в ИМС чрезвычайно сложно. Таким образом, использование двухполярного питания, что широко распространено в ИМС, позволяет получать мощные надежные усилители переменного и постоянного тока. При использовании дискретных транзисторов следует выбирать комплиментарные пары с близкими значениями своих параметров. Такие пары транзисторов выпускаются отечественной промышленностью: КТ502 и КТ503, КТ814 и КТ815, КТ818 и КТ819 и др.

Существенный недостаток бустера — большой  $K_T$  (более 10 %), что и ограничивает его использование на практике. От этого недостатка свободен бустер класса АВ, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.36. Токи покоя транзисторов здесь задаются с помощью резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , а также диодов VD1 и VD2. При интегральном исполнении в качестве диодов используются транзисторы в диодном включении. Падение напряжения на прямосмещенном кремниевом диоде составляет примерно 0,7 В, а в кремниевых ИМС с помощью диодов осуществляется термокомпенсация рабочего режима.

В режиме покоя входная цепь рассматриваемого бустера потребляет малую мощность (менее 5 %  $P_H$ ). Сопротивление  $R_{огр}$  вводится для лучшего согласования с предыдущим каскадом усилителя. Обычно  $R_{огр} = (0,3...0,5)R_{вх}$ . Токковый бустер позволяет обеспечить нагрузке ток  $I_H \leq 3$  А при мощности  $P_H \leq 3$  Вт.

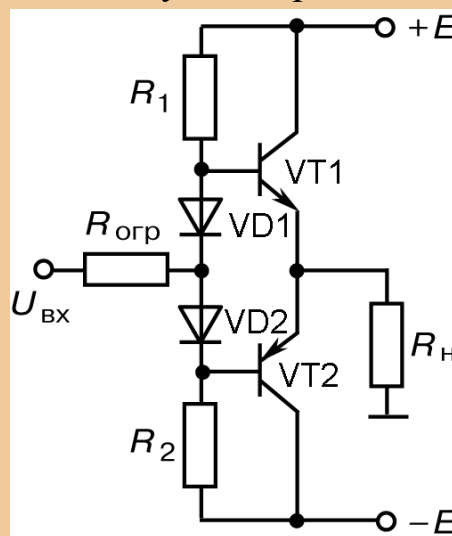


Рис. 2.36. Принципиальная схема бустера класса АВ

При необходимости получить бóльшие  $P_n$  можно использовать более сложные схемы бустера, в которых применяются как комплиментарные, так и мощные выходные одностипные транзисторы. Для снижения нелинейных искажений рекомендуется бустер и предыдущий усилительный каскад охватывать общей глубокой ООС.

## 2.6. Усилители постоянного тока

Усилители постоянного тока — это устройства, предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов вплоть до нулевой частоты. На рис. 2.37 приведена АЧХ для усилителя постоянного тока (УПТ), отличительная особенность которого состоит в отсутствии разделительных элементов, предназначенных для отделения усилительных каскадов друг от друга, а также от источника сигнала и нагрузки по постоянному току.

При разработке УПТ приходится решать две основные задачи: согласование потенциальных уровней в соседних каскадах и уменьшение дрейфа (нестабильности) выходного уровня напряжения или тока. *Дрейфом нуля* называется самопроизвольное отклонение напряжения или тока на выходе усилителя от начального значения. Этот эффект проявляется и при отсутствии сигнала на входе. Поскольку дрейф нуля проявляется таким образом, как будто он вызван входным сигналом УПТ, то его невозможно отличить от истинного сигнала. Существует много причин, обуславливающих наличие дрейфа нуля в УПТ. К ним относятся: нестабильность источников питания, температурная и временная нестабильности

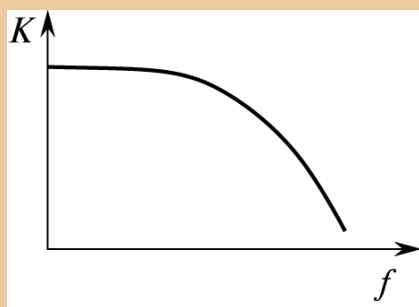


Рис. 2.37. Амплитудно-частотные характеристики усилителя постоянного тока

параметров транзисторов и резисторов, низкочастотные шумы, помехи и наводки. Среди перечисленных причин наибольшую нестабильность вносят изменения температуры, вызывающие температурный дрейф, обусловленный теми же причинами, что и нестабильность тока коллектора усилителя в режиме покоя (см. п. 2.2). Поскольку температурные изменения параметров транзистора имеют закономерный характер, то в некоторой

степени они могут быть скомпенсированы. Так, для уменьшения абсолютного дрейфа нуля УПТ необходимо уменьшить коэффициент неустойчивости  $S_{nc}$ .

В усилителях переменного тока, естественно, тоже имеет место дрейф нуля, но поскольку их каскады отделены друг от друга разделительными элементами (например, конденсаторами), этот низкочастотный дрейф не передается из предыдущего каскада в последующий и не усиливается им. Поэтому в таких усилителях (рассмотренных в предыдущих разделах) дрейф нуля минимален и его обычно не учитывают. В УПТ для уменьшения дрейфа нуля нужно прежде всего заботиться о его снижении в первом каскаде. Работа УПТ может быть удовлетворительной только при превышении минимальным входным сигналом величины дрейфа нуля, приведенного ко входу усилителя.

Однотактные УПТ прямого усиления являются обычными многокаскадными усилителями с непосредственной связью. В многокаскадном УПТ наблюдается последовательное повышение потенциала на эмиттере транзистора каждого последующего каскада. Необходимость повышения потенциалов эмиттера от каскада к каскаду обусловлена тем, что за счет непосредственной связи потенциал коллектора у каждого последующего транзистора оказывается выше, чем у предыдущего. Обеспечить необходимый режим покоя в каскадах такого УПТ можно за счет последовательного уменьшения номиналов коллекторных резисторов от каскада к каскаду. Однако в этом случае будет падать усиление УПТ.

Однотактные УПТ с непосредственной связью можно применять лишь для получения сравнительно небольшого коэффициента усиления (в несколько десятков) при достаточно большом  $U_{вх} \geq 50$  мВ. Если в таких УПТ попытаться повысить  $K_u$ , то неизбежно получим резкое возрастание дрейфа нуля, вызванного температурной неустойчивостью и неустойчивостью источников питания.

При усилении малых сигналов постоянного тока или напряжения иногда применяют усилители с преобразованием постоянного тока в переменный. Такие УПТ имеют малый дрейф нуля, большой коэффициент усиления на низких частотах и не нуждаются в подстройке нулевого уровня. На рис. 2.38 приведена структурная схема усилителя с преобразованием постоянного тока в переменный, где М — модулятор; У — усилитель переменного

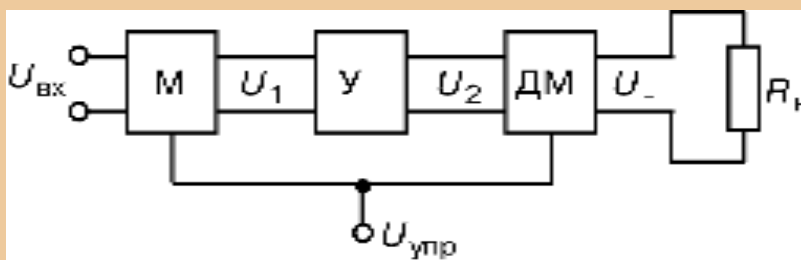


Рис. 2.38. Структурная схема усилителя с преобразователем постоянного тока

тока; ДМ — демодулятор. Такой УПТ часто называют усилителем с модуляцией и демодуляцией (МДМ).

В УПТ МДМ сигнал постоянного напряжения  $U_{\text{вх}}$  (или тока) сначала преобразуется в пропорциональный ему сигнал переменного напряжения с помощью модулятора М, потом усиливается обычным усилителем У, а затем с помощью демодулятора ДМ преобразуется в сигнал постоянного напряжения. Поскольку в усилителях переменного тока (например, с  $RC$ -связью) дрейф не передается от каскада к каскаду, в МДМ реализуется минимальный дрейф нуля.

Преобразование постоянного  $U_{\text{вх}}$  в переменное осуществляется с частотой сигнала управления (модуляции)  $U_{\text{упр}}$ , обычно имеющего вид меандра. Для успешной работы УПТ МДМ частота сигнала управления должна быть как минимум на порядок выше максимальной частоты входного сигнала. Достичь существенного улучшения электрических, эксплуатационных и массогабаритных показателей УПТ можно за счет их построения по балансным схемам.

## 2.7. Дифференциальные усилители

В настоящее время наибольшее распространение в микроэлектронике получили дифференциальные (параллельно-балансные или разностные) усилители, реализуемые в виде монолитных ИМС и выпускаемые отечественной промышленностью: К118УД, КР198УТ1 и др. Их отличает высокая стабильность работы, малый дрейф нуля, большой коэффициент усиления дифференциального сигнала и большой коэффициент подавления синфазных помех.

На рис. 2.39 приведена принципиальная схема простейшего варианта дифференциального усилителя (ДУ). Любой ДУ выполня-

ется по принципу сбалансированного моста, два плеча которого образованы резисторами  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$ , а два других — транзисторами VT1 и VT2. Сопротивление нагрузки включается между коллекторами транзисторов, т.е. в диагональ моста. Резисторы  $R_{01}$  и  $R_{02}$  имеют небольшие значения, а часто и вообще отсутствуют. Можно считать, что резистор  $R_э$  подключен к эмиттерам транзисторов.

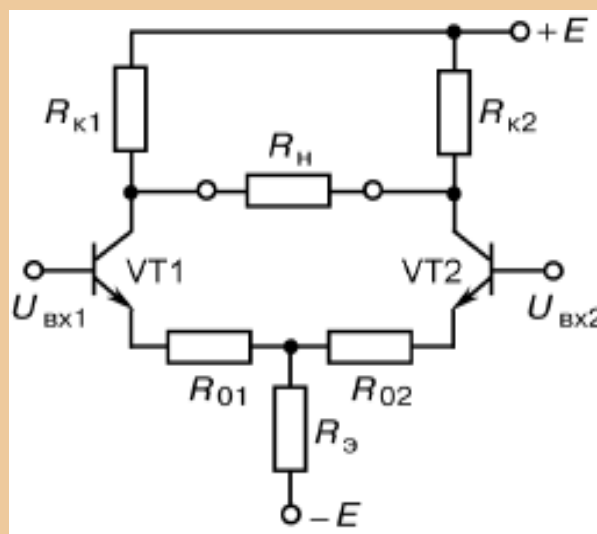


Рис. 2.39. Принципиальная схема дифференциального усилителя

Питание ДУ осуществляется от двух источников, напряжения которых (по модулю) равны друг другу. Таким образом, суммарное напряжение питания ДУ равно  $2E$ . Использование второго источника ( $-E$ ) позволяет снизить потенциалы эмиттеров VT1 и VT2 до потенциала общей шины. Это дает возможность подавать сигналы на входы ДУ без введения дополнительных компенсирующих напряжений.

При анализе работы ДУ принято выделять в нем два общих плеча: первое плечо состоит из транзистора VT1 и резистора  $R_{к1}$  (и  $R_{01}$ ), а второе — из транзистора VT2 и резистора  $R_{к2}$  (и  $R_{02}$ ). Каждое общее плечо ДУ является каскадом ОЭ, т.е. ДУ состоит из двух каскадов ОЭ. В общую цепь эмиттеров транзисторов включен резистор  $R_э$ , которым и задается их общий ток.

Чтобы ДУ качественно и надежно выполнял свои функции и в процессе длительной работы сохранял свои параметры и свойства, в реальных усилителях требуется выполнить два основных требования.

Первое требование состоит в симметрии обоих плеч ДУ. Необходимо обеспечить идентичность параметров каскадов ОЭ, образующих ДУ. При этом должны быть одинаковы параметры транзисторов VT1 и VT2, а также  $R_{к1} = R_{к2}$  (и  $R_{01} = R_{02}$ ). Если это требование выполнено полностью, то больше ничего и не требуется для получения идеального ДУ. Действительно, при  $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$  достигается полный баланс моста, т.е. потенциалы коллекторов транзисторов одинаковы, следовательно, напряжение на нагрузке



равно нулю. При одинаковом дрейфе нуля в обоих каскадах ОЭ (плечах ДУ) потенциалы коллекторов будут изменяться всегда одинаково, поэтому на выходе ДУ дрейф нуля будет отсутствовать. За счет симметрии плеч ДУ обеспечивается высокая стабильность при изменении напряжения питания, температуры, радиационного воздействия и т.д.

Симметрию общих плеч ДУ могут обеспечить лишь идентичные элементы, в которых все одинаково и которые изготовлены в абсолютно одинаковых условиях. Так, в монолитной ИМС близко расположенные элементы действительно имеют почти одинаковые параметры. Следовательно, в монолитных ИМС первое требование в ДУ почти выполнено. Это позволяет реализовать ДУ пусть не с идеальными, но все же с хорошими параметрами, но при непременном выполнении второго основного требования к ДУ.

Второе основное требование состоит в обеспечении глубокой ООС для синфазного сигнала. Синфазными называются одинаковые сигналы, т.е. сигналы, имеющие равные амплитуды, фазы и формы. Если на входах ДУ присутствуют  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$ , причем с совпадающими фазами, можно говорить о поступлении на вход ДУ синфазного сигнала. Синфазные сигналы обычно обусловлены наличием помех, наводок и т.д.; часто они имеют большие амплитуды (значительно превышающие полезный сигнал) и крайне нежелательны для работы любого усилителя.

Выполнить второе основное требование позволяет введение в ДУ резистора  $R_y$  (или его электронного эквивалента). Если на вход ДУ поступает синфазная помеха, например, положительной полярности, то транзисторы VT1 и VT2 приоткроются и токи их эмиттеров возрастут. В результате, по резистору  $R_y$  будет протекать суммарное приращение этих токов, образующее на нем сигнал ООС. Нетрудно показать, что  $R_y$  образует в ДУ последовательную ООС по току. При этом будет наблюдаться уменьшение коэффициента усиления по напряжению для синфазного сигнала каскадов ОЭ, образующих общие плечи ДУ, который можно рассчитать с помощью (2.33). Таким образом, для коэффициента усиления ДУ для синфазного сигнала можно записать:

$$K_{u \text{ сф}} = \frac{R_{k1}}{2R_y} - \frac{R_{k2}}{2R_y} = \frac{\Delta R_k}{2R_y}. \quad (2.42)$$



Чем лучше симметрия плеч ДУ, тем меньше  $\Delta R_K$ . Поскольку идеальная симметрия невозможна даже в монолитной ИМС, всегда  $\Delta R_K \neq 0$ . При заданном  $\Delta R_K$ , уменьшить  $K_{u\text{ сф}}$  удастся за счет увеличения глубины ООС, т.е. увеличения  $R_3$ . В результате удастся значительно подавить синфазную помеху.

Рассмотрим работу ДУ для основного рабочего входного сигнала — дифференциального. *Дифференциальными (противофазными)* называют сигналы, имеющие равные амплитуды, но противоположные фазы. Будем считать, что входное напряжение подано между входами ДУ, т.е. на каждый вход поступает половина амплитудного значения входного сигнала, причем в противоположных фазах. Если  $U_{\text{вх1}}$  в рассматриваемый момент времени представляется положительной полуволной, то  $U_{\text{вх2}}$  — отрицательной.

За счет действия  $U_{\text{вх1}}$  транзистор VT1 приоткрывается, ток его эмиттера получает положительное приращение  $\Delta I_{31}$ ; за счет действия  $U_{\text{вх2}}$  транзистор VT2 прикрывается и ток его эмиттера получает отрицательное приращение  $-\Delta I_{32}$ . В результате приращение тока в цепи резистора  $R_3$  будет  $\Delta I_{R3} = \Delta I_{31} - \Delta I_{32}$ . Если общие плечи ДУ идеально симметричны, то  $\Delta I_{R3} = 0$ , следовательно, ООС для дифференциального сигнала отсутствует. Это обстоятельство позволяет получать от каждого каскада ОЭ в рассматриваемом усилителе, а значит, и от всего ДУ большое усиление. Для дифференциального входного сигнала в любой момент времени напряжения на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 будут находиться в противофазе, поэтому на нагрузке происходит выделение удвоенного выходного сигнала. Итак, резистор  $R_3$  образует ООС только для синфазного сигнала.

На практике можно использовать четыре схемы включения ДУ:

- симметричный вход и выход;
- симметричный вход и несимметричный выход;
- несимметричный вход и симметричный выход;
- несимметричный вход и выход.

При симметричном входе источник входного сигнала подключается между входами ДУ (между базами транзисторов). При симметричном выходе сопротивление нагрузки подключается между выходами ДУ (между коллекторами транзисторов). Такое включение ДУ рассмотрено выше (см. рис. 2.39).

При несимметричном входе источник входного сигнала подключается между одним входом ДУ и общей шиной. Коэффициент усиления ДУ не зависит от способа подачи входного сигнала, т.е. не зависит от того, симметричный или несимметричный вход.

При несимметричном выходе сопротивление нагрузки подключается одним концом к коллектору одного транзистора, а другим — к общей шине. В этом случае  $K_u$  оказывается в два раза меньше, чем при симметричном выходе.

Если при несимметричном входе и выходе входной сигнал подан на вход того же плеча, с выхода которого и снимается выходной сигнал ДУ, то в этом случае работает на усиление лишь одно плечо. Здесь на выходе получаем инвертированный сигнал. Когда входной сигнал подан на вход одного плеча ДУ, а выходной сигнал снимается с выхода другого плеча, то на выходе получаем неинвертированный сигнал с тем же  $K_u$ , что и в первом случае. Если снимать выходной сигнал всегда с одного заданного выхода, то входам ДУ можно присвоить название «инвертирующий» и «неинвертирующий».

Один из основных параметров ДУ — коэффициент ослабления (подавления) синфазного сигнала (КООС). Обычно КООС представляется как отношение  $K_{u \text{ диф}}$  к  $K_{u \text{ сф}}$ , т.е.  $\text{КООС} = = 201 \text{г} (K_{u \text{ диф}} / K_{u \text{ сф}})$ .

Используя (2.42), можно записать:

$$\frac{K_{u \text{ диф}}}{K_{u \text{ сф}}} = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{2R_3}{r_3}, \quad (2.43)$$

где  $\delta = \Delta R_k / R_k$  — коэффициент асимметрии ДУ.

При необходимости коэффициент асимметрии можно дополнить слагаемыми, представляющими разброс других параметров элементов устройства. Разброс номиналов резисторов в монолитных ИМС не превышает 3 %.

В ДУ всегда стремятся сделать КООС как можно больше. Для этого следует увеличивать  $R_3$ . Однако существует несколько причин, ограничивающих эту возможность, и самая главная — это большие трудности при реализации резисторов значительных номиналов в монолитных ИМС.

Решить эту проблему позволяет использование электронного эквивалента резистора большого номинала, которым является источник стабильного тока (ИСТ). На рис. 2.40 приведена принципиальная схема ДУ с ИСТ. Здесь ИСТ выполнен на транзисторе VT3. Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , а также диод VD служат для задания и стабилизации режима покоя транзистора VT3. Рабочая точка для VT3 располагается на пологой части его выходной ВАХ. В результате при изменении напряжения на таком ИСТ его ток остается практически постоянным. В реальных условиях ИСТ — это эквивалент сопротивления для изменяющегося сигнала (в нашем случае синфазного) значительного номинала (до единиц МОм).

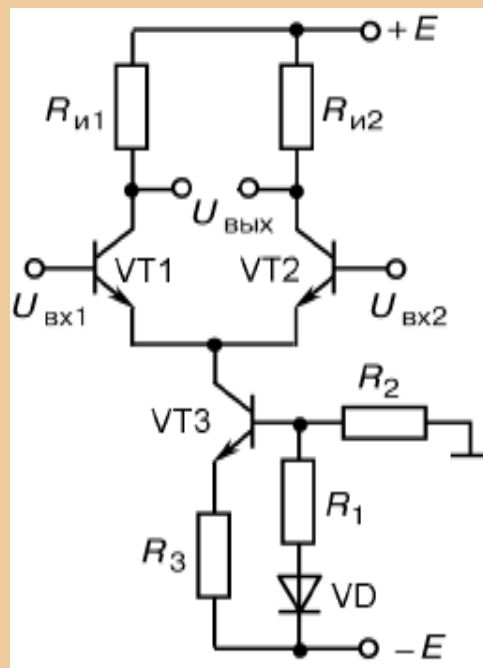


Рис. 2.40. Принципиальная схема ДУ с ИСТ

Современные ДУ выполняются по различным схемам, но в них всегда используется ИСТ. Для таких ДУ значения КООС обычно находится в пределах 60...100 дБ.

Для ряда практических применений к ДУ предъявляются довольно жесткие требования по величинам точностных параметров, к которым относятся паразитные напряжения и токи, имеющие место в режиме покоя, но влияющие на качество усиления рабочего сигнала. Точностные параметры либо обусловлены, либо проявляются через асимметрию плеч ДУ. В идеальном ДУ (с идентичными плечами) погрешности, проявляемые через точностные параметры, отсутствуют.

В реальном ДУ за счет асимметрии плеч на выходе устройства всегда присутствует разбаланс коллекторных потенциалов транзисторов VT1 и VT2, т.е. присутствует паразитное напряжение между выходами ДУ. Это напряжение и определяется напряжением смещения нуля  $U_{см}$ . Величина  $U_{см}$  — это кажущийся входной дифференциальный сигнал. Чтобы приблизить  $U_{см}$  к нулю, необходимо подать на вход (плеча) компенсирующий сигнал.

$U_{\text{см}}$  зависит от температуры, и эта зависимость представляется самостоятельным параметром — температурной чувствительностью (мкВ/град), которая уменьшается пропорционально уменьшению  $U_{\text{см}}$ .

Еще один точностный параметр ДУ — ток смещения  $\Delta I_{\text{вх}}$ , представляющий собой разбаланс (разность) входных токов покоя. В реальном ДУ  $\Delta I_{\text{вх}}$  можно представить через значения токов эмиттеров  $I_{\text{э01}}$ ,  $I_{\text{э02}}$  и коэффициентов усиления транзисторов по току  $B_1$  и  $B_2$  в следующем виде:

$$\Delta I_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{э01}}}{B_1} - \frac{I_{\text{э02}}}{B_2}. \quad (2.44)$$

Наиболее неблагоприятный случай имеет место при  $I_{\text{э01}} > I_{\text{э02}}$  и  $B_1 < B_2$ . Из (2.44) следует, что ток смещения уменьшается при снижении рабочих токов ДУ и увеличении коэффициентов  $B$ . Протекая через сопротивление источника сигнала, ток смещения на нем создает падение напряжения, действие которого равносильно ложному дифференциальному сигналу. Поэтому естественными представляются усилия, направленные на снижение  $\Delta I_{\text{вх}}$  в ДУ.

Средний входной ток  $I_{\text{вх ср}}$  также является точностным параметром ДУ. Средний входной ток значительно больше тока смещения. Протекая через сопротивление источника сигнала, он создает на нем падение напряжения, действующее как синфазный входной сигнал. Хотя и ослабленное в  $K_{\text{и сф}}$  раз, это напряжение все же вызывает на выходе ДУ разбаланс потенциалов.

## 2.8. Операционные усилители

Операционный усилитель — это высококачественный интегральный усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и одноканальным выходом, предназначенный для работы в схемах с цепями обратных связей. Название усилителя обусловлено первоначальной областью его применения — выполнение различных операций над аналоговыми сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). В настоящее время операционные усилители (ОУ) выполняют роль многофункциональных узлов при реализации разнообразных устройств электроники различного назначения;

применяются для усиления, ограничения, перемножения, частотной фильтрации, генерации, стабилизации сигналов в аналоговых и цифровых устройствах.

Идеальный ОУ имеет бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению, бесконечно большое входное сопротивление, нулевое выходное сопротивление, бесконечно большой КООС и бесконечно широкую полосу пропускания. Естественно, на практике ни одно из этих свойств не может быть осуществлено полностью, однако, к ним можно приблизиться с достаточной для многих областей применения точностью.

На рис. 2.41, *а* дано упрощенное обозначение ОУ без выводов для подключения источников питания, общей шины и внешних элементов, а на рис. 2.41, *б* приведены некоторые эти выводы. Кроме выводов для подключения напряжения питания здесь обозначены выводы частотной коррекции (ЧК), используемые в ОУ без внутренней коррекции. Если инвертирующий вход ОУ соединен с общей шиной и сигнал подан на инвертирующий вход (обозначен кружком), то выходной сигнал окажется сдвинутым на  $180^\circ$ , т.е. произойдет инвертирование сигнала. Если с общей шиной соединен инвертирующий вход, а сигнал подан на неинвертирующий, то выходной сигнал окажется в одной фазе с входным сигналом. Таким образом, входной сигнал может быть подан лишь на один вход ОУ (инвертирующий или неинвертирующий).

Электропитание ОУ (как и ДУ) почти всегда осуществляется от двух источников с одинаковым (по модулю) напряжением ( $+E$  и  $-E$ ) и

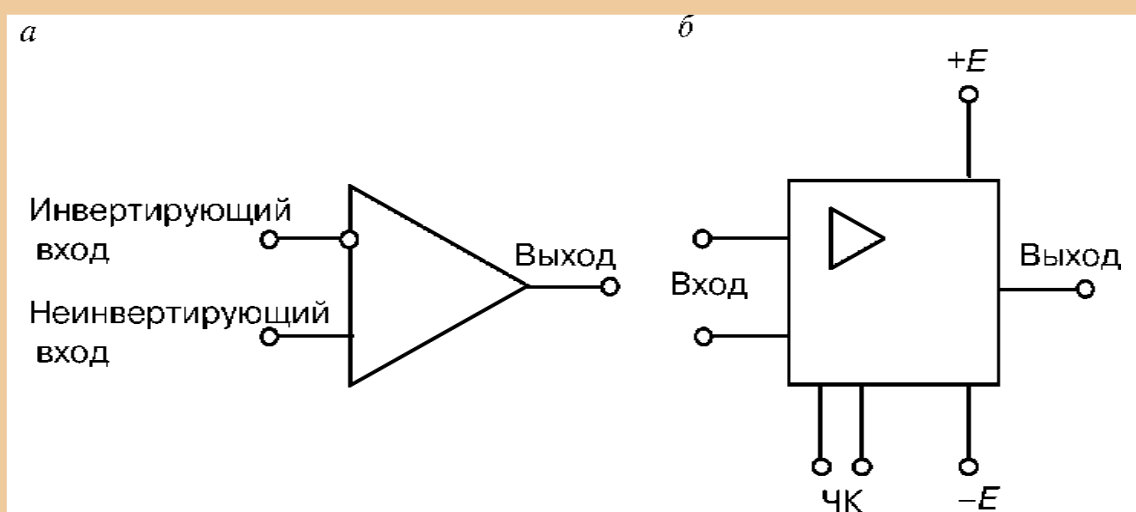


Рис. 2.41. Обозначение ОУ по ЕСКД (*а*), вариант ОУ с выходами (*б*)

общей точкой. На практике ОУ обычно охватывается глубокой ООС, для подключения которой используется инвертирующий вход.

Основной параметр ОУ, как и любого усилительного устройства, — коэффициент усиления. Прежде всего, это коэффициент усиления по напряжению без обратной связи  $K_{u\text{ оу}}$ . Этот параметр иногда называют полным коэффициентом усиления по напряжению. На низких и средних частотах его часто обозначают  $K_{u\text{ оуо}}$  и он может достигать нескольких десятков тысяч.

Весьма важные параметры ОУ — точностные: напряжение смещения нуля, его температурная чувствительность, ток смещения и средний входной ток. Все эти параметры определяются входным каскадом ОУ, и их величины желательно предельно уменьшать.

Входные и выходные цепи ОУ представляются входным  $R_{\text{вх оу}}$  и выходным  $R_{\text{вых оу}}$  сопротивлениями. Обычно эти параметры приводятся для ОУ без цепей ООС. Чаще всего желательно повышать  $R_{\text{вх оу}}$  и снижать  $R_{\text{вых оу}}$ . Выходную цепь ОУ представляют также такие параметры, как максимальный выходной ток ( $I_{\text{вых оу}} \leq 20\text{ мА}$ ) и минимальное сопротивление нагрузки  $R_{\text{нmin}} \geq 1\text{ кОм}$ , а иногда и максимальная емкость нагрузки. Входная цепь ОУ может быть представлена входной емкостью, т.е. емкостью между входными выводами и общей шиной.

Среди параметров ОУ отметим КООС и коэффициент ослабления влияния нестабильности источника питания  $\text{КОВНП} = 20/\lg \Delta E / \Delta U_{\text{см}}$ . Оба эти параметра в современных ОУ имеют свои значения в пределах 60...120 дБ.

К частотным параметрам ОУ относится граничная частота единичного усиления или абсолютная граничная частота  $f_T$  (или  $f_1$ ), т.е. частота сигнала, при которой  $K_{u\text{ оу}} = 1$ . Кроме того, иногда используются параметры, представляющие собой скорость нарастания и время установления выходного напряжения. Эти параметры определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе.

Важнейшими характеристиками ОУ являются его амплитудные (передаточные) характеристики, представленные на рис. 2.42 в виде двух зависимостей  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ . Одна из этих зависимостей соответствует инвертирующему, а другая — неинвертирующему входам ОУ. Когда на обоих входах ОУ  $U_{\text{вх}} = 0$ , то на выходе будет присутствовать напряжение ошибки  $U_{\text{ош}}$ , определяемое точностными параметрами (на рис. 2.42  $U_{\text{ош}}$  не показано ввиду его мало-



сти). Наличие  $U_{\text{ош}}$  иногда может существенно изменять амплитудную характеристику ОУ.

Амплитудную характеристику ОУ несколько условно можно разделить на наклонный и горизонтальный участки. Рабочий участок —

наклонный (линейный) участок характеристики, угол наклона которого определяется значением  $K_{u \text{ оу}}$ . При изменении  $U_{\text{вх}}$  для горизонтального участка характеристики выходное напряжение остается постоянным. Это напряжение  $U_{\text{вых max}}$  — максимальное выходное напряжение ОУ. Иногда  $U_{\text{вых max}}$  для инвертированного и неинвертированного сигналов различаются по значению (например, для ОУ К140УД5А). Обычно значения  $U_{\text{вых max}}$  ненамного меньше напряжения питания  $E$ .

Частотные свойства ОУ представляются его АЧХ, при построении которой  $K_{u \text{ оу}}$  приводится в дБ, а частота откладывается по горизонтальной оси в логарифмическом масштабе. Такую АЧХ ОУ принято называть логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАЧХ). Рассмотрим ЛАЧХ ОУ, которая в общем случае представляется характеристикой обычного УПТ. На рис. 2.43 приведена типовая ЛАЧХ для ОУ К140УД10; спад имеет место только в области высоких частот.

Используя (2.16) и (2.10), можно представить модуль  $K_{u \text{ оу}}$  в следующем виде:

$$K_{u \text{ оу}} = K_{u \text{ оу}0} / \sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{в}})^2}, \quad (2.45)$$

где  $\tau_{\text{в}}$  — постоянная времени ОУ, которая при  $M_{\text{в}} = 3$  дБ определяет частоту сопряжения (среза) усилителя  $\omega_{\text{в}} = 1/\tau_{\text{в}} = 2\pi f_{\text{в}}$ . Заменив в (2.45)  $\tau_{\text{в}}$  на  $1/\omega_{\text{в}}$ , получим выражение (дБ):

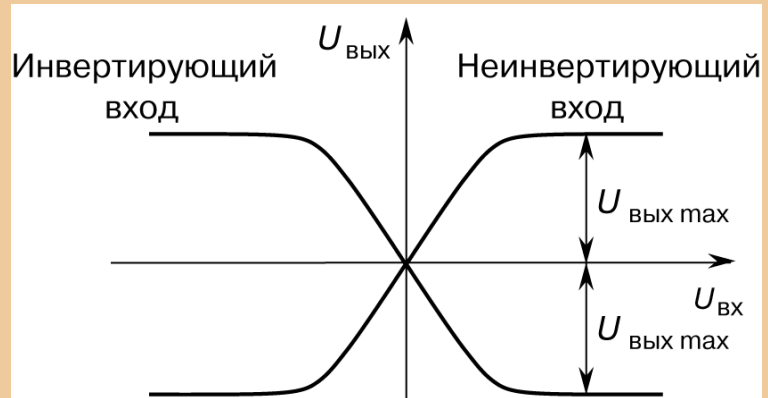


Рис. 2.42. Передаточные характеристики ОУ

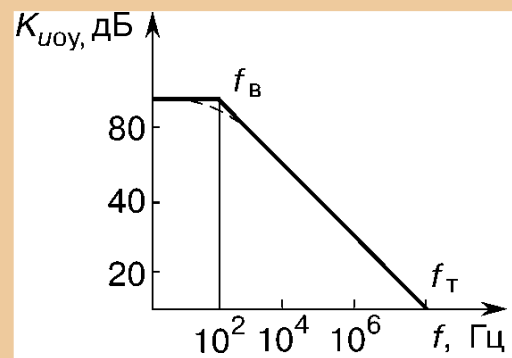


Рис. 2.43. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ

$$K_{u\text{ оу}} = 20\lg K_{u\text{ оуо}} - 20\lg \sqrt{1 + (\omega / \omega_{\text{в}})^2}. \quad (2.46)$$

Выражение (2.46) представляет собой запись ЛАЧХ. При низких и средних частотах коэффициент усиления ОУ равен  $20\lg K_{u\text{ оуо}}$ , т.е. ЛАЧХ — это прямая линия, параллельную оси частот. С повышением частоты  $K_{u\text{ оу}}$  начнет уменьшаться за счет влияния второго члена в правой части (2.46). С некоторым приближением можно считать, что на высоких частотах спад  $K_{u\text{ оу}}$  происходит со скоростью 20 дБ/дек, т.е. возрастание частоты в 10 раз приводит к уменьшению  $K_{u\text{ оу}}$  на 20 дБ. Действительно, при  $\omega \gg \omega_{\text{в}}$  можно упростить подкоренное выражение в правой части (2.46). При этом получим:

$$K_{u\text{ оу}} = 20\lg K_{u\text{ оуо}} - 20\lg \omega / \omega_{\text{в}}. \quad (2.47)$$

Таким образом, ЛАЧХ и ОВЧ представляется прямой линией с наклоном к оси частот — 20 дБ/дек. Точка пересечения рассмотренных прямых, представляющих ЛАЧХ ОУ, соответствует частоте сопряжения  $\omega_{\text{в}}(f_{\text{в}})$ .

Отметим, что спад  $K_{u\text{ оу}}$  иногда представляется дБ/октава. *Октавой* называется изменение частоты в два раза. Спад 20 дБ/дек соответствует 6 дБ/октава. Такая скорость спада характерна и для простых RC-фильтров НЧ и для скорректированных ОУ.

Реальная ЛАЧХ ОУ несколько отличается от вида на рис. 2.43. Это отличие имеет максимальное значение в 3 дБ на частоте  $f_{\text{в}}$  (пунктир на рис. 2.43). Однако для удобства анализа ЛАЧХ ОУ обычно аппроксимируют прямолинейными отрезками. Такие графики называют диаграммами Боде.

Следует различать ОУ с внутренней и внешней коррекцией. В ОУ с внутренней коррекцией за счет специальных RC-цепей, выполненных в одном полупроводниковом кристалле со всем усилителем, обеспечен спад  $K_{u\text{ оу}} \approx$  дБ/дек. Для ОУ с внешней коррекцией необходимый спад  $K_{u\text{ оу}}$  получают за счет подключения внешних RC-цепей к специальным выводам.

К ОУ с внутренней коррекцией относятся ИМС: К140УД6, К140УД8, К140УД12, К140УД13, К154УД1, К544УД1, К544ДУ2, К574УД1 и др. В таких ОУ для области спада ЛАЧХ можно рассчитать  $K_{u\text{ оу}}$  на заданной частоте  $f$  по следующей формуле:  $K_{u\text{ оу}} = f_{\text{т}} / f$ . Подставив в эту формулу  $f_{\text{в}}$  вместо  $f$ , получим максимальное значение  $K_{u\text{ оуо}}$ .

Среди усилителей, выполненных на основе ОУ, наиболее часто используются инвертирующий и неинвертирующий варианты. На рис. 2.44 приведена принципиальная схема инвертирующего усилителя на ОУ. Цепи электропитания, частотной коррекции и другие вспомогательные цепи здесь для простоты восприятия не показаны. Входной сигнал подан на инвертирующий вход, следовательно,  $U_{\text{вых}}$  будет находиться в противофазе с входным напряжением. Резистор  $R_1$  соответствует сопротивлению источника сигнала  $R_{\Gamma}$ . Неинвертирующий вход соединен с общей шиной через резистор  $R_2$ . Нетрудно показать, что и рис. 2.44 ОУ охвачен параллельной ООС по направлению указанной стрелки (цепью резистора  $R_{\text{ос}}$ ).

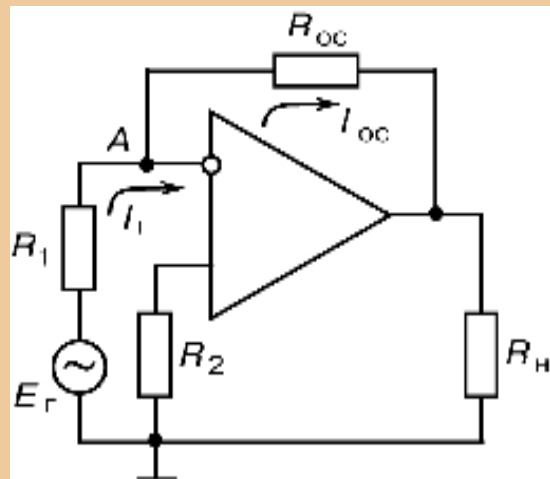


Рис. 2.44. Принципиальная схема инвертирующего ОУ

Если положить, что здесь используется идеальный ОУ, то разность напряжений на его входе должна стремиться к нулю. Поскольку неинвертирующий вход соединен с общей шиной, потенциал на инвертирующем входе (в точке А) тоже должен быть равен нулю. Точку А принято называть «кажущейся землей» или «точкой виртуального нуля». В результате появляется возможность записать для токов в рассматриваемой схеме на идеальном ОУ:  $I_{\Gamma} = I_{\text{ос}}$ , т.е.  $E_{\Gamma} / R_1 = -U_{\text{вых}} / R_{\text{ос}}$ . Отсюда получим выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя по напряжению:

$$K_{u \text{ инв}} = U_{\text{вых}} / E_{\Gamma} = -R_{\text{ос}} / R_1. \quad (2.48)$$

Выражение (2.48) повторяет общую запись для  $K_{u \text{ ос}}$  при глубокой параллельной ООС по напряжению (2.32). Знак « $-$ » в (2.48) указывает на инвертирование сигнала. Таким образом, для идеального ОУ  $K_{u \text{ инв}}$  определяется отношением внешних резисторов.

Для реального ОУ использование (2.48) приводит к появлению погрешностей в расчете  $K_{u \text{ инв}}$ . Чем больше в ОУ  $K_{u \text{ оу}}$  и  $R_{\text{вх оу}}$ , тем меньшую погрешность даст использование этой формулы. Так, при

$K_{u\text{ оу}} = 10^3$ ,  $R_{\text{вх оу}} = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{ос}} = 100 \text{ кОм}$ ,  $R_1 = 1 \text{ кОм}$ , погрешность в определении  $K_{u\text{ инв}}$  по (2.48) составит примерно 9 %, а при  $K_{u\text{ оу}} = 10^5$  (остальные параметры те же) — менее 0,1 %. Обычно допускается использование (2.48) при  $10 K_{u\text{ инв}} < K_{u\text{ оу}}$  (т.е. при глубине ООС  $F > 10$ ), что справедливо для большинства практических случаев.

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ  $R_{\text{вх инв}}$  имеет относительно небольшую величину и определяется параллельной ООС. Для  $R_{\text{вх инв}}$  можно записать:

$$R_{\text{вх инв}} = R_1 + (R_{\text{ос}} / K_{u\text{ оу}} + 1) \parallel R_{\text{вх оу}} \approx R_1. \quad (2.49)$$

Из (2.49) следует, что при больших  $K_{u\text{ оу}}$  сопротивление  $R_{\text{вх инв}}$  определяется внешним резистором  $R_1$ . Рекомендуется, чтобы  $R_1 \leq 10 \text{ кОм}$ .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на реальном ОУ  $R_{\text{вых инв}}$  отличается от нуля, новое же невелико и определяется как небольшим  $R_{\text{вых оу}}$ , так и глубокой ООС по напряжению. Для  $R_{\text{вых инв}}$  при  $F > 10$  можно записать:

$$R_{\text{вых инв}} = R_{\text{вых оу}} / F = R_{\text{вых оу}} \cdot K_{u\text{ инв}} / K_{u\text{ оу}}. \quad (2.50)$$

Из (2.50) следует, что выходное сопротивление снижается пропорционально уменьшению  $K_{u\text{ инв}}$ .

Для реального ОУ на выходе усилителя при  $U_{\text{вх}} = 0$  всегда будет присутствовать напряжение ошибки  $U_{\text{ош}}$ , которое порождается двумя точностными параметрами входного каскада ОУ:  $U_{\text{см}}$  и  $\Delta I_{\text{вх}}$ . С целью снижения  $U_{\text{ош}}$  стремятся, чтобы общие эквиваленты резисторов, подключенные ко входам ОУ, были равны. Так, для схемы (рис. 2.44) необходимо, чтобы

$$R_2 = R_1 \parallel R_{\text{ос}}. \quad (2.51)$$

Назначение резистора  $R_2$  — снижение токовой ошибки. При выполнении условия (2.51) и  $K_{u\text{ инв}} > 10$  можно записать:

$$U_{\text{ош}} \approx U_{\text{см}} K_{u\text{ инв}} + \Delta I_{\text{вх}} R_{\text{ос}}. \quad (2.52)$$

С целью снижения  $U_{\text{ош}}$  можно осуществить установку нуля на выходе усилителя с помощью специальной схемы смещения, которая подает на инвертирующий вход ОУ небольшое напряжение, компенсирующее на выходе  $U_{\text{ош}}$ . Этот метод предполагает нали-

чие дополнительных элементов и не гарантирует постоянства нуля на выходе устройства.

Рассмотренный выше инвертирующий усилитель на ОУ является УПТ. В некоторых случаях (в частности, для уменьшения  $U_{\text{ош}}$ ) возникает необходимость в создании усилителей только переменного тока на ОУ. Для этого можно использовать усилитель (рис. 2.44), включив в него разделительный конденсатор (или конденсаторы на входе и выходе).

На рис. 2.45 приведена принципиальная схема инвертирующего усилителя переменного тока на ОУ с разделительным конденсатором  $C$  во входной цепи. Здесь имеет место дозированная параллельная ООС по переменному напряжению и 100 %-ная ООС по постоянному напряжению.

Для расчета основных параметров инвертирующего усилителя переменного тока в области средних частот можно использовать выражения (2.48)...(2.50). Все основные выводы, справедливые для инвертирующего УПТ на ОУ, справедливы и здесь.

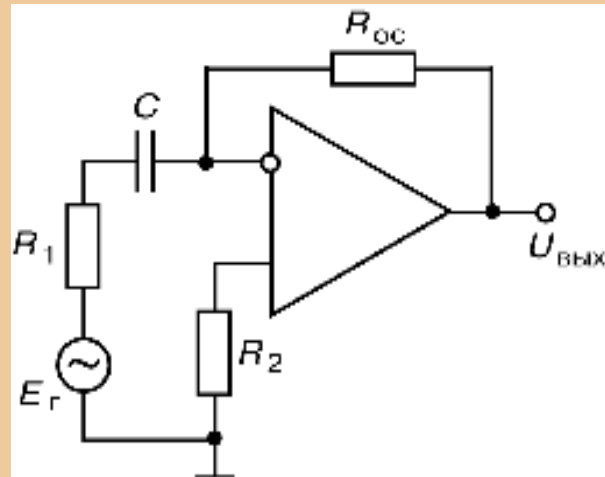


Рис. 2.45. Принципиальная схема ОУ с разделительным конденсатором на входе

### 3. ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

#### 3.1. Сигналы цифровых устройств

*Структура цифрового сигнала.* Цифровой сигнал представляется двоичными числами. Поэтому он состоит из элементов только двух различных значений. Одним из них представляется 1, а другим — 0. По установившейся терминологии эти элементы сигнала называют соответственно единицей и нулем. Цифровой сигнал может быть *потенциальным* или *импульсным*.

Элементами потенциального цифрового сигнала являются потенциалы двух уровней. Каждый уровень остается неизменным в течение так называемого тактового интервала; на его границе уровень потенциала изменяется, если следующая цифра двоичного числа отличается от предыдущей. На рис. 3.1, *а* изображен потенциальный цифровой сигнал, представляющий написанное сверху число; высоким потенциалом отображается 1, а низким — 0.

Элементы импульсного цифрового сигнала — это импульсы неизменной амплитуды и отсутствие их фиксируется этими элементами в

тактовые моменты ( $t_0, t_1 \dots t_8$  на рис. 3.1, *б*), которыми разделяются тактовые интервалы. На рис. 3.1, *б* положительный импульс представляет 1, а отсутствие импульса в тактовый момент представляет 0 написанного сверху двоичного числа.

Обоими цифровыми сигналами (рис. 3.1) двоичное число 10011010 выражено в последовательной форме (последовательным кодом): разряды числа представляются последовательно, друг за другом. Потенциалы (импульсы), соответствующие разрядам числа, передаются по одной линии и обрабатываются устройством последовательно.

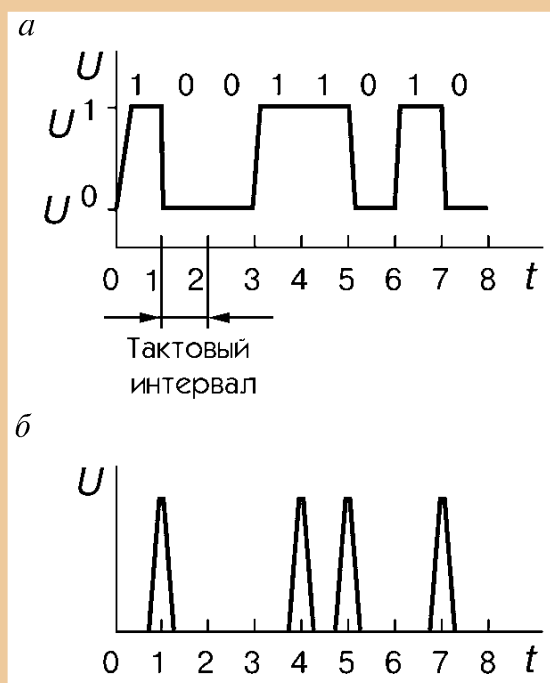


Рис. 3.1. Потенциальный цифровой сигнал (*а*), импульсный цифровой сигнал (*б*)



При представлении двоичного числа в параллельной форме (параллельным кодом) его разряды представляются одновременно; количество линий передачи, а также однотипных элементов устройства, обрабатывающих цифровой сигнал, должно быть равно количеству разрядов числа, т.е. существенно увеличивается. Такой цифровой сигнал значительно быстрее обрабатывается устройством.

На рис. 3.2 изображен потенциальный цифровой сигнал, выражающий двоичное число 10011010 в параллельной форме.

Кроме использованного соответствия (в цифровом сигнале элементом с большим значением представляется единица числа, а элементом с меньшим значением — нуль) применяется и обратное (элемент сигнала с большим значением представляет нуль, а элемент с меньшим значением — единица числа). Первое соответствие называется *классом положительной логики*, а второе — *классом отрицательной логики*.

Цифровой сигнал может быть сформирован из непрерывного сигнала аналого-цифровым преобразователем (АЦП), нередко называемым преобразователем «аналог-код» или «аналог-цифра». Такое преобразование сводится к тому, что из непрерывного сигнала периодически производятся выборки мгновенных значений. Каждая выборка округляется до ближайшего разрешенного уровня, а код этого уровня (двоичное число) представляется элементами цифрового сигнала. Совокупность таких двоичных чисел, выраженных элементами цифрового сигнала, — цифровой сигнал, соответствующий преобразуемому непрерывному сигналу.

Рассмотрим переход от дискретного сигнала к цифровому. Весь диапазон возможных изменений непрерывного сигнала разбивается на конечное число равноотстоящих уровней (называемых уровнями квантования), которые дискретный сигнал только и может принимать. Каждая выборка сигнала округляется до ближайшего разре-

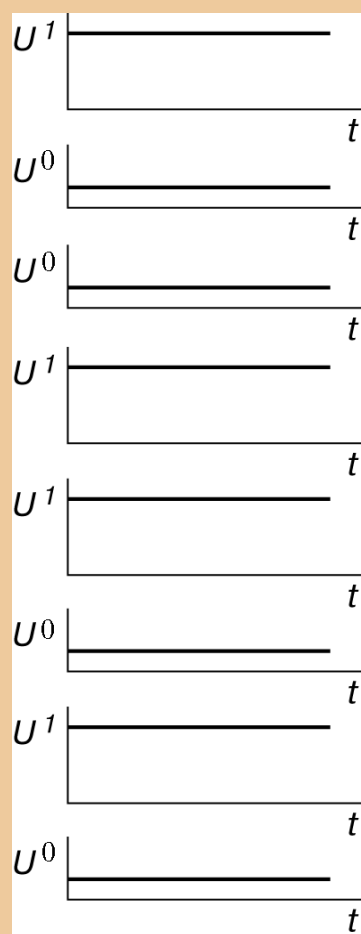


Рис. 3.2. Параллельная форма двоичного числа 10011010

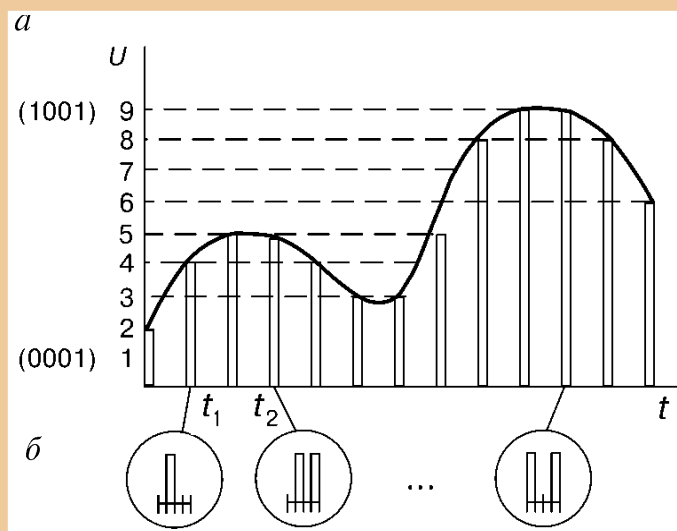


Рис. 3.3. Квантованный дискретный сигнал (а) и соответствующий ему цифровой сигнал (б)

шенного уровня (рис. 3.3, а). Эта операция называется квантованием сигнала по уровню или просто квантованием.

Квантованный дискретный сигнал имеет конечное (счетное) количество значений. Благодаря этому, каждому из них может быть присвоен какой-то код (цифра). Эту операцию называют кодированием.

Если квантованные уровни (рис. 3.3, а) кодировать числами двоичной системы счисления, то последовательность их составит двоичный код сигнала: 0010, 0100, 0101, 0101, ..., 1001, 1001, 1000, 0110. После кодирования операцию над непрерывным сигналом можно заменить соответствующей операцией над кодами его уровней.

Так, при передаче сигнала (см. рис. 3.3, а) надо последовательно, в моменты времени  $t_1, t_2, \dots, t_n$  передавать информацию о записанных числах. Это осуществляется цифровым сигналом, один элемент которого представляет 1 каждого числа, а другой — 0.

На рис. 3.3, б изображен цифровой сигнал, соответствующий квантованному дискретному сигналу (рис. 3.3, а).

В отношении передаваемой информации цифровой сигнал эквивалентен непрерывному сигналу, из которого он сформирован, поэтому вместо операций над непрерывным сигналом (передачи, преобразования, хранения) можно производить операции над соответствующим ему цифровым сигналом. Во многих случаях это оказывается эффективнее.

Обратное преобразование цифрового сигнала в непрерывный осуществляется цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП). На его входы одновременно поступают потенциалы, представляющие разряды кода каждой выборки. Потенциалы, соответствующие единицам, открывают ключи, через которые на выход поступают напряжения, пропорциональные весам единиц разрядов.

Так, на выходе формируется напряжение, пропорциональное весу кода каждой выборки, т.е. пропорциональное ее амплитуде.

Устройства, в которых действуют цифровые сигналы, называются *цифровыми*. Цифровые сигналы используются в устройствах самого различного назначения. В электронных цифровых вычислительных машинах (ЭЦВМ) и в цифровой автоматике входная информация представляется цифровыми сигналами, над которыми эти устройства осуществляют необходимые действия.

В системах радиосвязи цифровыми сигналами передаются сообщения, имеющие разную форму: звуковую, печатную, форму изображения и т.д. Такая связь характеризуется помехоустойчивостью и скрытностью. В качестве примеров рассмотрим использование цифровых сигналов в так называемых логических устройствах (составляющих основу вычислительной техники и цифровой автоматики), а также в системах радиосвязи.

Существует широкий круг задач логического содержания, формальная особенность которых состоит в том, что их условия и решения на каждом этапе могут принимать одно из двух возможных значений. Одно выражает наступление того или иного события, а другое — ненаступление его. Наступление события кодируют единицей (логическая 1), а ненаступление — нулем (логический 0). Сказанное объясняет, почему информация в логических устройствах может выражаться двузначным цифровым сигналом. Устройства для решения логических задач называются *логическими*.

Условия логических задач сводятся к тому, что при одной ситуации надо предпринять определенное действие, а при другой — иное. Более того, реакция может зависеть от наличия или отсутствия дополнительных факторов, сопутствующих наступившей ситуации. Таким образом, выбор окончательного решения появляется в результате длинной цепи логических рассуждений.

Передача информации цифровым сигналом отличается значительной помехоустойчивостью, поскольку такой сигнал имеет только два различимых уровня. Поэтому когда значение сигнала попадает между ними, то это фиксируется как помеха. Если помеха меньше половины разностей уровней сигнала, то она легко различается и значения уровней просто восстанавливаются регенераторами.

Непрерывный сигнал очистить от помехи значительно сложнее, так как мгновенные значения непрерывного сигнала, разделенные бесконечно малым временным интервалом, отличаются на бесконечно малую величину, т.е. непрерывный сигнал имеет несчетное (бесконечное) количество значений. Поэтому искаженный помехой он целиком может быть принят за полезный.

На передающей стороне канала цифровой связи непрерывный сигнал преобразуется в цифровой с помощью аналого-цифрового преобразователя. Цифровой сигнал может непосредственно передаваться по проводам. При передаче через открытое пространство им моделируется высокочастотное колебание.

На приемной стороне радиоканала цифровой связи принятые радиоимпульсы преобразуются детектором в видеоимпульсы — цифровой сигнал. Этот сигнал может быть использован непосредственно (например, введен в ЭЦВМ) или преобразован в исходный непрерывный сигнал с помощью цифро-аналогового преобразователя.

## 3.2. Алгебра логики

Математической базой цифровой техники является *алгебра логики*. Как аппарат формальной логики она разработана в середине XIX в. английским математиком Дж. Булем и поэтому часто называется *булевой алгеброй*. На возможность применения ее в технике впервые (1910 г.) указал известный физик П. Эренфест, работавший в то время в Петербургском политехническом институте. Доказательство такой возможности дал в своих работах советский физик В.И. Шестаков.

Булева алгебра оперирует с переменными, принимающими только два значения — 0 и 1, т.е. с двоичными переменными. Функция двоичных переменных, принимающая те же два значения, называется *логической функцией* (переключательной функцией, функцией алгебры логики).

Логическая функция может быть выражена словесно, в алгебраической форме и таблицей; последняя называется переключательной таблицей или таблицей истинности.

Любую логическую функцию можно представить совокупностью элементарных логических функций: дизъюнкцией, конъюнкцией и

инверсией. В указанном смысле этот набор называют функционально полным набором или базисом.

*Базисные, логические функции.* Дизъюнкция (логическое сложение) переменных  $x_1, x_2, \dots, x_n$  записывается в виде

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n. \quad (3.1)$$

Значение  $y = 0$  имеет место только при  $x_1 = x_2 = \dots = x_n = 0$ .

Если хотя бы одно слагаемое равно единице ( $x_i = 1$  — событие наступило), то  $y = 1$ . Сумма наступивших событий ( $x_1 + x_2 + \dots$ , где  $x_1 = 1, x_2 = 1, \dots$ ) означает наступление события, т. е. при любом числе слагаемых, равных единице, сумма их равна единице:  $y = 1$ , если  $x_1 = 1$  или  $x_2 = 1$  или ... или все переменные  $x$  равны единице. Этим объясняется еще одно название рассматриваемой операции — операция ИЛИ.

Табл. 3.1 — таблица истинности операции ИЛИ двух переменных. В каждой ее строке записаны значения переменных  $x_1$  и  $x_2$  и соответствующее им значение функции  $y$ .

Таблица 3.1

Таблица истинности операции ИЛИ

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Две двоичные переменные имеют четыре сочетания. В общем случае  $n$  двоичных переменных дают  $2^n$  сочетаний.

Кроме знака «+» дизъюнкция обозначается знаком  $\vee$ :  $y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n$

Элемент, выполняющий дизъюнкцию, называется дизъюнктом или элементом ИЛИ.

Конъюнкция (логическое умножение) переменных записывается в виде

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n. \quad (3.2)$$

Из приведенного выражения следует: если хотя бы одна из переменных равна нулю, то функция равна нулю. Только в том случае, когда  $x_1 = 1$  и  $x_2 = 1$  и ... и  $x_n = 1$ ,  $y = 1$ . Поэтому данная операция также называется операцией И.

Табл. 3.2 — таблица истинности операции И двух переменных. Кроме приведенной встречается следующая форма записи конъюнкции:

$$y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \wedge x_n.$$

Элемент, выполняющий конъюнкцию, называется конъюнктом, или элементом И.

Таблица 3.2

Таблица истинности операции И

$x_1$	$x_2$	$y$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Инверсия (логическое отрицание) записывается в виде:  $y = \bar{x}$ , читается «у НЕ x» и называется также операцией НЕ (табл. 3.3).

Таблица 3.3

Таблица логического отрицания

$x$	$y$
0	1
1	0

Элемент, выполняющий инверсию, называется инвертором или элементом НЕ. Если в выражении (3.1) дизъюнкцию заменить на конъюнкцию и проинвертировать все переменные  $x$ , то результат окажется инверсией прежнего значения функции. Действительно, пусть  $x_1 = x_2 = 1$ ,  $x_3 = x_4 = \dots = x_n = 0$  и поэтому  $y_1 = 1$ ; после инверсии  $x_1 = x_2 = 0$ ,  $x_3 = x_4 = \dots = x_n = 1$  и конъюнкция этих переменных  $y_2 = 0$ ,



т.е. равна инверсии  $y_1$ . Аналогично, если в выражении (3.2) конъюнкцию заменить на дизъюнкцию и проинвертировать все переменные, то результат окажется инверсией прежнего значения функции. Указанные свойства выражают принцип двойственности алгебры Буля.

При проектировании цифровых логических устройств используются восемь базовых логических функций, реализующих восемь базовых логических элементов. На рис. 3.4 представлены обозначения по ЕСКД восьми базовых логических функций.

*Основные соотношения алгебры логики.* Приводимые далее соотношения записаны в основном для частного случая двух переменных. Они справедливы для любого числа переменных.

Основные тождества алгебры логики:

$$x + 0 = x; \quad x + 1 = 1; \quad x + x = x; \quad x + \bar{x} = 1;$$

$$x \cdot 0 = 0; \quad x \cdot 1 = x; \quad x \cdot x = x; \quad x \cdot \bar{x} = 0; \quad x = \bar{\bar{x}}.$$

Их справедливость легко установить, подставляя вместо  $x$  значения 0 и 1.

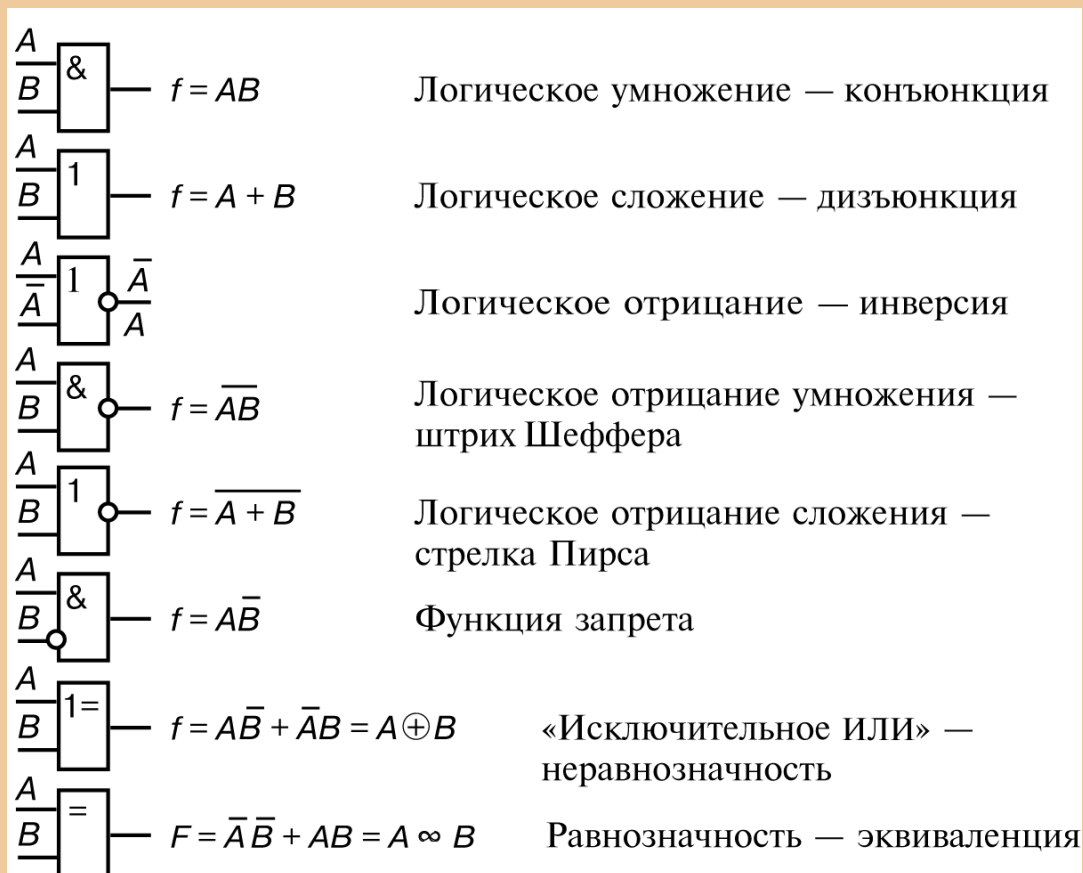


Рис. 3.4. Базовые логические элементы

Основные законы алгебры логики, действующие при сложении и умножении переменных:

- переместительный закон:  $x_1 + x_2 = x_2 + x_1$ ,  $x_1 x_2 = x_2 x_1$ ;
- сочетательный закон:  $(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3)$ ;  $(x_1 x_2) x_3 = x_1 (x_2 x_3)$ ;
- распределительный закон:  $x_1 (x_2 + x_3) = x_1 x_2 + x_1 x_3$ ;
- закон поглощения:  $x_1 + \bar{x}_1 x_2 = x_1 + x_2$ ;
- закон склеивания:  $x_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2 = x_1 (x_2 + \bar{x}_2) = x_1$ .

Закон отрицания (закон инверсии, теорема де Моргана):

$$\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2; \quad \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2.$$

или в другой форме, получающейся инверсией обеих частей каждого равенства:

$$\overline{\overline{x_1 + x_2}} = \overline{\bar{x}_1 \bar{x}_2}; \quad \overline{\overline{x_1 x_2}} = \overline{\bar{x}_1 + \bar{x}_2}.$$

Справедливость этих выражений следует из принципа двойственности алгебры Буля.

*Составление логических функций.* Простую логическую функцию иногда можно записать в аналитической форме непосредственно из словесного определения. В общем случае для получения аналитической формы используют таблицы истинности.

Пусть логическая функция задана табл. 3.4. Чтобы на наборах 1, 2, 3, 6  $y = 1$ , единице должна быть равна каждая из конъюнкций  $x_3 x_2 \bar{x}_1$  или  $x_3 \bar{x}_2 x_1$ , или  $x_3 \bar{x}_2 \bar{x}_1$ , или  $\bar{x}_3 \bar{x}_2 x_1$ , где  $x_i$  записывают в инверсной форме, если  $x_i$  в этом наборе равен нулю (иначе конъюнкция не будет равна единице). Таким образом, функцию, представляемую табл. 3.4, запишем в виде

$$y = x_3 x_2 \bar{x}_1 + x_3 \bar{x}_2 x_1 + x_3 \bar{x}_2 \bar{x}_1 + \bar{x}_3 \bar{x}_2 x_1. \quad (3.3)$$

Такая форма логической функции называется совершенной дизъюнктивной нормальной формой (СДНФ). Она представляется логической суммой простых конъюнкций. Каждая из них содержит все переменные в прямом или инверсном виде не более одного раза; в такие конъюнкции не входят суммы переменных, а также отрицания произведений двух или более переменных. Входящие в СДНФ конъюнкции называются *минтермами*, или *конституентами единиц*.

Логическая сумма конъюнкций отличается от (3.3) тем, что все конъюнкции (или некоторые из них) не содержат всех переменных (в прямом или инверсном виде), и представляет собой дизъюнктивную нормальную форму (ДНФ) функции.

Таблица 3.4

Таблица истинности логической функции

№ набора	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$y$
0	1	1	1	0
1	1	1	0	0
2	1	0	1	1
3	1	0	0	1
4	0	1	1	1
5	0	1	0	0
6	0	0	1	1
7	0	0	0	0

Логическая функция может быть составлена не только по единичным, но и по нулевым значениям. Из табл. 3.4 следует, что на наборах 0, 4, 5, 7  $y = 0$ . Чтобы на каждом указанном наборе имело место  $y = 0$ , нулю должна равняться дизъюнкция переменных из этого набора, т.е. каждое слагаемое дизъюнкции; если в данном наборе переменная равна единице, то в дизъюнкцию должна входить ее инверсия. На всех указанных наборах функция из табл. 3.4 будет равна нулю, если осуществить конъюнкцию составленных дизъюнкций:

$$y = (\bar{x}_3 + \bar{x}_2 + \bar{x}_1)(\bar{x}_3 + x_2 + x_1)(\bar{x}_3 + x_2 + \bar{x}_1)(x_3 + x_2 + x_1). \quad (3.4)$$

Здесь  $y = 0$  обеспечивают: четвертый сомножитель при  $x_3 = x_2 = x_1 = 1$ , т.е. на наборе № 0; третий сомножитель при  $x_3 = 0$ ,  $x_2 = x_1 = 1$ , т.е. на наборе № 4; второй сомножитель при  $x_3 = x_1 = 0$ ,  $x_2 = 1$ , т.е. на наборе № 5; первый сомножитель при  $x_3 = x_2 = x_1 = 0$ , т.е. на наборе № 7.

Форма, в которой выражена функция (3.4), называется совершенной конъюнктивной нормальной формой (СКНФ). Она представляется логическим произведением дизъюнкций. Каждая из них содержит все переменные в прямом или инверсном виде не

более одного раза. Входящие в произведение сомножители-дизъюнкции называются *макстермами*, или *конституентами нулей*.

Логическое произведение дизъюнкций, отличающееся от (3.4) тем, что все дизъюнкции или некоторые из них не содержат всех переменных (в прямом или инверсном виде), представляет собой конъюнктивную нормальную форму (КНФ) функции.

Так как одна и та же логическая функция, выраженная определенной таблицей истинности, записывается в СДНФ и СКНФ, то каждую из этих форм можно преобразовать в другую. Логическая функция имеет единственные СДНФ и СКНФ, что непосредственно следует из методики их получения.

### 3.3. Транзисторные ключи

#### 3.3.1. Ключи на биполярных транзисторах

*Транзисторный ключ* — это схема, предназначенная для коммутации цепи нагрузки транзистора при воздействии на него внешних управляющих сигналов.

Транзисторный ключ может находиться в двух стационарных состояниях: разомкнутом, когда транзистор заперт и работает в режиме отсечки тока; и замкнутом, когда транзистор открыт и работает либо в режиме насыщения, либо в активном режиме. Обычно (особенно при больших токах нагрузки) используют насыщенный транзисторный ключ, так как в режиме насыщения на биполярном транзисторе рассеивается меньшая мощность, чем в активном режиме. В насыщенном транзисторном ключе активный режим является переходным от одного стационарного состояния ключа в другое и определяет его быстродействие.

Временные диаграммы переключения транзистора в схеме ключа (рис. 3.5, *а*), управляемого от источника с напряжением  $E_r$  и внутренним сопротивлением  $R_r$ , приведены на рис. 3.5, *б*.

В исходном состоянии при  $E_r = E_{r2}$  транзистор находится в режиме отсечки. Коллекторный ток в нагрузке  $R_k$  определяется начальным током транзистора  $I_{к60}$ , который настолько мал, что можно принять  $I_{к60} \approx 0$ .

В момент скачкообразного изменения управляющего напряжения от значения  $E_{r2}$  до  $E_{r1}$  эмиттерный переход транзистора остается закрытым, так как напряжение на барьерных емкостях переходов  $C_{э}$  и  $C_{кб}$  мгновенно изменяться не может. Для появления базового тока необходимо, чтобы входная емкость  $C_{вх} = C_{эб} + C_{кб}$  перезарядилась до некоторого положительного напряжения, называемого пороговым. Обычно для кремниевых транзисторов  $U_{пор} = 0,6...0,8$  В. Полагая, что базовый ток возрастает мгновенно до значения  $I_{б1} \approx (E_r - U_{пор}) / (R_r + R_б)$ , методом заряда можно показать, что ток коллектора изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = \tau_{\beta} + C_{кб} \cdot R_{к} \cdot (\beta + 1)$ , стремясь от нуля к значению  $I_{б1}\beta$  вследствие возрастания заряда в базе.

Коллекторный ток при конечном сопротивлении резистора  $R_{к}$  может возрасти только до значения  $I_{кн} = (E_{к} - U_{кн}) / R_{к} \approx E_{к} / R_{к}$ . В этот момент транзистор входит в режим насыщения. Коллекторный ток остается постоянным, а заряд в базе продолжает возрастать до значения  $I_{б1}\tau_{\beta}$  ( $\tau_{\beta}$  — среднее время «жизни» носителей в базовом и коллекторном слоях). Происходит накопление неосновных зарядов в базе.

При подаче запирающего тока  $I_{б2}$  ток  $I_{к} = I_{кн}$  остается постоянным до тех пор, пока заряд в базе не рассосется до граничного значения. В момент времени  $t_4$  транзистор выходит из режима насыщения и коллекторный ток уменьшается до нуля.

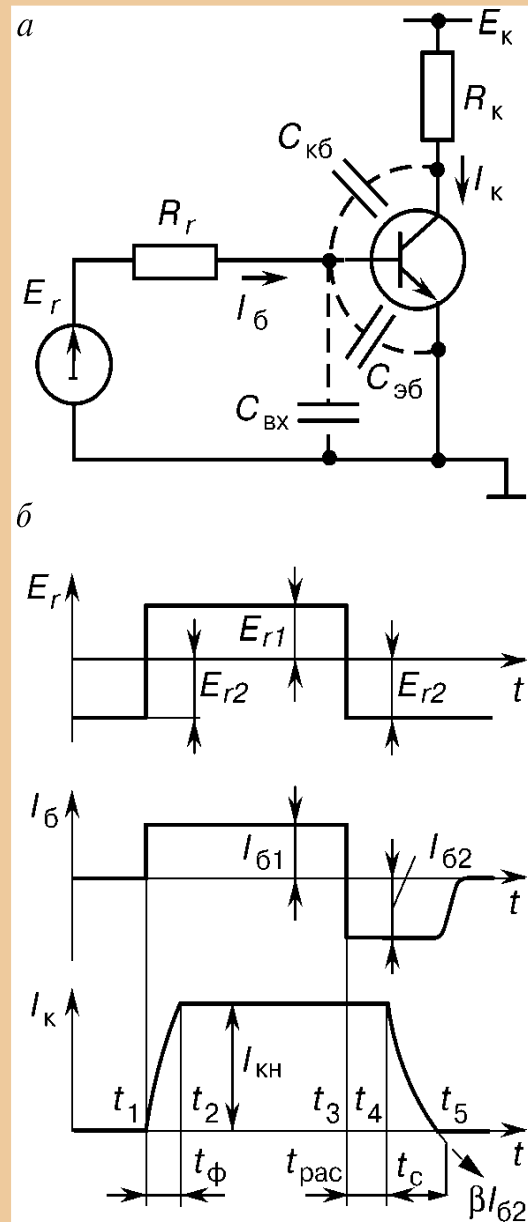


Рис. 3.5. Транзисторный ключ (а) и его временные диаграммы (б)

Таким образом, весь процесс переключения транзистора можно разделить на три этапа:

- формирование фронта  $t_{\text{ф}}$  (активный режим транзистора);
- рассасывание заряда в базе  $t_{\text{рас}}$  (режим насыщения);
- формирование среза коллекторного тока  $t_{\text{с}}$  (активный режим).

### 3.3.2. МДП-транзисторные ключи

Известны три разновидности МДП-транзисторных ключей: с резистивной нагрузкой, с динамической (транзисторной) нагрузкой и комплиментарные (на транзисторах с каналами противоположного типа проводимости). В данном разделе рассмотрен только первый тип ключей. Два других типа ключей используются главным образом в составе интегральных схем.

Схема МДП-транзисторного ключа с резистивной нагрузкой показана на рис. 3.6. Для запираания ключа на затвор подают напряжение  $E_{\text{з. выкл}} < 0$ , где  $U_0$  — пороговое напряжение; для отпираания следует подать напряжение  $E_{\text{з. вкл}} > 0$  (обычно в логических схемах  $E_{\text{з. выкл}} = U_0$ ,  $E_{\text{з. вкл}} = E_{\text{с}}$ ). Выходные вольт-амперные характеристики ключа приведены на рис. 3.7. Слева от штриховой линии  $U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} - U_0$  расположена крутая область характеристик; справа располагается пологая область (здесь:  $U_{\text{си}}$  — напряжение между стоком и истоком,  $U_{\text{зи}}$  — напряжение между затвором и истоком). В крутой области ток стока определяется выражением

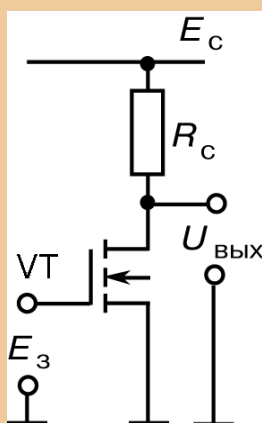


Рис. 3.6. МДП-транзисторный ключ

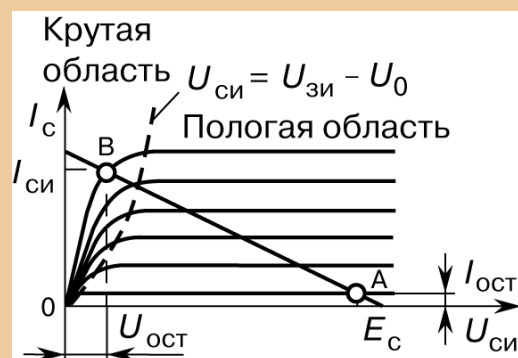


Рис. 3.7. Вольт-амперные характеристики МДП-ключа



$$I_c = b \left[ (U_{зи} - U_0) U_{си} - \frac{1}{2} U_{си}^2 \right]. \quad (3.4)$$

В пологой области ток стока:

$$I_c = \frac{b}{2} (U_{зи} - U_0)^2.$$

Здесь  $b = \mu C_0 \frac{\omega}{L}$  — удельная крутизна, где  $\mu$  — подвижность носителей заряда в канале,  $C_0$  — удельная емкость подзатворного диэлектрика,  $\omega$  — ширина канала,  $L$  — длина канала.

В выключенном состоянии (точка А на рис. 3.7) ключ характеризуется остаточным током  $I_{ост}$ , во включенном состоянии (точка В) — остаточным напряжением  $U_{ост}$ .

В выключенном состоянии типичная величина  $I_{ост}$  составляет  $10^{-9} \dots 10^{-10}$  А. Во включенном состоянии ключа ток стока насыщения  $I_{си}$  определяется внешними элементами схемы:

$$I_{си} = (E_c - U_{ост}) / R_c \approx E_c / R_c.$$

При малых  $U_{си}$  пренебрежем вторым членом  $\frac{1}{2} U_{си}^2$  в формуле (3.4). Дифференцируя это выражение, находим:

$$r_k = \frac{1}{dI_c / dU_{си}} = \frac{1}{b(U_{зи} - U_0)}.$$

Полагая  $U_{зи} = E_{вкл}$ , находим:

$$U_{ост} = I_{си} \cdot r_k = \frac{E_c}{R_c \cdot b \cdot (E_{з.вкл} - U_0)}.$$

Быстродействие МДП-транзисторных ключей обусловлено, главным образом, временем перезаряда паразитных емкостей. Паразитные емкости МДП-транзисторного ключа показаны на рис. 3.8, где схема ключа на транзисторе VT1, нагруженного на аналогичный ключ VT2, заменена эквивалентной схемой с одной суммарной емкостью:

$$C_{вых} = C_{сп} + C_m + C_{зк} + C_{зи} + C_{зс} \cdot K_u \quad (3.5)$$

Здесь  $C_{сп}$  — емкость  $p$ - $n$  перехода «сток-подложка»;

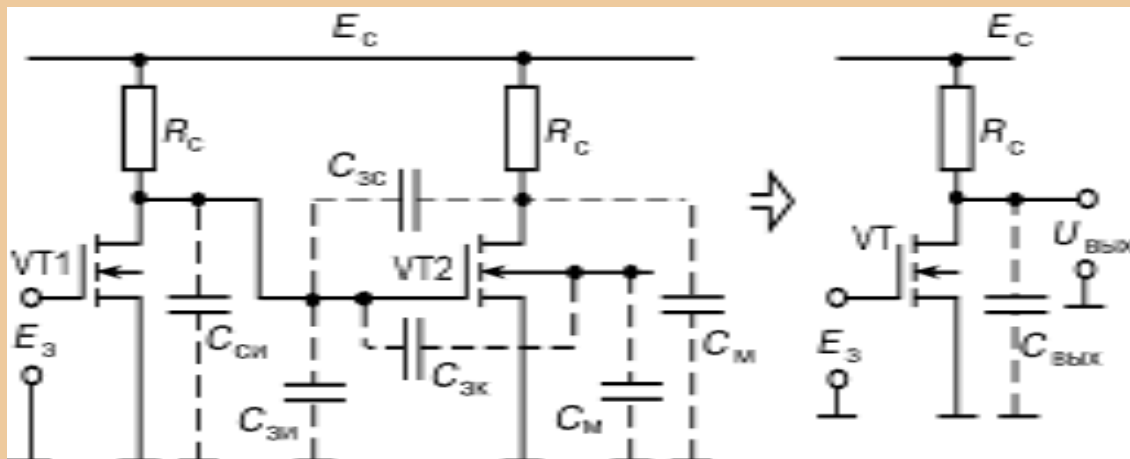


Рис. 3.8. МДП-транзисторный ключ с нагрузкой

$C_M$  — монтажная емкость проводников;  
 $C_{зк}$  — емкость «затвор-канал»;  
 $C_{зи}$  — емкость «затвор-исток»;  
 $C_{зс}$  — емкость «затвор-сток»;  
 $K_u$  — коэффициент усиления второго ключа при его работе в активном режиме.

Длительность включения  $t_{вкл}$  ключа с резистивной нагрузкой можно определить по формуле

$$t_{вкл} = 1,5 \cdot \frac{E_c C_{вых}}{I_c(0)},$$

где

$$I_c(0) = \frac{b}{2} \cdot (E_{з.вкл} - U_0)^2.$$

Длительность выключения определяют по формуле

$$t_{выкл} = 2,2 R_c C_{вых}.$$

Основным путем увеличения быстродействия ключа является уменьшение емкости  $C_{вых}$ . При заданной емкости быстродействие можно увеличить путем увеличения рабочего тока  $I_c(0)$ , в частности, путем уменьшения напряжения  $U_0$ .

## 3.4. Логические интегральные микросхемы

### 3.4.1. Общие сведения

В большинстве современных ЭВМ и цифровых устройств различного назначения обработка информации осуществляется с помощью двоичных чисел, операции над которыми выполняют логические элементы. Схемотехническая реализация современных логических элементов осуществляется на основе интегральных микросхем (ИМС).

По способу кодирования информации различают потенциальные и импульсные интегральные логические элементы (ИЛЭ). Информация, обрабатываемая потенциальными логическими элементами, характеризуется отличающимися потенциальными уровнями. Если логической единице соответствует высокий потенциальный уровень, а логическому нулю — низкий, такую логику называют положительной (позитивной). Наоборот, если логической единице соответствует низкий потенциальный уровень, то говорят об отрицательной (негативной) логике.

В импульсных логических элементах логической единице отвечает наличие импульса, а логическому нулю — его отсутствие.

*Параметры логических интегральных микросхем*

К параметрам логических интегральных микросхем ИМС относятся:

1) входное и выходное напряжение логической единицы  $U_{\text{вх}}^1$  и  $U_{\text{вых}}^1$  — значения высокого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы;

2) входное и выходное напряжение логического нуля  $U_{\text{вх}}^0$  и  $U_{\text{вых}}^0$  — значения низкого уровня напряжения на входе и выходе микросхемы;

3) входной  $I_{\text{вх}}^1$  и выходной  $I_{\text{вых}}^1$  токи логической единицы, входной  $I_{\text{вх}}^0$  и выходной  $I_{\text{вых}}^0$  токи логического нуля;

4) логический перепад сигнала  $\Delta U_{\text{лог}} = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0$ , пороговое напряжение  $U_{\text{пор.сх}}$  — напряжение на входе, при котором состояние микросхемы изменяется на противоположное;

5) входное сопротивление логической ИМС — отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока (различают  $R_{\text{вх}}^0$  и  $R_{\text{вх}}^1$ ), выходное сопротивление — отношение приращения выходного напряжения к приращению выходного тока (различают  $R_{\text{вых}}^0$  и  $R_{\text{вых}}^1$ );

6) статистическая помехоустойчивость — максимально допустимое напряжение статистической помехи по высокому  $U_{\text{пом}}^1$  и низкому  $U_{\text{пом}}^0$  уровням входного напряжения, при котором еще не происходит изменения уровней выходного напряжения микросхемы;

7) средняя потребляемая мощность

$$P_{\text{потр.ср}} = (P_{\text{потр}}^0 + P_{\text{потр}}^1) / 2 ,$$

где  $P_{\text{потр}}^0$ ,  $P_{\text{потр}}^1$  — мощности, потребляемые микросхемой в состоянии соответственно логического нуля и логической единицы на выходе;

8) коэффициент объединения по входу  $K_{\text{об}}$ , показывающий, какое число аналогичных логических ИМС можно подключить ко входу данной схемы, и определяющий максимальное число входов логической ИМС;

9) коэффициент разветвления по выходу  $K_{\text{разв}}$ , показывающий, какое количество аналогичных нагрузочных микросхем можно подключить к выходу данной ИМС, и характеризующий нагрузочную способность логической ИМС.

Динамические параметры логических ИМС можно проиллюстрировать с помощью временных диаграмм входного и выходного напряжений при переключении

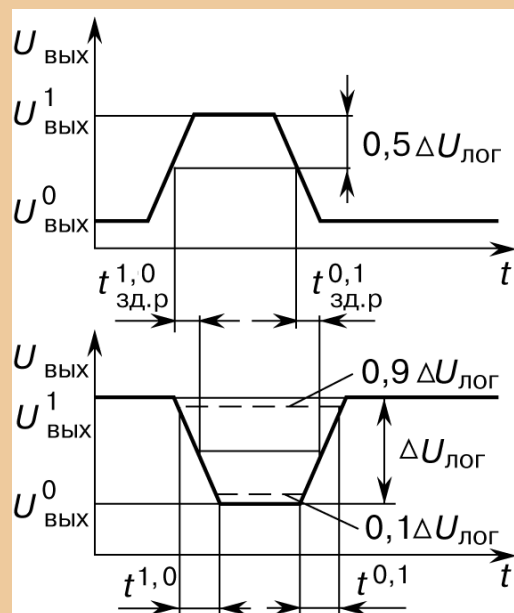


Рис. 3.9. Временные диаграммы напряжений при переключении микросхемы

микроcхемы (рис. 3.9). На временных диаграммах введены следующие обозначения:  $t^{0,1}$  — время перехода из состояния логического нуля в состояние логической единицы, измеренное между уровнями 0, 1 и 0, 9 логического перепада сигнала;  $t^{1,0}$  — время перехода из состояния логической единицы в состояние логического нуля, измеренное между уровнями 0, 9 и 0, 1 логического перепада сигнала;  $t_{\text{зд.р}}^{1,0}$  — время задержки распространения сигнала при включении микросхемы, измеренное между уровнями 0, 5 логического перепада входного и выходного сигналов;  $t_{\text{зд.р}}^{0,1}$  —

время задержки распространения сигнала при выключении микросхемы, измеренное между уровнями 0, 5 логического перепада входного и выходного сигналов.

Среднее время задержки распространения сигнала

$$t_{\text{зд.р.ср}} = (t_{\text{зд.р}}^{1,0} + t_{\text{зд.р}}^{0,1})/2.$$

### 3.4.2. Базовые элементы логических интегральных микросхем

Логические ИМС объединяют в серии. В основе каждой серии лежит базовый элемент — электрическая схема, выполняющая логическую операцию И—НЕ либо ИЛИ—НЕ. От параметров базового элемента в значительной степени зависят свойства и функциональные возможности разрабатываемой серии логических микросхем.

По принципу построения базовые элементы выпускаемых промышленностью логических ИМС можно выделить в следующие основные группы:

- диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ);
- транзисторно-транзисторные элементы (ТТЛ);
- элементы эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ) на переключателях тока;
- элементы с инжекционным питанием (И<sup>2</sup>Л);
- элементы на МДП-транзисторах.

*Диодно-транзисторные элементы.* Базовый элемент ДТЛ (рис. 3.10) выполняет логическую операцию И—НЕ. При записании положительным напряжением всех входных диодов управляющий транзистор, выполняющий роль инвертора, отпирается, формируя на выходе сигнал низкого уровня.

Входные диоды должны иметь очень малое прямое сопротивление. В противном случае падение напряжения на открытом диоде от протекания тока  $I_{\text{д}} = E_{\text{к}} / (r_{\text{пр}} + R_1)$  может привести к отпираанию управляющего транзистора. Кроме того, диоды должны иметь

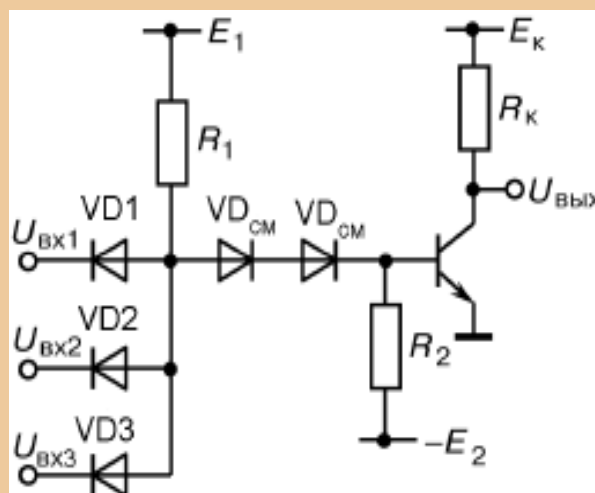


Рис. 3.10. Базовый элемент типа ДТЛ

достаточно высокое быстродействие, чтобы не влиять на быстродействие всей микросхемы.

Диоды смещения  $VD_{см}$  должны иметь достаточно большое пороговое напряжение отпираания для повышения помехоустойчивости схемы, а также малое прямое сопротивление для уменьшения потерь в цепи смещения после их отпираания. Для повышения нагрузочной способности элемента ДТЛ один из диодов смещения можно заменить транзистором, коллектор которого подключен к общей точке резисторов  $R'_1$  и  $R''_1$  (рис. 3.11). Резисторы  $R'_1$  и  $R''_1$  образуют делитель напряжения с коэффициентом деления  $\gamma$ . Эмиттерный переход транзистора играет роль смещающего диода. С уменьшением коэффициента деления  $\gamma$  возрастает ток эмиттера транзистора VT2, который является одновременно базовым током управляющего транзистора VT1. При этом увеличивается нагрузочная способность схемы (коэффициент разветвления), но повышается степень насыщения транзистора VT1. Оптимальное значение  $\gamma$  составляет 0,6...0,7.

Другой способ повышения нагрузочной способности элемента ДТЛ — использование на выходе схемы так называемого сложного инвертора (рис. 3.12). Сложный инвертор — это двухтактный усилитель мощности на транзисторах, работающих в ключевом

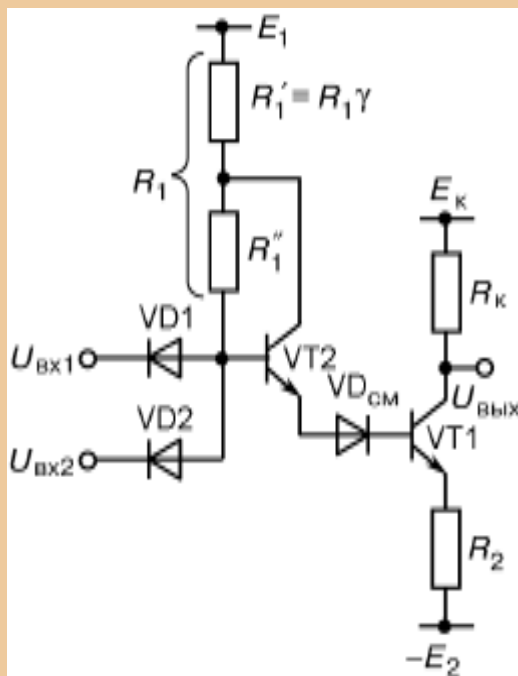


Рис. 3.11. ДТЛ с повышенной нагрузочной способностью

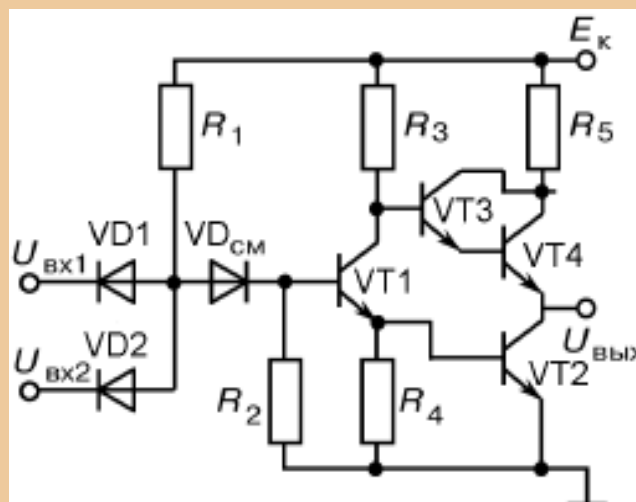


Рис. 3.12. ДТЛ со сложным инвертором



режиме. Применение сложного инвертора позволяет не только повысить нагрузочную способность микросхемы, но и сохраняет ее высокую помехоустойчивость, так как эмиттерный переход транзистора выполняет роль смещающего диода.

Схема работает следующим образом. При низком уровне хотя бы одного входного сигнала транзистор VT1 закрыт. Состояние транзистора VT2 определяется состоянием транзистора VT1: при закрытом транзисторе VT1 транзистор VT2 также будет закрыт, а составной транзистор (VT3—VT4) — открыт.

Однако в элементе ДТЛ со сложным инвертором при переключении в цепи VT2—VT3 возникают броски тока, создающие заметные помехи по цепи питания. Для устранения этого явления включают токоограничивающий резистор  $R_5$ .

*Транзисторно-транзисторные элементы.* Простейший базовый элемент транзисторно-транзисторной логики (рис. 3.13) в принципе повторяет структуру микросхем ДТЛ-типа. В то же время за счет использования многоэмиттерного транзистора, объединяющего свойства диода и транзисторного усилителя, эта схема позволяет увеличить быстродействие, улучшить технологию изготовления.

Базовый элемент ТТЛ так же, как и элемент ДТЛ, выполняет логическую операцию И—НЕ. При низком уровне сигнала (логический нуль) хотя бы на одном из входов многоэмиттерного транзистора VT1 последний находится в состоянии насыщения, а транзистор VT2 закрыт. На выходе схемы существует высокий уровень напряжения (логическая единица). При высоком уровне сигнала на всех входах многоэмиттерный транзистор VT1 работает в активном инверсном режиме, а транзистор VT2 находится в состоянии насыщения. Описанный элемент ТТЛ-логики несмотря на упрощенную технологию изготовления не нашел широкого применения из-за низкой помехоустойчивости, малой нагрузочной способности и малого быстродействия при работе на емкостную нагрузку. Его целесообразно использовать лишь при разработке микросхем с открытым коллектором для реализации функции «монтажное ИЛИ», а также для включения элементов индикации, когда не требуется высокая помехоустойчивость и большая нагрузочная способность.

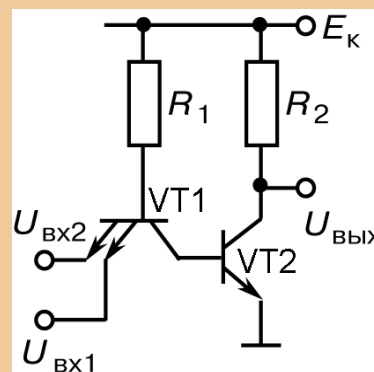


Рис.3.13. ТТЛ с простым инвертором

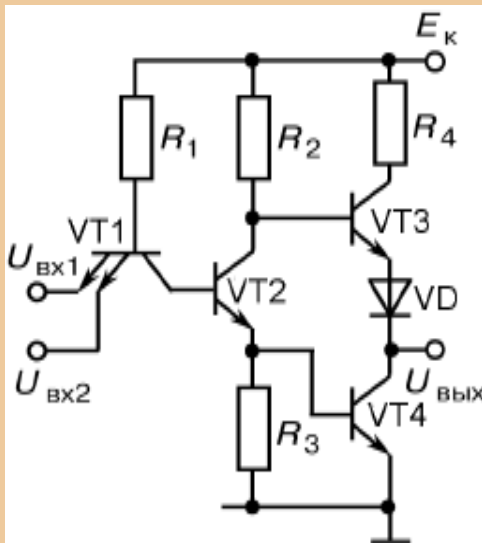


Рис. 3.14. ТТЛ со сложным инвертором

Дополнительными компонентами в схеме базового элемента ТТЛ (рис. 3.14) по сравнению со схемой на рис. 3.13 являются транзисторы VT3 и VT4, образующие сложный инвертор. Диод VD повышает порог отпираания транзистора VT3, обеспечивая его закрытое состояние при открытом и насыщенном транзисторе VT4. Использование сложного инвертора повышает помехоустойчивость и нагрузочную способность схемы. Базовый элемент (рис. 3.14) — основной при разработке современных микросхем ТТЛ-логики.

Наряду с микросхемами ТТЛ-логики разработаны микросхемы типа ТТЛШ, в которых для увеличения быстродействия использованы транзисторы Шотки, работающие в активном режиме. Транзистор Шотки — это обычный интегральный транзистор  $n-p-n$  с нелинейной обратной связью, образованной диодом Шотки (рис. 3.15, б)

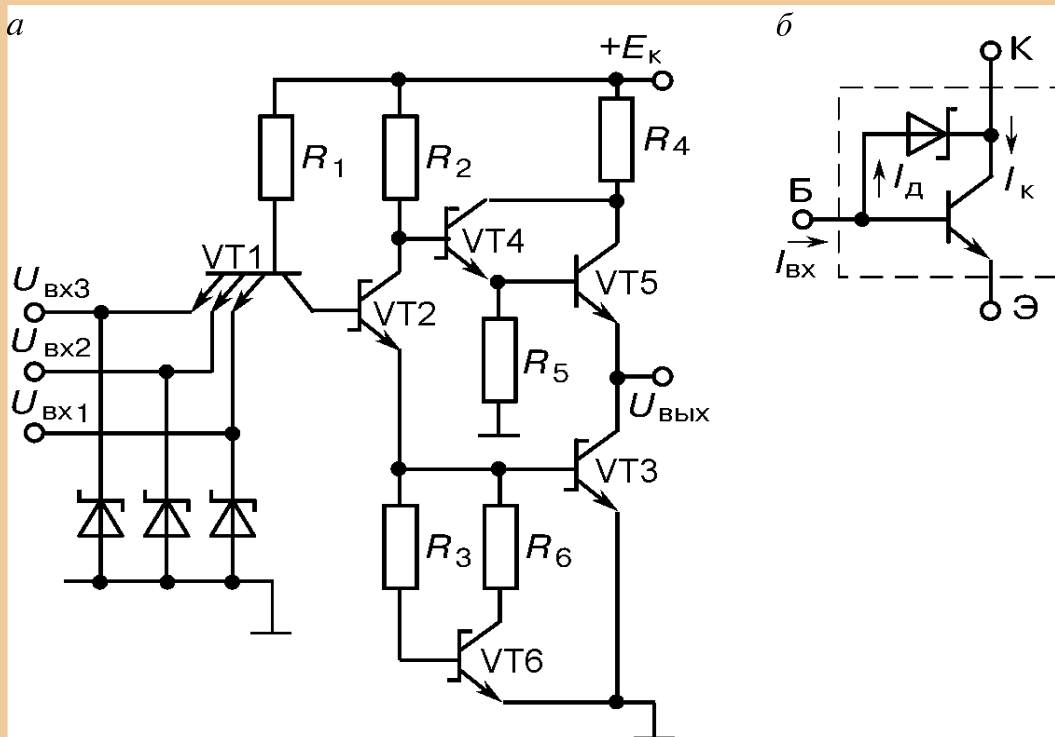


Рис. 3.15. ТТЛШ-логика (а) со структурами Шотки (б)

Базовый элемент микросхемы ТТЛШ-логики изображен на рис. 3.15, *а* и *б*.

Ниже рассмотрены две основные разновидности интегральных логических схем на МДП-транзисторах.

*Логические схемы на однотипных МДП-транзисторах.* В этих схемах используется только один тип транзисторов — либо *p*-канальные, либо *n*-канальные. Более широкое применение находят *n*-канальные МДП-транзисторы, обеспечивающие большее быстродействие. Типовые схемы элементов ИЛИ—НЕ и И—НЕ на *n*-канальных МДП-транзисторах приведены на рис. 3.16, *а*, *б*. Транзисторы VT1 и VT2 — активные (управляющие), транзистор VT3 — нагрузочный.

При низком уровне напряжения на затворах активных транзисторов VT1 и VT2 ( $U_{\text{вх}} < U_0$ , где  $U_0$  — пороговое напряжение) эти транзисторы будут закрыты и ток стока равен нулю. На выходе устанавливается высокий потенциал  $U_{1\text{вх}} = E - U_0$  — уровень логической единицы. При входном напряжении на затворах транзисторов VT1 или VT2 больше порогового напряжения  $U_0$  соответствующий транзистор отпирается и начинает протекать ток стока. Дальнейшее увеличение  $U_{\text{вх}}$  приводит к уменьшению напряжения  $U_{\text{вых}}$ . Для получения малого значения уровня логического нуля необходимо, чтобы сопротивление канала открытого транзистора VT1 (или VT2) было гораздо меньше сопротивления канала транзистора VT3.

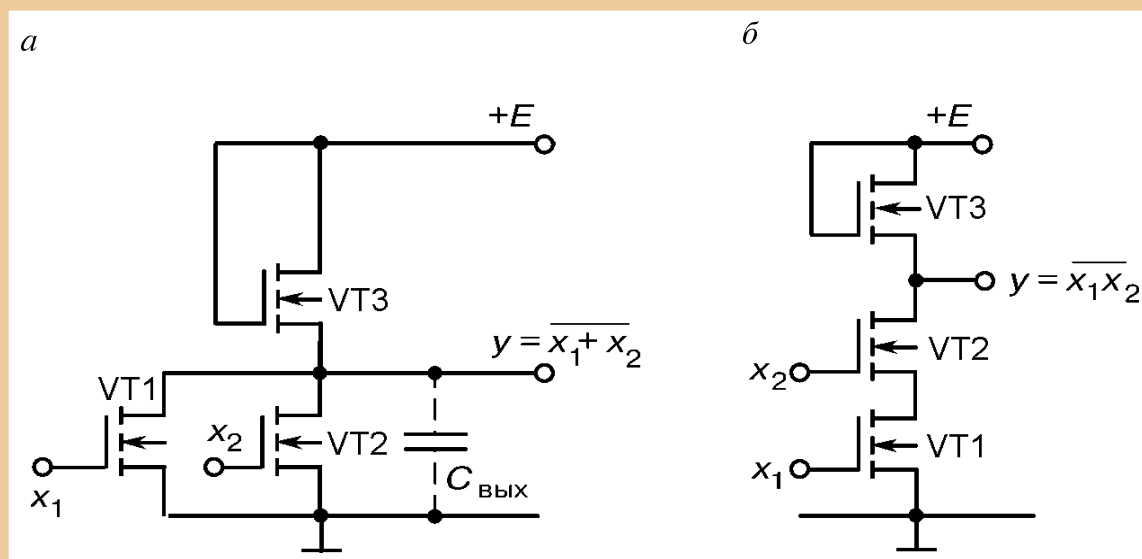


Рис. 3.16. Типовые схемы элементов ИЛИ—НЕ (*а*) и И—НЕ (*б*) на *n*-канальных МДП-транзисторах

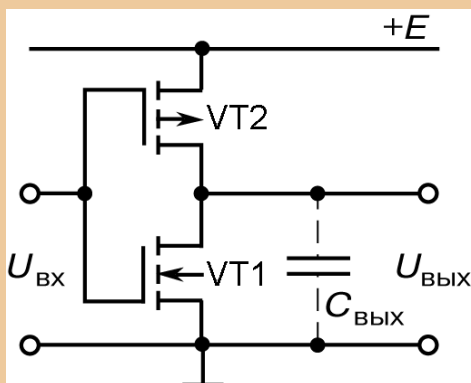


Рис. 3.17. Инвертор на комплементарных МДП-транзисторах

Логические схемы на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП-транзисторах). Принципиальная схема инвертора на комплементарных МДП-транзисторах приведена на рис. 3.17, а стоковые вольт-амперные характеристики — на рис. 3.18. Если  $U_{\text{ВХ}}$  меньше порогового напряжения  $U_{01}$  транзистора VT1, то транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт. Выходное напряжение практически равно напряжению питания  $E$  (рис. 3.18, а):

$$U_{\text{ВЫХ}}^1 = E - I_{\text{УТ1}} r_{\text{к2}} \approx E,$$

где  $I_{\text{УТ1}}$  — ток утечки между стоком и истоком закрытого транзистора VT1 ( $I_{\text{УТ}} \approx 1 \text{ нА}$ );  $r_{\text{к2}}$  — сопротивление канала открытого транзистора VT2 ( $r_{\text{к2}} \approx 1 \text{ кОм}$ ).

При  $U_{\text{ВХ}}$  выше порогового напряжения  $U_{01}$  транзистор VT1 открывается, а VT2 закрывается. Выходное напряжение при  $U_{\text{ВХ}} \approx E$  уменьшается практически до нуля (рис. 3.18, б):

$$U_{0\text{ВЫХ}} = I_{\text{УТ2}} r_{\text{к1}} \approx 0.$$

В обоих состояниях ключа, представленных на рис. 3.18, мощность в статистическом режиме практически не потребляется, так как один из транзисторов всегда закрыт, и ток, потребляемый от источника питания, определяется током утечки закрытого ключа. Малая потребляемая мощность — главное достоинство схем на

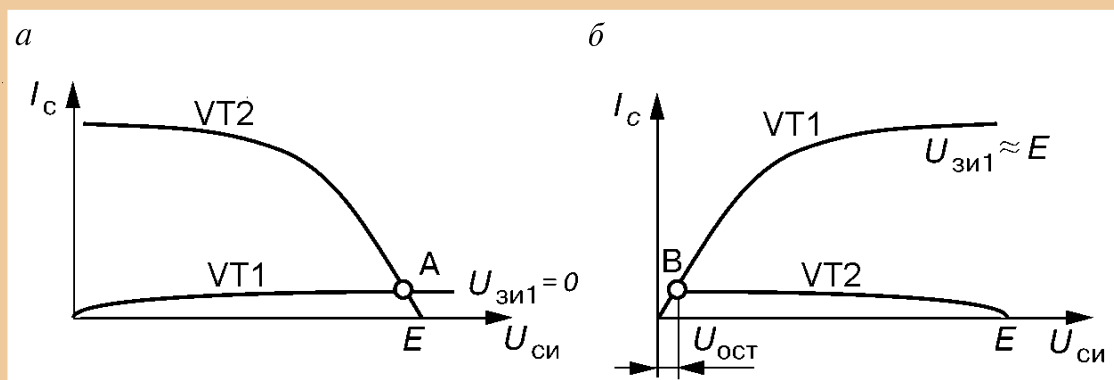


Рис. 3.18. Стоковые вольт-амперные характеристики транзисторов VT1 и VT2 в закрытом (а) и открытом (б) состояниях

КМДП-транзисторах. Это справедливо, однако, лишь для рассмотренного здесь статистического режима при низких частотах переключения. В общем случае (включающем и статику, и динамику) мощность  $P_{\text{пот}}$ , потребляемая ключом от источника питания  $E$ , состоит из трех слагаемых:

$$P_{\text{пот}} = P_{\text{смк}} + P_{\text{скв}} + P_{\text{ут}},$$

где  $P_{\text{смк}} = C_{\text{вых}} E_2 f_{\text{п}}$  — мощность, расходуемая на перезаряд выходной схемы  $C_{\text{вых}}$ , определяемой выражением (3.5);  $f_{\text{п}}$  — частота переключений схемы;  $P_{\text{скв}} = I_{\text{скв}} E t_{\text{ф}} f_{\text{п}}$  — мощность, определяемая сквозным током  $I_{\text{скв}}$ , который протекает в те моменты времени, когда при переходе схемы из одного состояния в другое открыты оба транзистора (один уже открылся, а второй еще не закрылся);  $t_{\text{ф}}$  — длительность фронта переключающего импульса;  $P_{\text{ут}} = I_{\text{ут}} E$  — мощность, потребляемая в статистическом режиме.

При малых частотах переключения, схемы на КМДП-транзисторах потребляют очень малую мощность. Однако при больших частотах переключения ( $f_{\text{п}} > 1$  МГц) эти схемы не имеют преимуществ по сравнению с ТТЛ-схемами.

Двухвходовые логические элементы ИЛИ—НЕ и И—НЕ представлены на рис. 3.19. Общие правила построения логических элементов на КМДП-транзисторах:

- параллельному соединению одного типа транзисторов соответствует последовательное соединение транзисторов другого типа;

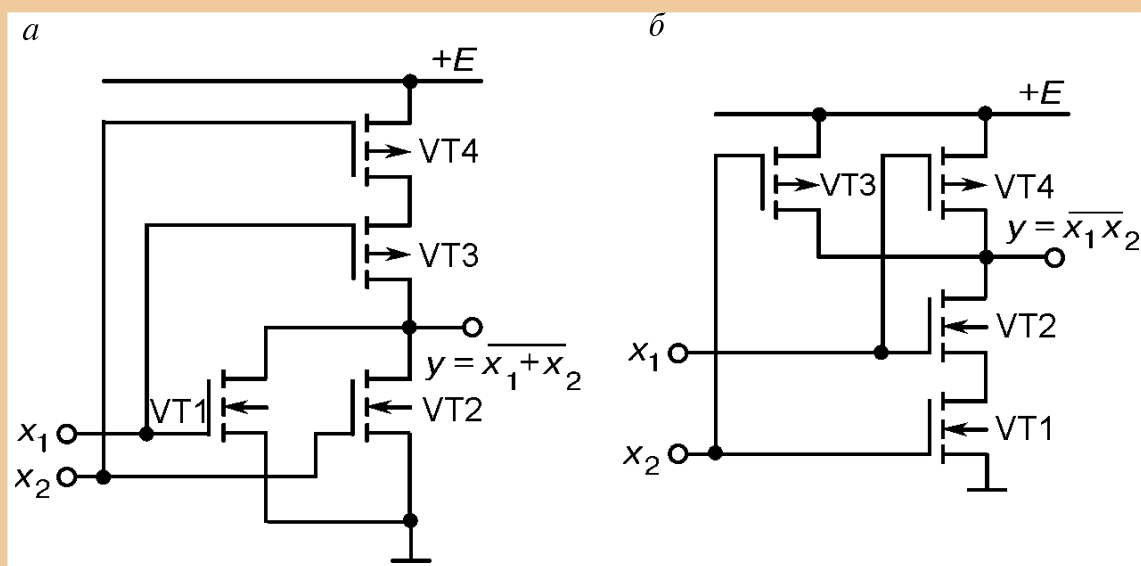


Рис. 3.19. Основные логические элементы и их функциональное назначение

- выполняемая логическая функция определяется включением транзисторов нижнего этажа;
- полярность источника питания  $E$  зависит от типа канала транзисторов нижнего этажа.

Напряжение питания выбирают из условия  $E > U_{0n} + U_{0p}$ , где  $U_{0n}$  — пороговое напряжение  $n$ -канального транзистора;  $U_{0p}$  — пороговое напряжение  $p$ -канального транзистора.

Время переключения логических элементов на КМДП-транзисторах определяется временем перезаряда выходной емкости  $C_{\text{вых}}$ .

## 3.5. Комбинационные устройства

### 3.5.1. Дешифраторы и шифраторы

*Дешифраторы.* Каждому цифровому сигналу на входах дешифратора соответствует логическая 1 (или логический 0) на определенном выходе.

Так, на одном выходе дешифратора появляется логическая 1, а на остальных — логические 0, когда на входных шинах устанавливается, к примеру, двоичный код десятичного числа «четыре»; логическая 1 на другом выходе и логические 0 на остальных появляются, когда на шинах присутствует двоичный код десятичного числа «пять» и т.д. Таким образом, дешифратор расшифровывает (дешифрирует) число, записанное в двоичном коде, представляя его логической 1 (логическим 0) на определенном выходе.

Число входов дешифратора равно количеству разрядов поступающих двоичных чисел, а число его выходов — полному количеству различных двоичных чисел этой разрядности. Так как каждый разряд двоичного кода принимает два значения, то полное количество  $n$ -разрядных комбинаций ( $n$ -разрядных двоичных чисел) равно  $2^n$ . Такое число выходов имеет любой полный дешифратор.

Рассмотрим принцип, заложенный в основе построения дешифратора.

Чтобы выяснить, является ли данное двоичное число ожидаемым, нужно инвертировать цифры в определенных разрядах данного числа (где в ожидаемом числе записаны нули), а затем перемножить цифры всех разрядов преобразованного таким образом числа. Если результатом перемножения будет единица, то данное число является ожидаемым. Если в результате указанных дей-



ствий появится нуль, это означает, что нули находятся не в тех или не только в тех разрядах, где они стоят в ожидаемом числе. Поэтому после инверсии цифр в определенных разрядах не все цифры преобразованного числа оказались единицами и их перемножение дало нуль. В соответствии с изложенным дешифратор можно построить на инверторах и конъюнкторах, выходы которых являются выходами дешифратора.

Чтобы на выходе данного конъюнктора появлялась логическая 1, когда на входных шинах присутствует определенный двоичный код, надо соответствующим образом соединить шины с входами конъюнктора. Легко понять, что одни входы конъюнктора должны соединяться непосредственно с теми шинами, на которых при данном коде присутствуют единицы; другие входы с оставшимися шинами должны быть соединены через инверторы.

Пусть на выходе определенного конъюнктора надо получить логическую единицу, если на входных шинах появится, к примеру, код 01011, представляемый совокупностью высоких и низких потенциалов. Если инвертировать потенциалы на шинах третьего и пятого разрядов и реализовать конъюнкцию инвертированных и неинвертированных потенциалов, то результатом будет 1. Очевидно, что если на входных шинах присутствует совокупность потенциалов, отличающаяся от предыдущей хотя бы в одном разряде, то результатом описанных действий будет 0.

Изложенный принцип положен в основу построения схемы на рис. 3.20.

Логическая 1 на выходе  $y_0$  должна фиксировать присутствие на входных шинах  $x_3, x_2, x_1$  двоичного кода 000 десятичного числа 0; поэтому входы верхнего по схеме конъюнктора должны быть соединены с шинами  $x_3, x_2, x_1$ , на каждой из которых присутствует логическая 1, когда на входных шинах  $x_3 = x_2 = x_1 = 0$ . Логическая 1, к примеру, на вы-

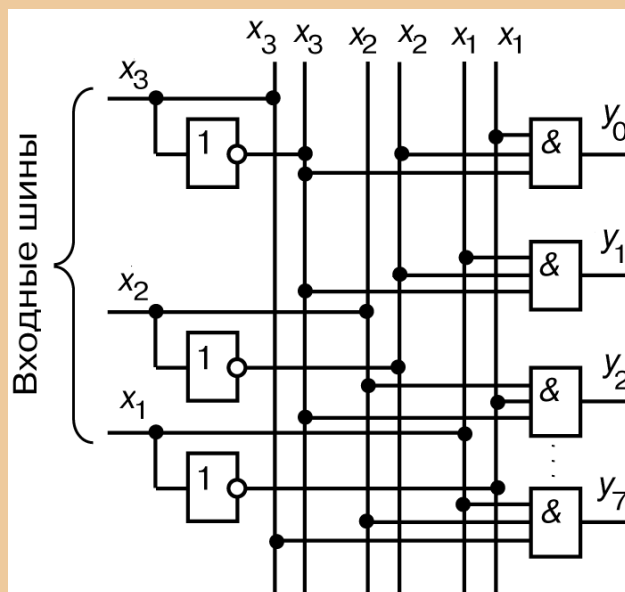


Рис. 3.20. Линейный дешифратор

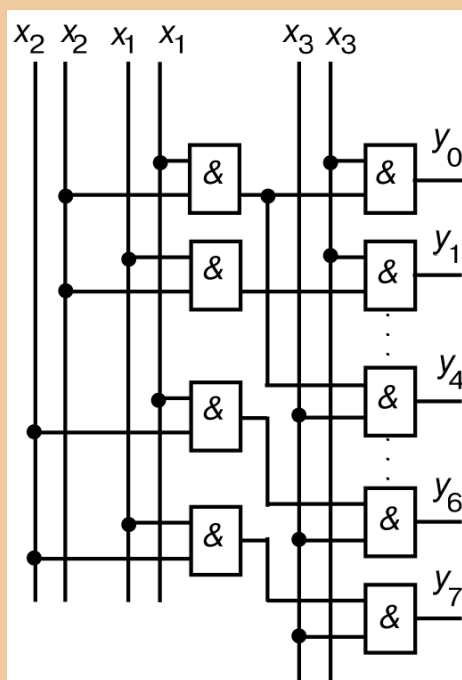


Рис. 3.21. Пирамидальный дешифратор

ходе  $y_2$  фиксирует появление на входных шинах  $x_3, x_2, x_1$  кода десятичного числа 2 (010); поэтому входы соответствующего конъюнктора должны быть соединены с шинами  $x_3, x_2, x_1$ , на каждой из которых имеется логическая 1, когда  $x_3 = 0, x_2 = 1, x_1 = 0$ . Аналогично соединяются с шинами входы других конъюнкторов.

Дешифратор (рис. 3.20) называется линейным (матричным, одноступенчатым). В нем каждый конъюнктор получает информацию о всех  $n$  разрядах кода, поэтому число его входов равно  $n$  (в данном случае — трем).

На рис. 3.21 изображена схема пирамидального дешифратора. Предполагается, что входные переменные  $x_3, x_2, x_1$  поступают на него в прямой и инверсной формах, благодаря чему схема дешифратора не содержит инверторов. В рассматриваемом дешифраторе конъюнкции входных переменных образуются постепенно. Вначале создаются всевозможные конъюнкции двух переменных  $x_2, x_1$ , затем — конъюнкции каждого из этих произведений и третьей переменной  $x_3$ , взятой в прямой и инверсной формах, и т.д. Из принципа построения пирамидального дешифратора следует: в нем используются двухвходовые конъюнкторы. Количество их на входе дешифратора равно четырем, следующее «сечение» имеет восемь конъюнкторов, а число их на выходе дешифратора такое же, как и в схеме рис. 3.20, т.е. в общем случае равно  $2^n$ . Каждый из выходов устройства, присоединенного к дешифратору, нагружен только двумя конъюнкторами.

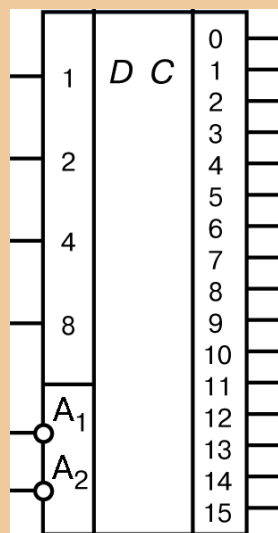


Рис. 3.22. Схематическое изображение дешифратора в соответствии с ЕСКД

Условное изображение дешифратора приведено на рис. 3.22. В данном случае он имеет четыре информационных входа (на которые поступают разряды входного кода с весами 8, 4, 2, 1) и шестнадцать выходов.

Дешифраторы широко используются в цифровой аппаратуре. Так, к одному из его выходов может быть подключено управляемое устройство, на которое будет поступать логический сигнал, когда на входах дешифратора установится определенный двоичный код.

**Шифраторы.** Шифратор решает задачу, обратную дешифратору: на его выходных шинах устанавливается код, соответствующий номеру входа, на котором появилась логическая 1.

При построении шифратора для получения натурального двоичного кода учитывают, что единицу в младшем разряде такого кода имеют нечетные десятичные цифры 1, 3, 5, 7, т.е. на выходной шине младшего разряда должна быть 1, если она есть на входной шине № 1 или на входной шине № 3 и т.д. Поэтому входные шины под указанными номерами через элемент ИЛИ соединяются с выходной шиной младшего разряда.

Единицу во втором разряде двоичного кода имеют десятичные цифры 2, 3, 6, 7,...; шины с этими номерами через элемент ИЛИ должны подключаться к выходу шифратора, на котором устанавливается второй разряд кода. Аналогично шины с номерами 4, 5, 6, 7, ... через элемент ИЛИ должны быть соединены с выходом, на котором устанавливается третий разряд, так как их коды имеют в этом разряде единицу, и т.д.

Схема шифратора, построенная в соответствии с изложенным принципом, изображена на рис. 3.23. Условное изображение шифратора приведено на рис. 3.24.

Шифраторы применяются в устройствах, преобразующих один вид кода в другой. При этом вначале дешифрируется каждая комбинация исходного кода, в результате чего на соответствующем выходе дешифратора появляется логическая 1. Затем этот логичес-

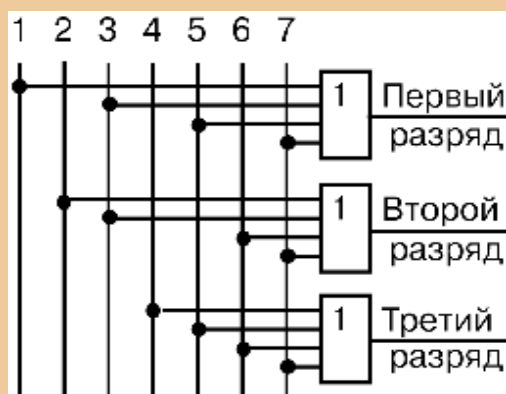


Рис. 3.23. Схема шифратора

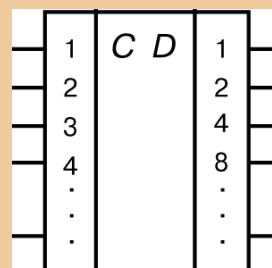


Рис. 3.24. Условное изображение шифратора

кий сигнал, значение которого определено номером выхода дешифратора, подается на шифратор, и на его выходах устанавливается преобразованный код.

Примером использования шифраторов являются также устройства ввода двоичных кодов в цифровое устройство с клавиатуры. При нажатии клавиши на определенной входной шине шифратора появляется логическая 1 (шина возбуждается) и на выходах устанавливается двоичный код, соответствующий нанесенному на клавишу знаку (букве, цифре и т.д.).

### 3.5.2. Распределители и коммутаторы

*Распределители.* Узел, последовательно распределяющий по выходам сигналы, поступающие на его вход, называют распределителем.

На рис. 3.25 приведена функциональная схема распределителя, содержащая счетчик и дешифратор. Каждый импульс на входе счетчика увеличивает на единицу зафиксированное в нем число. Благодаря этому логическая 1 поочередно появляется на выходах дешифратора.

Распределители применяются при решении различных задач. В частности, сигналами с выходов распределителя можно осуществлять поочередное включение и отключение устройств, получать выборки сигнала через равные промежутки времени. В последнем случае выборки формируются с помощью ключа, управляемого логической 1 с одного из выходов распределителя и на время ее действия подключает источник сигнала к линии.

*Коммутаторы.* Коммутатор — устройство, осуществляющее переключение цепей. На рис. 3.26 изображена схема коммутатора, позволяющего подключить источник цифровой информации  $D$  к

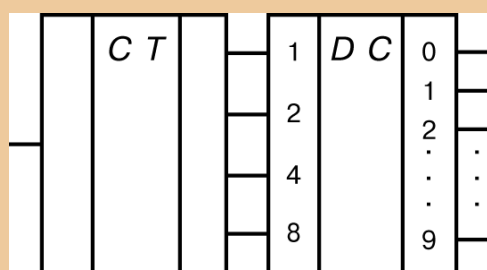


Рис. 3.25. Функциональная схема распределителя

разным каналам ( $y_1, y_2, y_3$ ). Информация будет поступать в тот канал, на элемент И которого подается разрешение в виде логической 1 с одного из адресных входов  $A_1, A_2, A_3$ . Рассмотренный коммутатор выполнен на одной микросхеме, содержащей в корпусе три элемента И.

Коммутатор (рис. 3.26) позволяет подключать канал у к разным источникам информации ( $D_1, D_2, D_3$ ). Выбор присоединяемого источника (входа коммутатора) осуществляется подобно выбору канала в предыдущей схеме.

Задачу, аналогичную той, которую решает коммутатор (рис. 3.26), выполняет мультиплексор-коммутатор, в котором выбор входа по его номеру (адресу) осуществляется с помощью цифрового сигнала (цифрового кода).

На рис. 3.27 приведена функциональная схема мультиплексора. Он содержит конъюнктуры, к которым подходят информационные шины, и дизъюнктор. Данный мультиплексор имеет восемь информационных ( $D_0...D_7$ ) и три адресных ( $A_1...A_3$ ) входа. На адресные входы поступает трехэлементный цифровой код, полное число комбинаций которого равно 23, т.е. восьми. Естественно предположить, что код 111 должен обеспечить соединение выхода у со входом  $D_7$  (1112 = 710), код 110 — со входом  $D_6$  (1102 = 610) и т.д., код 000 — со входом  $D_0$ .

Так же, как в схеме рис. 3.26, каждый вход подключается к выходу через определенный конъюнктор. Однако в данном случае коммутация осуществляется при наличии на конъюнкторе трех разрешающих логических единиц (с трех адресных входов). Для их получения нужно входы соответствующего конъюнктора соединить непосредственно с теми адресными входами, на которых при данном коде присутствуют единицы, и через инверторы — с теми входами, на которых находятся нули. Такие соединения выполнены в схеме (рис. 3.26). Так, на второй сверху

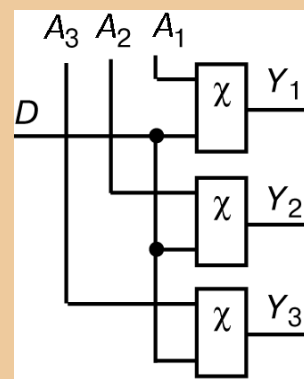


Рис. 3.26. Схема простого коммутатора

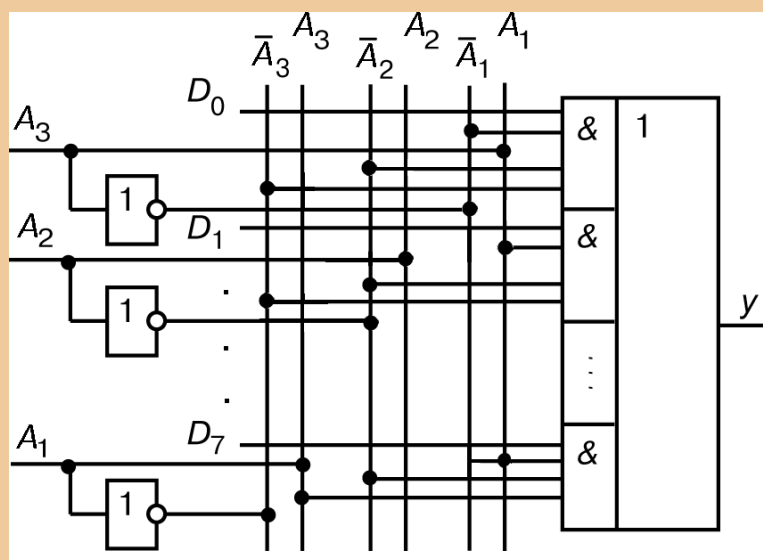


Рис. 3.27. Схема коммутатора-мультиплексора

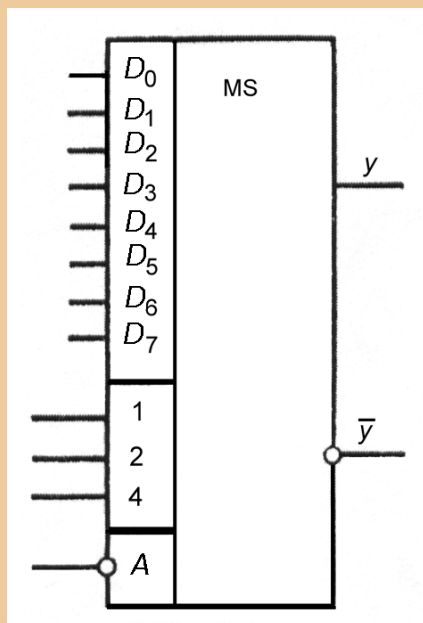


Рис. 3.28. Условное изображение мультиплексора

конъюнктор непосредственно поступает сигнал с входа  $A_1$  и через инверторы — с входов  $A_2$  и  $A_3$ , что при коде адреса 001 обеспечит на этом конъюнктере три логические 1, т.е. подключение к выходу мультиплексора входа  $D_1$ . Входы нижнего конъюнктора соединены с адресными входами непосредственно, что при коде адреса 111 обеспечит подключение к выходу мультиплексора информационного входа  $D_7$ .

Отечественная промышленность выпускает несколько типов микросхемных мультиплексоров. На рис. 3.28 показано условное изображение мультиплексора (микросхема серии К155), имеющего восемь информационных входов, три адресных входа для кода с весами 4, 2, 1, вход стробирования  $A$  и два выхода — прямой и инверсный. При наличии на входе  $A$  логической 1 мультиплексор блокируется: на прямом выходе устанавливается логический 0 вне зависимости от потенциалов на информационных входах. Наличие входа стробирования позволяет увеличивать число коммутируемых информационных входов.

### 3.5.3. Цифровой компаратор

Цифровой компаратор предназначен для определения равенства двоичных чисел.

Два числа равны при равенстве цифр в одноименных разрядах ( $a_i = b_i$ , где  $a_i$  — цифра в  $i$ -м разряде одного числа;  $b_i$  — цифра в том же разряде другого числа).

Равенство  $a_i = b_i$  имеет место при  $a_i = 1, b_i = 1$  или при  $a_i = 0, b_i = 0$ . Поэтому логическая функция, выражающая это равенство, равна единице, если единице равно произведение этих цифр или произведение их инверсных значений:  $y = a_i b_i + \bar{a}_i \bar{b}_i$ . Заметим, что записанная функция — функция «Равнозначность».

Так как числа равны при равенстве цифр в первых, во вторых разрядах и в  $n$ -х разрядах, то логическая функция, выражающая ра-



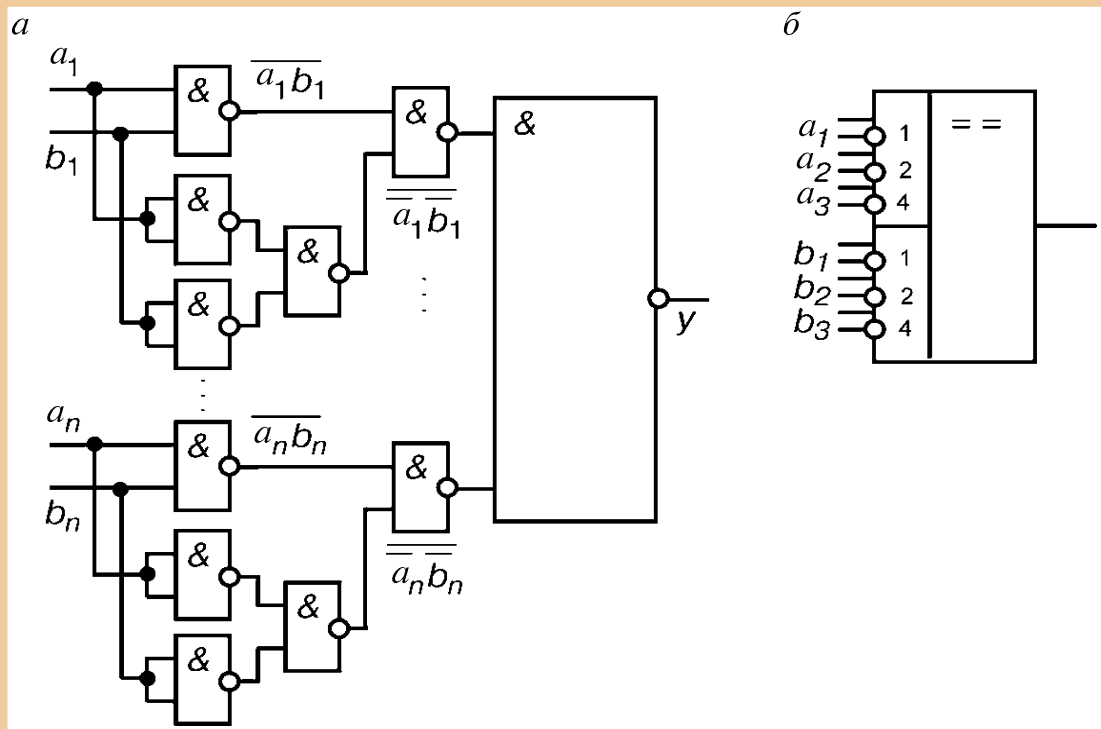


Рис. 3.29. Схема (а) и условное изображение (б) цифрового компаратора

венство двух чисел — логическая функция, описывающая компаратор, имеет вид:

$$y = (a_1 b_1 + \overline{a_1 b_1}) (a_2 b_2 + \overline{a_2 b_2}) \dots (a_n b_n + \overline{a_n b_n}).$$

Чтобы построить компаратор только на элементах И—НЕ, запишем ее в другой форме, используя теорему де Моргана:

$$\overline{\overline{a_1 b_1} \cdot \overline{a_1 b_1} \dots \overline{a_n b_n} \cdot \overline{a_n b_n}} = y,$$

где отрицание левой части (при изменении в правой части  $y$  на  $\overline{y}$ ) сделано для той же цели.

Схема, реализующая это выражение, приведена на рис. 3.29, а. Если необходимо, чтобы при равенстве кодов на выходе компаратора была логическая 1, то к выходу схемы следует присоединить инвертор.

Условное изображение цифрового компаратора приведено на рис. 3.29, б.

## 3.6. Последовательностные устройства

### 3.6.1. Триггеры. Общие сведения

Устройство, имеющее два устойчивых состояния, называют *триггером*. В одном из них на выходе триггера присутствует высокий потенциал, в другом — низкий. Аналогично мультивибратору переход триггера из одного состояния в другое происходит лавинообразно, но только с приходом переключающего (запускающего) сигнала.

По принципу действия триггер напоминает взведенную пружину, спускаемую внешней силой. Отсюда еще одно название триггера — спусковое устройство.

В интервале между переключающими сигналами состояние триггера не меняется, т.е. триггер «запоминает» поступление сигнала, отражая это величиной потенциала на выходе. Сказанное дает возможность использовать триггер как элемент памяти. Если совокупность триггеров установить в одинаковое (исходное) состояние, а затем на каждый триггер подать сигнал, соответствующий элементу цифрового кода, то на выходах триггеров установятся и могут неограниченно долго присутствовать потенциалы, представляющие этот код в параллельной форме.

При переключении триггера потенциалы на его выходе меняются лавинообразно, т.е. на выходе формируется прямоугольный импульс с крутыми фронтами. Это позволяет использовать триггер для формирования прямоугольных импульсов из напряжения другой формы (например, из синусоидального).

При поступлении каждой пары переключающих импульсов потенциал на выходе триггера меняется от высокого к низкому и обратно, т.е. на выходе формируется один импульс. Таким образом, триггер можно использовать как делитель частоты переключающих импульсов на два.

Указанные и другие области применения триггеров будут достаточно подробно описаны в этой и следующей главах. Промышленность выпускает разнообразные типы триггеров в интегральном исполнении. Они могут быть выполнены на цифровых интегральных микросхемах, операционных усилителях и дискретных компонентах (среди них активными элементами являются главным образом транзисторы).

### 3.6.2. Транзисторные триггеры

Физические процессы в триггере раскрываются наиболее полно при рассмотрении его схемы на дискретных компонентах. Поэтому первым рассмотрим такой триггер.

*Основные схемы транзисторных триггеров.* К основным схемам транзисторных триггеров относятся симметричные триггеры с внешним и автоматическим смещениями и несимметричный триггер.

*Симметричный триггер с внешним смещением.* Схема этого триггера, приведенная на рис. 3.30, а, содержит два резистивных усилительных каскада на транзисторных ключах-инверторах; выход каждого из них связан с входом другого резистивным делителем  $R—R_6$ .

Легко установить, что при двух открытых транзисторах в схеме имеется положительная обратная связь, обеспечивающая в сочетании с усилительными свойствами каскадов лавинное протекание процессов.

Опишем устойчивые состояния схемы и ее переключения (рис. 30, б). Предположим, транзистор VT1 заперт. Тогда при правильно выбранных сопротивлениях делителя  $R_1—R_{62}$  потенциал базы транзистора VT2 может быть достаточно отрицательным для насыщения транзистора. При этом  $U_{к2} \approx 0$  и потенциал базы транзистора VT1 не может быть отрицательным, т.е. VT1 действительно заперт. Этим доказано, что при одном открытом транзисторе, другой будет заперт.

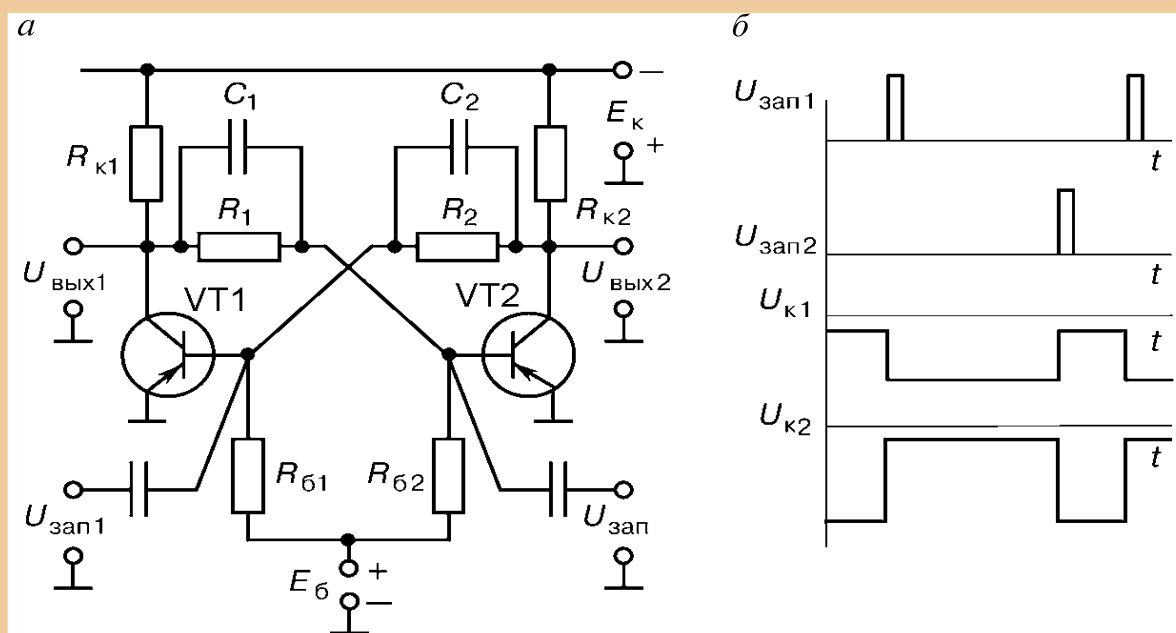


Рис. 3.30. Симметричный триггер с внешним смещением (а) и его временные диаграммы (б)

Чтобы вывести схему из устойчивого состояния, можно подать положительный запирающий импульс на базу открытого транзистора. Предположим, что такой импульс подан на базу насыщенного сейчас транзистора VT1. При этом VT1 выйдет из насыщения, и потенциал его коллектора станет более отрицательным, через делитель  $R_1—R_{62}$  отрицательный перепад передастся на базу транзистора VT2, что вызовет отпирание транзистора VT2. Вследствие этого появится ток  $I_{к2}$ , потенциал коллектора  $U_{к2}$  станет менее отрицательным, через делитель  $R_2—R_{61}$  это изменение передастся на базу транзистора VT1, ток  $I_{к1}$  уменьшится, потенциал коллектора  $U_{к1}$ , а следовательно, и базы VT2 станет более отрицательным, ток  $I_{к2}$  возрастет и т.д. Лавинообразный процесс увеличения тока  $I_{к2}$  и уменьшения тока  $I_{к1}$  завершится запирающим транзистора VT1 и отпиранием транзистора VT2, т.е. — переключением триггера в другое устойчивое состояние. Для нового переключения триггера положительный запускающий импульс нужно подать на базу насыщенного сейчас транзистора VT2.

Временные диаграммы переключающих импульсов и импульсов, формируемых на коллекторах транзисторов, приведены на рис. 3.30, б. Здесь и далее, импульсы на временных диаграммах изображены идеальными: длительность фронтов принята равной нулю.

Переключение триггера форсируется ускоряющими конденсаторами  $C_1$ ,  $C_2$  (рис 3.30, а). Во время лавинообразного опрокидывания схемы напряжения на них практически не успевают изменяться — конденсаторы  $C_1$ ,  $C_2$  представляют собой короткозамкнутые участки цепи. Поэтому изменения тока в базовой цепи транзистора под влиянием скачка напряжения на коллекторе другого плеча ограничиваются только входным сопротивлением транзистора. В отсутствие конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  изменения базовых токов ограничивались бы и резисторами  $R_1$ ,  $R_2$ .

Наряду с этим ускоряющие конденсаторы оказывают и отрицательное влияние. После каждого опрокидывания схемы конденсатор, присоединенный к коллектору закрывшегося транзистора, заряжается, а присоединенный к коллектору открывшегося транзистора разряжается. Это приводит к необходимости увеличивать интервал между двумя запускающими импульсами. Последние следует подавать с таким расчетом, чтобы к приходу очередного импульса напряжения на конденсаторах уже установились.

Кроме того, зарядка ускоряющего конденсатора через коллекторный резистор закрывшегося транзистора приводит к удлинению переднего фронта отрицательного импульса, а длительная разрядка — к искажению заднего фронта. Однако эти процессы длятся значительно меньшее время, чем зарядка и разрядка хранирующих конденсаторов в мультивибраторе; поэтому на форму выходных импульсов они существенного влияния не оказывают.

Триггер имеет два выхода. Потенциалы на них взаимно инвертированы: высокий потенциал на одном выходе соответствует низкому потенциалу на другом. Один из выходов называют основным (и обычно обозначают буквами  $Q$  или  $P$ ), другой — инверсным (обозначают буквами  $\bar{Q}$  или  $\bar{P}$ ).

О состоянии триггера судят по состоянию его основного выхода. Если на нем установился потенциал, кодируемый логической единицей, то говорят, что триггер находится в состоянии единицы и часто обозначают это как  $Q = 1$  (или  $P = 1$ ).

Вход, по которому запускающий импульс переключает триггер в состояние  $Q = 1$ , называют входом установки триггера в единицу и обозначают буквой  $S$ . Другой называют входом установки триггера в нуль и обозначают буквой  $R$ . Входы  $S$  и  $R$  информационные: через них в триггер поступает информация, выраженная наличием или отсутствием переключающего сигнала.

Триггеры называют триггером с установочными входами, или  $RS$ -триггерами. Условное обозначение их приведено на рис. 3.31; верхний на рисунке выход триггера — основной; нижний (обозначен кружком) — инверсный. Треугольниками на входах триггера отмечено, что он переключается по фронту положительного запускающего импульса: для развития процесса переключения достаточно весьма короткий импульс (по существу, фронт запускающего

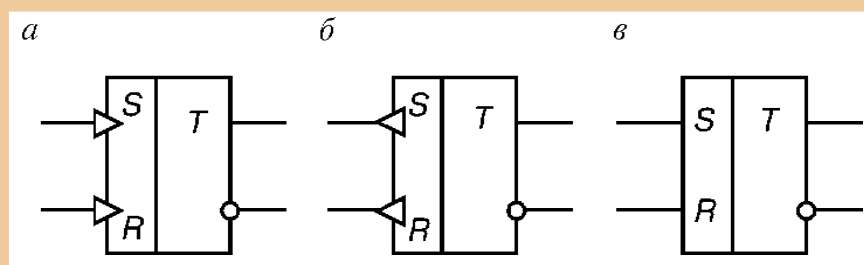


Рис. 3.31. Условное обозначение  $RS$ -триггера (а), (б), (в)

импульса) (рис. 3.31, *а*). Если переключение осуществляется по отрицательному фронту (как, например, в триггере на транзисторах *n-p-n*-типа), то острие треугольника направляют от условного изображения триггера (рис. 3.31, *б*). Входы триггера, по которым он переключается фронтом импульса, называют динамическими. Если переключение триггера осуществляется установившимся уровнем запускающего сигнала (т.е. требует сигнала большой длительности), то входы триггера называют статическими и на условном обозначении треугольником их не отмечают (рис. 3.31, *в*).

### 3.6.3. Интегральные триггеры

Интегральный триггер может быть выполнен монолитным (триггер интегрального исполнения) или реализован на логических микросхемах. Оба вида интегральных триггеров имеют обычно одинаковую функциональную структуру.

Интегральные триггеры бывают асинхронными (не тактируемыми) и синхронными (тактируемыми). Аналогично триггеру на дискретных компонентах, интегральный асинхронный триггер имеет лишь информационные входы, сигналы на которых с момента их появления определяют состояние триггера. Синхронный триггер кроме информационных входов имеет синхронизирующий (тактирующий, тактовый) вход; сигналы на информационных входах воздействуют на такой триггер только при сигнале на синхронизирующем входе.

*Асинхронный RS-триггер.* На выходе элемента И—НЕ (ИЛИ—НЕ) имеется инвертор (усилитель). Поэтому на двух таких элементах можно выполнить триггер, если вход одного элемента соединить с выходом другого.

Полученный таким образом триггер является асинхронным RS-триггером. Он имеет два входа: *S* — установки триггера в 1 и *R* — установки триггера в 0.

Асинхронный RS-триггер — простейший интегральный триггер, применяющийся самостоятельно, а также входящий в состав более сложных интегральных триггеров в качестве запоминающей ячейки.

*RS-триггер на элементах ИЛИ—НЕ.* Рассмотрим воздействие на такой триггер (рис. 3.32, *а*) комбинаций сигналов  $S = 1, R = 1$  и  $S = 0, R = 0$ .



Сочетание  $S = 1, R = 1$  является запрещенным, так как при нем на обоих выходах триггера устанавливаются логические 0 и после снятия входных сигналов состояние его непредсказуемо.

Для элемента ИЛИ—НЕ логический 0 — это пассивный сигнал: с поступлением его на вход состояние выхода элемента не изменяется. Поэтому появление комбинации  $S = 0, R = 0$  не изменяет состояние триггера.

Логическая 1 для элемента ИЛИ—НЕ является активным сигналом: наличие ее на входе однозначно определяет на выходе логический 0 вне зависимости от сигнала на другом входе. Отсюда следует: переключающим сигналом для рассматриваемого триггера является логическая 1, а также то, что вход  $S$  (установка триггера в состояние  $Q = 1$ ) должен быть связан с элементом, выход которого принят за  $Q$ .

Из всего сказанного следует: что для переключения триггера в состояние  $Q = 1$  на его входы следует подать комбинацию  $S = 1, R = 0$ , а для переключения в состояние  $Q = 0$  — комбинацию  $S = 0, R = 1$ .

Пусть триггер находится в состоянии 0 ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ), а на входах действуют сигналы  $S = 0, R = 0$ . Для его переключения в состояние  $Q = 1$  подадим на входы комбинацию  $S = 1, R = 0$ . Тогда на выходе элемента  $\Xi_2$  установится логический 0, на входах элемента  $\Xi_1$  будут одновременно действовать логические 0 и на выходе  $Q$  установится логическая 1 — триггер переключается в новое состояние ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ). Для его переключения из этого состояния на входы должна поступить комбинация  $S = 0, R = 1$ . После этого на выходе  $Q$  будет логический 0, на входах элемента  $\Xi_2$  одновременно окажутся логические 0 и его выход примет потенциал, соответствующий  $Q = 1$ , — триггер переключается в состояние  $Q = 0, \bar{Q} = 1$  (рис. 3.33).

Из изложенного следует: время переключения триггера ( $t_{\text{пер}}$ ) равно удвоенному времени переключения логического элемента (удвоенному времени задержки  $2t_3$ . Часто, предусматривая запас, принимают  $t_{\text{пер}} = 3t_3$ . Для надежного переключения тригге-

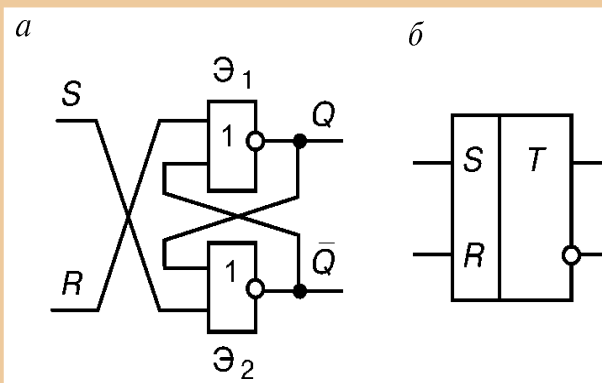


Рис. 3.32. Интегральный RS-триггер на элементах ИЛИ—НЕ (а) и его условное обозначение (б)

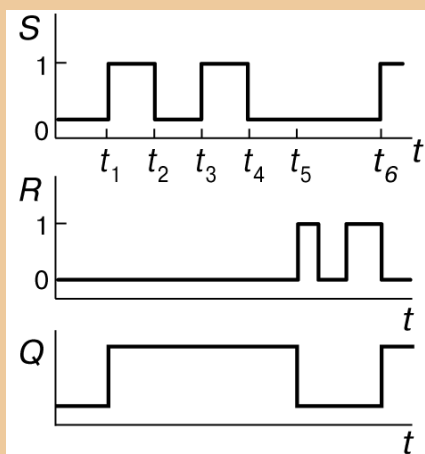


Рис. 3.33. Временные диаграммы  $RS$ -триггера

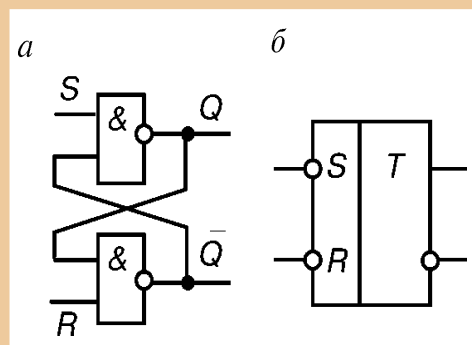


Рис. 3.34. Интегральный  $RS$ -триггер на элементах И—НЕ (а) и его условное обозначение (б)

ра длительность входного переключающего сигнала не должна быть меньше  $t_{\text{пер}}$ .

Условное изображение асинхронного  $RS$ -триггера со статическими входами приведено на рис. 3.32, б.

На входы элементов триггера поступают четыре сигнала:  $S$ ,  $R$ ,  $Q^t$  и  $\bar{Q}^t$ , где  $Q^t$  и  $\bar{Q}^t$  характеризуют исходное состояние триггера (до смены сигналов на входах  $S$  и  $R$ ). Три из них ( $S$ ,  $R$ ,  $Q^t$ ) являются независимыми переменными. Ими определяется новое состояние триггера ( $Q^{t+1}$ ), в которое он переключается вслед за сменой сигналов на входах  $S$  и  $R$ .

*$R$ - $S$ -триггер на элементах И—НЕ.* Для элемента И—НЕ активным сигналом является логический 0: наличие его хотя бы на одном входе обуславливает на выходе логическую 1 вне зависимости от сигналов на других входах. Логическая 1 для такого элемента является пассивным сигналом. С ее поступлением на вход состояние выхода элемента не изменяется. В силу сказанного, триггер на элементах И—НЕ (рис. 3.34) переключается логическим 0. На условном изображении такого триггера это отражают инверсными входами.

Для данного триггера комбинация входных сигналов  $S = 0$ ,  $R = 0$  является запрещенной, а комбинация  $S = 1$ ,  $R = 1$  не меняет его предыдущего состояния.

С учетом изложенного достаточно просто рассмотреть переключения триггера, что читатель легко сделает самостоятельно.

*Синхронный RSC-триггер.* На входы логического элемента или устройства сигналы не всегда поступают одновременно, так как перед этим могут проходить через разное число узлов, не обладающих к тому же одинаковой задержкой. Это явление называют состязаниями (или гонками). В результате его в течение некоторого времени на входах создается непредвиденная ситуация: новые значения одних сигналов сочетаются с предыдущими значениями других, что может привести к ложному срабатыванию элемента (устройства).

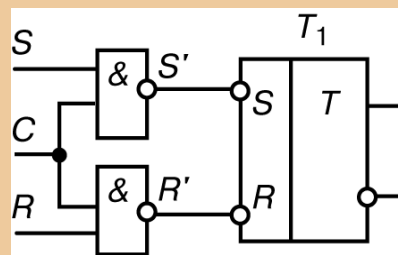


Рис. 3.35. Синхронный триггер RSC-типа в базисе И—НЕ

Последствия гонок можно устранить временным стробированием, когда на элемент кроме информационных сигналов подаются тактирующие (синхронизирующие) импульсы, к моменту прихода которых информационные сигналы заведомо успевают установиться на входах.

*Одноступенчатый синхронный RSC-триггер.* На рис. 3.35 дана схема тактируемого RSC-триггера, основу которого составляет асинхронный RS-триггер с инверсными входами (аналогичный изображенному на рис. 3.34). Чтобы обеспечить переключающий логический 0 на соответствующем входе  $T_1$ , в схеме использованы элементы И—НЕ. Логический 0 на выходе такого элемента будет при логических 1 на его входах, т.е. при  $S = 1$ ,  $C = 1$  или при  $R = 1$ ,  $C = 1$ .

На рис. 3.36 приведены временные диаграммы триггера, изображенного на рис. 3.35, без учета времени его переключения. Переключение триггера в состояние  $Q = 1$  происходит при  $S = 1$  с поступлением синхроимпульса 2, когда на выходе  $S'$  появляется логический 0.

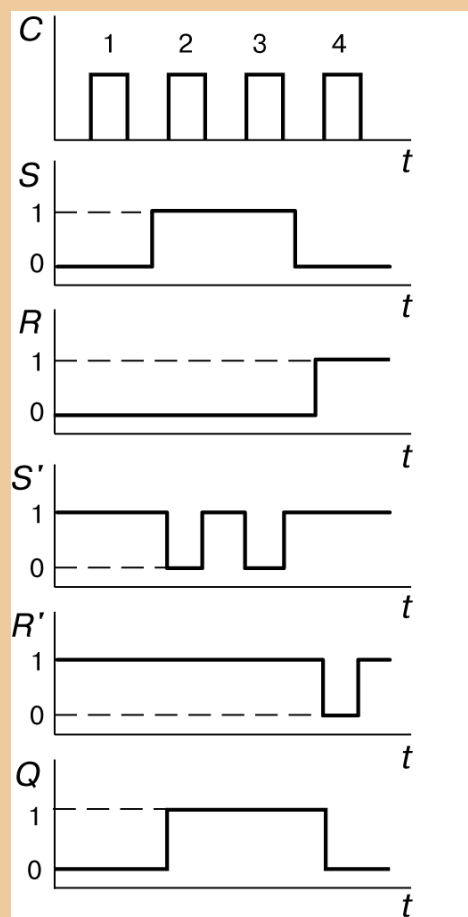


Рис. 3.36. Временные диаграммы RSC-триггера в базисе И—НЕ

Сигнал  $S' = 0$ , возникающий при поступлении синхроимпульса 3, переключения не вызывает, так как до этого триггер уже установлен в единичное состояние. Синхроимпульс 4 с сигналом  $R = 1$  обеспечивает  $R' = 0$ , что переключает триггер в состояние  $Q = 0$ .

В тексте тактируемый  $RS$ -триггер сокращенно обозначают символами  $R, S, C$ .

*Двухступенчатый синхронный  $RS$ -триггер.* Рассмотренные  $RSC$ -триггеры переключаются при наличии на  $C$ -входе импульса или потенциала. Тактирование триггера фронтом импульса или перепадом потенциала можно обеспечить, выполняя его двухступенчатым.

Каждая ступень такого триггера (рис. 3.37) — это синхронный  $RS$ -триггер. При наличии на шине  $C$  логической 1 триггер  $T_1$  воспринимает информацию, поступившую по шинам  $S$  и  $R$ , определяющую его состояние. В это время на  $C$ -входе триггера  $T_2$ , за счет инвертора, будет логический 0 и информация с выходов  $T_1$  не воздействует на  $T_2$ . В момент окончания действия логической 1 на шине  $C$  ( $C = 0$ ) на выходе инвертора появляется логическая 1, разрешающая перезапись в  $T_2$  информации из  $T_1$ .

Таким образом, в первую ступень информация с шин  $S$  и  $R$  записывается с приходом тактового импульса, т.е. по его переднему фронту; состояние первой ступени передается второй с окончанием тактового импульса, т.е. по его срезу.

Условное изображение двухступенчатого  $RS$ -триггера с динамическим  $C$ -входом, когда переключение происходит перепадом входного сигнала из 1 в 0 (перепадом 1/0), приведено на рис. 3.37, б.

Подчеркнем разницу между одноступенчатым и двухступенчатым синхронными триггерами. Одноступенчатый триггер (см. рис. 3.35, а) можно переключить, если при  $C = 1$  изменить комбинацию на установочных входах с прежней (например,  $S = 1, R = 0$ ) на новую

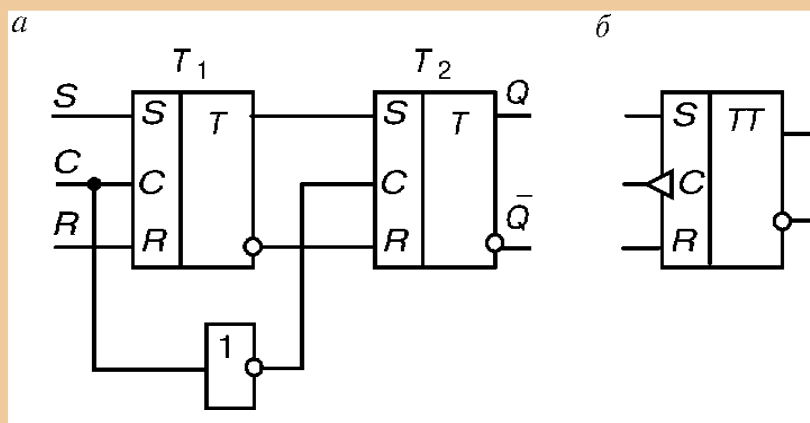


Рис. 3.37. Двухступенчатый синхронный  $RSC$ -триггер

( $S = 0$ ;  $R = 1$ ), или наоборот. В двухступенчатом триггере при  $C = 1$  вторая ступень отключена от первой, а при  $C = 0$  первая ступень не принимает информацию с  $S$ - и  $R$ -входов. Лишь при изменении сигнала на тактовом входе информация из первой ступени перезаписывается во вторую и состояния выходов  $Q$  и  $\bar{Q}$  изменяются.

По существу, переключение происходит в два такта; его осуществляют две последовательности импульсов, смещенные во времени. Одна из них воздействует на тактовый вход первой ступени, другая получается в данном случае ее инвертированием и снимается с выхода инвертора. Поэтому двухступенчатый триггер рассмотренной структуры называют двухтактным.

Синхронный триггер обычно имеет дополнительные асинхронные входы, по которым он — вне зависимости от сигнала на тактовом входе — переключается в состояние 1 (вход  $S$ ) или 0 (вход  $R$ ). Такие входы называют неактивируемыми. В тексте их указывают после информационных. Так,  $RS$ -триггер с асинхронными входами обозначается как  $RSRS$ .

Функциональная схема двухступенчатого триггера на элементах И—НЕ с инверсными асинхронными входами изображена на рис. 3.38. Здесь на элементах  $\Theta_3$ ,  $\Theta_4$  и  $\Theta_7$ ,  $\Theta_8$  выполнены элементарные  $RS$ -триггеры. Входная логика каждого из них реализована на элементах  $\Theta_1$ ,  $\Theta_2$  и  $\Theta_5$ ,  $\Theta_6$ , так что элементы  $\Theta_3$ ,  $\Theta_4$ ,  $\Theta_1$ ,  $\Theta_2$  составляют ведущий тактируемый  $RS$ -триггер, и элементы  $\Theta_7$ ,  $\Theta_8$ ,  $\Theta_5$ ,  $\Theta_6$  — ведомый тактируемый  $RS$ -триггер. Элемент  $\Theta_9$ , входы которого объединены, является инвертором.

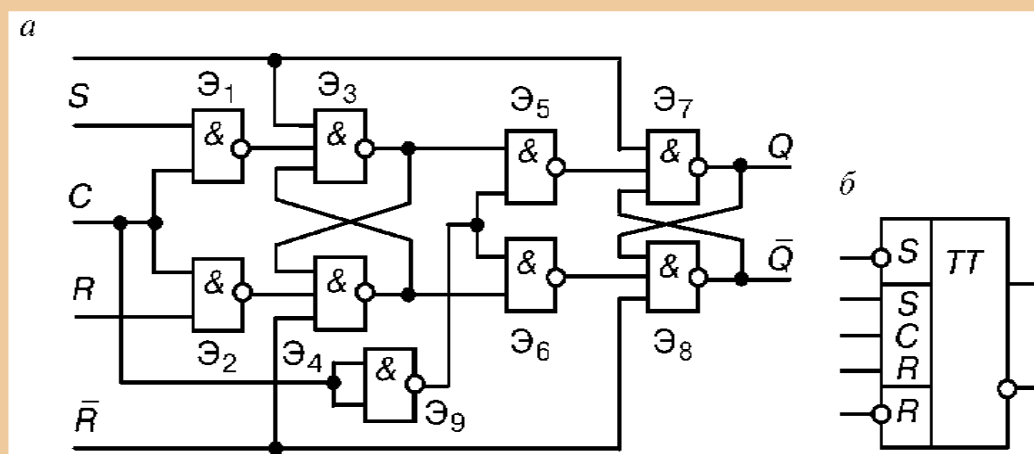


Рис. 3.38. Функциональная схема двухступенчатого триггера на элементах И—НЕ (а) и его условное обозначение (б)

Входы  $S$  и  $R$  непосредственно воздействуют на  $RS$ -триггеры первой и второй ступеней, для чего эти триггеры выполнены на трехвходовых элементах. Поэтому переключения триггера по входам  $S$  и  $R$  не требуют синхроимпульсов. При подаче на эти входы логической 1 ( $S = R = 1$ )  $RSC$ -триггер работает как обычный синхронный  $R$ - $S$ -триггер, так как его ступени его (логической 1) не переключаются. При  $S = 0$ ,  $R = 1$   $RSC$ -триггер устанавливается в состояние  $Q = 1$ , а при  $R = 0$ ,  $S = 1$  — в состояние  $Q = 0$ .

Условное изображение тактируемого  $RS$ -триггера с инверсными асинхронными входами показано на рис. 3.38, б.

*Триггер со счетным запуском ( $T$ -триггер).* Триггер со счетным запуском должен переключаться каждым импульсом на счетном входе  $T$  (счетным импульсом).

$T$ -триггер можно выполнить на базе  $RSC$ -триггера, если перед приходом каждого тактового импульса иметь на информационных входах потенциалы, которые после переключения должны быть на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ . Такими потенциалами до переключения обладают соответственно выходы  $Q$  и  $\bar{Q}$ , так как в результате переключения выходы любого триггера, но существу, обмениваются потенциалами. Поэтому каждым счетным импульсом будет обеспечено переключение, если выход  $\bar{Q}$  соединить с  $S$ -входом, а выход  $Q$  — с  $R$ -входом.

Однако такой  $T$ -триггер на основе одноступенчатого  $RSC$ -триггера не будет нормально функционировать: переключение триггера и вследствие этого смена потенциалов на  $S$ - и  $R$ - входах происходят за столь короткое время, за которое импульс на тактовом входе не успевает закончиться. В результате под действием одного счетного импульса триггер может переключиться несколько раз и его окончательное состояние непредсказуемо. Для устранения этого явления надо задержать изменение потенциалов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$  до окончания импульса на  $C$ -входе.

Такую возможность дает двухступенчатый  $RSC$ -триггер (рис. 3.39, а). С появлением тактового импульса триггер  $T_1$  первой ступени переключается в состояние, противоположное состоянию триггера  $T_2$ . Но это не вызывает изменения потенциалов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ , так как на тактовом входе триггера  $T_2$  за счет инвертора сейчас присутствует логический 0. Только после окончания импульса на входе  $T_1$  переключится триггер  $T_2$  и произойдет изменение потенциалов на выходах  $Q$  и  $\bar{Q}$ , а также на  $R$ - и  $S$ -входах первой ступени.



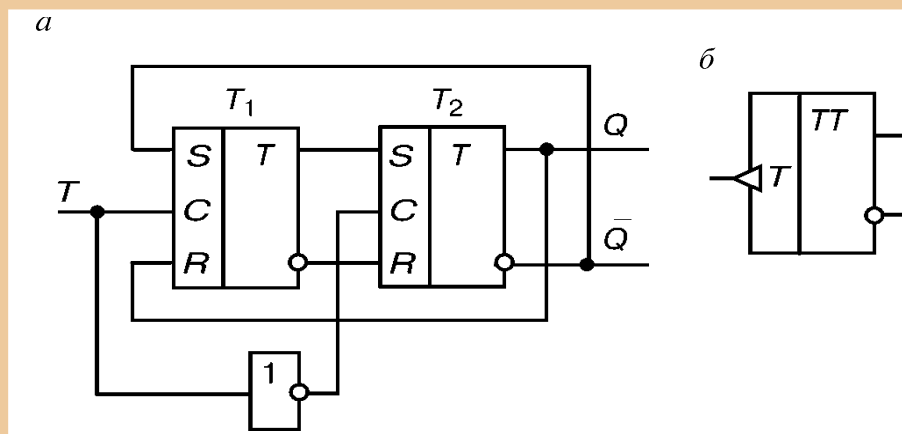


Рис. 3.39.  $T$ -триггер (а) и его условное обозначение (б)

В  $T$ -триггере так же, как в двухступенчатом тактируемом  $RSC$ -триггере, первая ступень переключается по переднему фронту входного импульса, а вторая — по срезу.

Условное изображение двухступенчатого  $T$ -триггера, переключающегося перепадом  $1/0$ , приведено на рис. 3.39, б.

*Триггер задержки ( $D$ -триггер).*  $D$ -триггер имеет один информационный  $D$ -вход и тактовый  $C$ -вход. Он состоит из синхронного  $RSC$ -триггера, дополненного инвертором (рис. 3.40).

При  $C = 1$  потенциал  $D$ -входа передается на  $S$ -вход триггера  $T_1$  ( $S = D$ ), а на входе  $R$  устанавливается потенциал  $R = D$ , т.е. сигналы на  $S$ - и  $R$ - входах оказываются взаимно инвертированными ( $S = R$ ). Это приводит к тому, что любой сигнал на входе  $D$  создает на  $S$ - и  $R$ - входах комбинацию ( $S = 1, R = 0$  или  $S = 0, R = 1$ ), способную переключить триггер в состояние  $Q = S = D$ . Таким образом, при  $C = 1$   $D$ -триггер является повторителем: на выходе  $Q$  повторяется потенциал входа  $D$ . Однако это повторение начинается только с поступлением тактового импульса на вход  $C$ , т.е. с задержкой относительно сменившегося потенциала на  $D$ -входе.

При  $C = 0$  триггер  $T_1$  и  $D$ -вход разобщены, поэтому  $S = R = 0$  и триггер хранит информацию, поступившую при  $C = 1$  с  $D$ -входа.

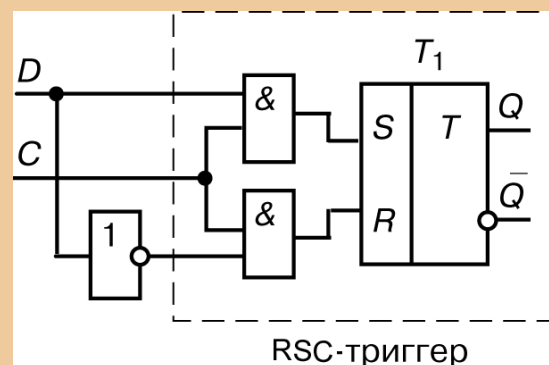


Рис. 3.40.  $D$ -триггер

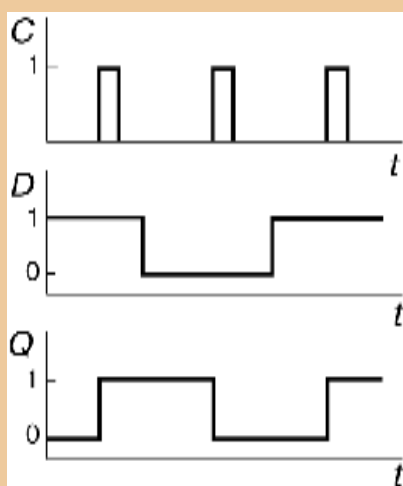


Рис. 3.41. Временные диаграммы  $D$ -триггера

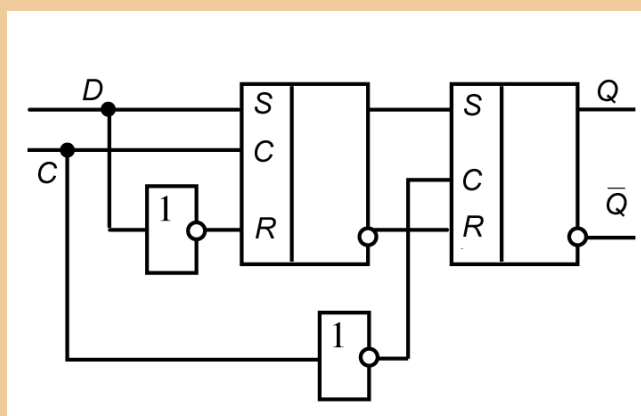


Рис. 3.42. Двухступенчатый  $D$ -триггер

На рис. 3.41 приведены временные диаграммы  $D$ -триггера. Выход  $Q$  повторяет состояние  $D$ -входа с поступлением очередного тактового импульса на вход  $C$ , т.е. с задержкой.

$D$ -триггер можно выполнить двухступенчатым (двухтактным). При этом его первая ступень представляет собой одноступенчатый  $D$ -триггер, а вторая ступень может быть синхронным  $RS$ -триггером (рис. 3.42). Состояние  $D$ -входа передается первой ступени с приходом тактового импульса, т.е. по его переднему фронту; вторая ступень принимает состояние первой с окончанием тактового импульса, т.е. по его заднему фронту. Условное изображение двухтактного  $D$ -триггера приведено на рис. 3.43,  $a$ .

Если после каждого переключения обеспечить автоматическую смену уровня потенциала на  $D$ -входе, то с каждым импульсом на  $C$ -входе триггер будет менять свое состояние. Указанная смена

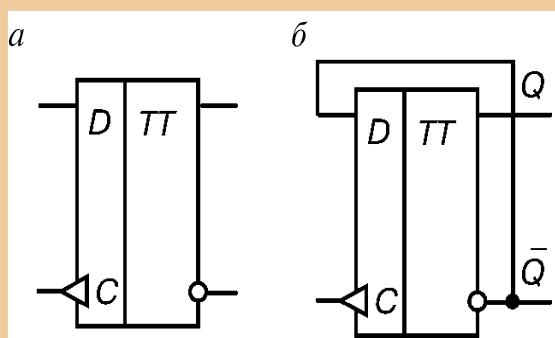


Рис. 3.43. Условное обозначение двухтактного  $D$ -триггера ( $a$ ),  $T$ -триггер на основе  $D$ -триггера ( $b$ )

будет осуществляться, если  $D$ -вход соединить с выходом  $Q$  (аналогично соединением в  $T$ -триггере).  $D$ -триггер в таком счетном режиме изображен на рис. 3.43,  $b$ .

На рис. 3.44,  $a$  приведена схема  $DV$ -триггера. Легко понять, что

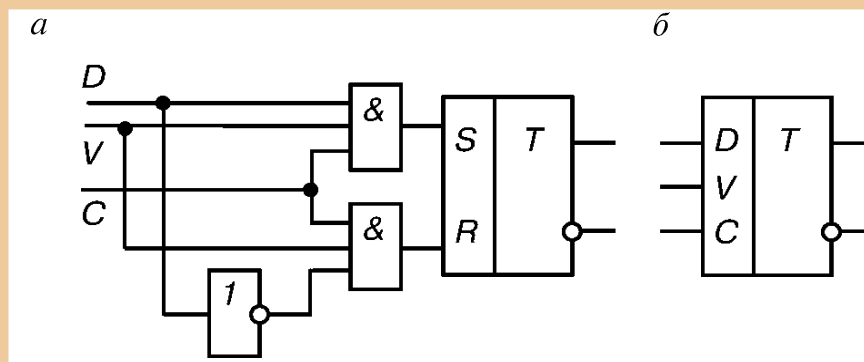


Рис. 3.44.  $DV$ -триггер (а) и его условное обозначение (б)

при  $V = 1$  он функционирует аналогично  $D$ -триггеру (см. рис. 3.42). Если на  $V$ -входе установить логический 0, то триггер блокируется: его состояние остается таким, каким оно было до этой установки вне зависимости от смены сигналов на  $D$ -входе и поступления синхронизирующих импульсов. Возможность отключать  $DV$ -триггер от информационных сигналов расширяет его функциональные возможности по сравнению с  $D$ -триггером. Условное изображение  $DV$ -триггера приведено на рис. 3.44, б.

Так как в рассматриваемых триггерах (см. рис. 3.42 и 3.44, а) информация поступает по одной шине на  $D$ -вход, то явление гонок здесь исключено. Это позволяет использовать  $D$ -триггеры в быстродействующих цифровых устройствах.

***JK-триггер.***  $JK$ -триггеры обычно выполняются тактируемыми. Такой  $JK$ -триггер имеет информационные входы  $J$  и  $K$ , которые по своему влиянию аналогичны входам  $S$  и  $R$  тактируемого  $RSC$ -триггера: при  $J = 1$ ,  $K = 0$  триггер по тактовому импульсу устанавливается в состояние  $Q = 1$ ; при  $J = 0$ ,  $K = 1$  — переключается в состояние  $Q = 0$ , а при  $J = K = 0$  — хранит ранее принятую информацию. Но в отличие от  $RSC$ -триггера одновременное присутствие логических 1 на информационных входах не является для  $JK$ -триггера запрещенной комбинацией; при  $J = K = 1$  триггер работает в счетном режиме, т.е. переключается каждым тактовым импульсом.

На рис. 3.45 изображена одна из функциональных схем  $JK$ -триггера. Она отличается от схемы  $T$ -триггера (см. рис. 3.39, а) элементами  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  входной логики первой ступени; для создания информационных входов  $J$  и  $K$  они выбраны трехходовыми. Переключающий вход  $C$  — динамический.

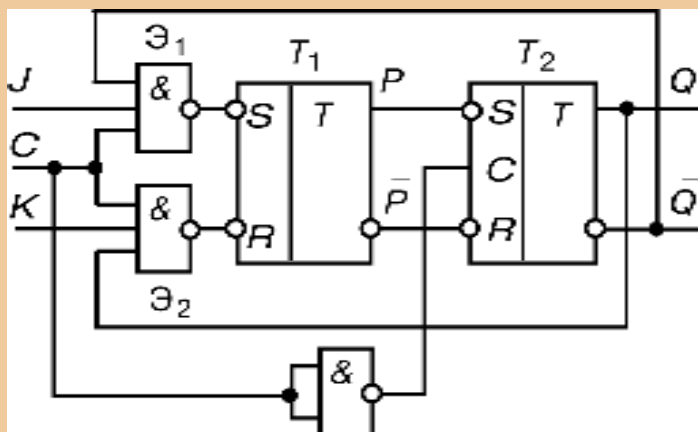


Рис. 3.45.  $JK$ -триггер

При  $J = K = 0$  на выходах элементов  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  устанавливаются логические 1, которые для триггеров с инверсными входами являются пассивными сигналами — триггер  $T_1$ , а следовательно, и  $JK$ -триггер в целом сохраняют прежнее состояние.

Логическая 1 на одном из входов элемента

И—НЕ не определяет потенциал на его выходе, поэтому сочетание  $J = K = 1$  не влияет на входную логику первой ступени — схемы  $T$ - и  $JK$ -триггеров принципиально перестают отличаться, т.е.  $JK$ -триггер работает в счетном режиме.

Чтобы на выходе элемента  $\mathcal{E}_1$  появился логический 0 (которым триггер  $T_1$  может переключаться в состояние  $P = 1$ ), на его входах необходимо присутствие сигналов  $J = 1$ ,  $C = 1$ , а также логической 1 с выхода  $Q$ . Аналогично, логический 0 будет на выходе элемента  $\mathcal{E}_2$ , когда  $K = 1$ ,  $C = 1$  и  $Q = 1$ . Таким образом, комбинация  $J = 1$ ,  $K = 0$  обуславливает по тактовому импульсу переключение  $JK$ -триггера в целом в состояние  $Q = 1$ , а комбинация  $J = 0$ ,  $K = 1$  — в состояние  $Q = 0$ .

При  $J = K = 0$ ,  $Q^{t+1} = Q^t$  — триггер сохраняет предыдущее состояние; комбинация  $J = 1$ ,  $K = 1$  приводит к тому, что тактовым импульсом триггер переключается в состояние, противоположное предыдущему:  $Q^{t+1} = \overline{Q^t}$ . Сочетания  $J = 1$ ,  $K = 0$ ,  $K = 1$  дают триггеру разрешение переключиться соответственно в состояния  $Q = 1$  и  $Q = 0$ .

На рис. 3.46,а приведено условное изображение  $JK$ -триггера с инверсными  $S$ - и  $R$ - входами для асинхронной (неактивируемой) установки его в состояния 1 и 0, с динамическим тактовым входом  $C$ , изменение потенциала 1/0 на котором вызывает переключение. Триггер имеет три  $J$ -входа и три  $K$ -входа; каждая группа входов объединена конъюнкцией, т.е. элемент  $\mathcal{E}_1$  (см. рис. 3.45) имеет три входа  $J$ , а элемент  $\mathcal{E}_2$  — три входа  $K$ .

На базе тактируемого  $JK$ -триггера можно просто реализовать  $T$ -триггер (рис. 3.46, б),  $D$ -триггер (рис. 3.46, в) и  $DV$ -триггер (рис. 3.46, г); функционирование их в такой форме в дополнительных пояснениях не нуждается.

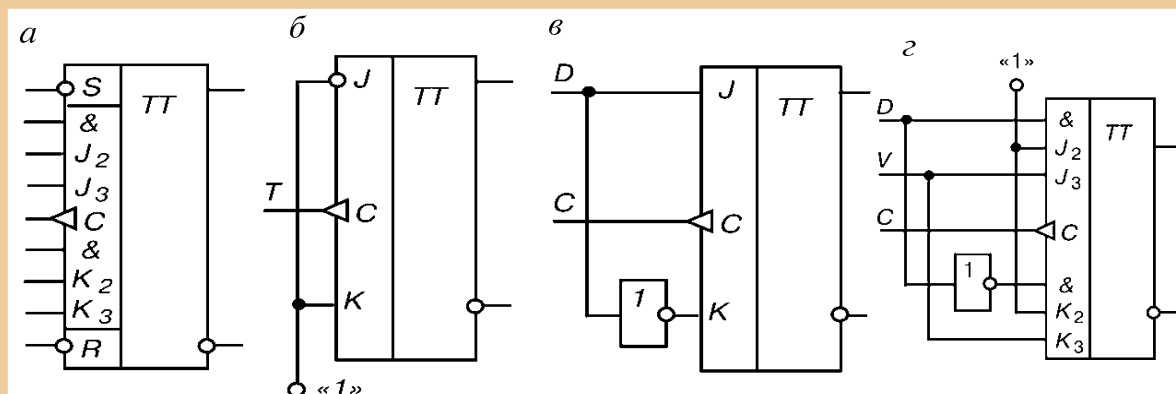


Рис. 3.46. Условное обозначение  $JK$ -триггера ( $a$ ), триггеров  $T$ -,  $D$ -,  $DV$ -типа на основе  $JK$ -триггера (соответственно  $б$ ,  $в$ ,  $г$ )

**Триггер Шмитта.** Интегральные триггеры Шмитта повторяют принципиальные особенности подобных триггеров на дискретных компонентах: одна связь плеч схемы — коллекторно-базовая, другая — эмиттерная.

На рис. 3.47 приведена схема триггера Шмитта на расширителях по ИЛИ для базовых ТТЛ-элементов. Расширители являются плечами схемы. Коллектор транзистора  $VT2$  связан с базой  $VT4$  через транзистор  $VT3$ , эмиттерная связь — через резистор  $R_3$ . Подбором резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  можно регулировать пороги срабатывания триггера.

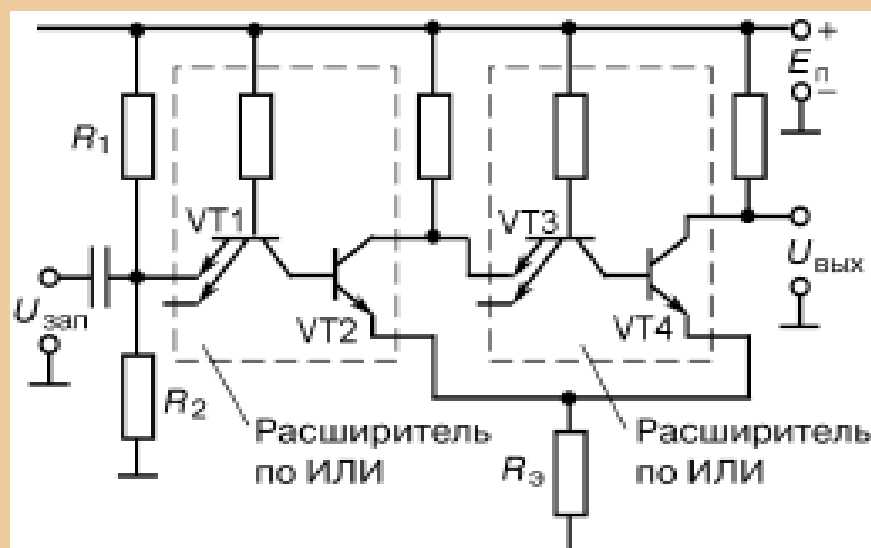


Рис. 3.47. Триггер Шмитта

Триггеры Шмитта выпускаются отечественной промышленностью в виде монолитных интегральных схем. Кроме собственно триггера, они обычно содержат сложный инвертор на выходе для повышения нагрузочной способности, а также входную логику, расширяющую функциональные возможности микросхемы.

Триггеры Шмитта в основном используются как пороговые устройства, а также для формирования прямоугольных импульсов из напряжения произвольной формы.

#### 3.6.4. Счетчики

Счетчик предназначен для счета поступающих на его вход импульсов, в интервале между которыми он должен хранить информацию об их количестве. Поэтому счетчик состоит из запоминающих ячеек-триггеров.

Между собой ячейки счетчика соединяются таким образом, чтобы каждому числу импульсов соответствовали единичные состояния определенных ячеек. При этом совокупность единиц и нулей на выходах  $n$  ячеек счетчика представляет собой  $n$ -разрядное двоичное число, которое однозначно определяет количество прошедших на входе импульсов. Поэтому ячейки счетчика называют его разрядами.

Каждый разряд счетчика может находиться в двух состояниях. Число устойчивых состояний, которое может принимать данный счетчик, называют его емкостью, модулем счета или коэффициентом пересчета.

Если с каждым входным импульсом зарегистрированное («записанное») в счетчике число увеличивается, то такой счетчик — суммирующий, если же оно уменьшается, то — вычитающий. Счетчик, работающий как на сложение, так и на вычитание, называют *реверсивным*.

Счетчик, у которого под воздействием входного импульса переключение соответствующих разрядов происходит последовательно друг за другом, называют асинхронным, а когда переключение происходит одновременно (или почти одновременно), — синхронным.

*Асинхронные счетчики.* В большинстве случаев счетчики строятся таким образом, чтобы записываемое в них число было выражено в натуральном двоичном коде. В таком коде «вес» единицы в младшем разряде равен единице, а в каждом последующем



разряде вдвое больше, чем в предыдущем. В данном параграфе рассматриваются именно такие счетчики.

*Суммирующий асинхронный счетчик.* Чтобы выяснить структуру суммирующего счетчика, прибавим к двоичному числу единицу. При сложении единиц одноименных разрядов получается число, «вес» которого вдвое превышает «вес» единицы в данном разряде; поэтому оно переносится в следующий старший разряд и записывается в нем как единица:

$$\begin{array}{r} 110110 \quad 110111 \\ + \quad \underline{\quad} 1 \quad + \quad \underline{\quad} 1 \\ \hline 110111 \quad 111000 \end{array}$$

В каждом примере сравним поразрядно исходное число и результат (110110 и 110111, а также 110111 и 111000). При этом будем говорить, что в ходе арифметического действия разряд исходного числа переключается, если в одноименном разряде результата записана другая цифра. Так, в исходном числе первого примера переключается только первый (младший) разряд, а в исходном числе второго примера переключаются с первого по четвертый разряды.

Выполнив указанное сравнение, приходим к выводу: младший разряд исходного числа всегда переключается. Каждый более старший разряд переключается, если предыдущий переключается из 1 в 0. Так, второй разряд исходного числа в первом примере не переключается, так как предыдущий (младший) переключился из 0 в 1; во втором примере вслед за младшим разрядом переключился второй, третий и четвертый, так как каждый предыдущий переключался из 1 в 0. Переключение разрядов происходит последовательно, друг за другом.

Перейдем к определению искомой структуры счетчика. Для этого поставим в соответствие: исходному числу — число, записанное в счетчик; прибавляемой единице — поступающий на вход импульс; единице, переносимой в следующий разряд, — переключающий перепад на выходе триггера счетчика.

По определению, триггеры (разряды) асинхронного счетчика переключаются последовательно друг за другом (как разряды двоичного числа в рассмотренных примерах). Поэтому работа его на сложение должна соответствовать рассмотренной процедуре арифметического сложения. Это означает, что счетные импульсы следует подавать на вход триггера первого (младшего) разряда, каждым из

которых он должен переключаться. Между собой триггеры должны быть соединены так, чтобы обеспечить переключение последующего, когда предыдущий переходит из 1 в 0; все триггеры должны быть счетными, чтобы изменять свое состояние под действием каждого переключающего перепада.

Перечисленным требованиям удовлетворяет схема счетчика (рис. 3.48). Перепадом 1/0 первого входного импульса триггер  $T_1$  устанавливается в «1»; на его выходе  $Q_1$  появляется перепад 0/1, не являющийся переключающим для триггера  $T_2$ . Второй входной импульс возвращает  $T_1$  в нулевое состояние; на выходе  $Q_1$  формируется перепад 1/0, переключающий  $T_2$  в состояние «1». Третий импульс (аналогично первому) устанавливает в «1» первый триггер, на выходе которого формируется неперекрывающийся перепад 0/1. Четвертый импульс (аналогично второму) возвращает первый триггер в состояние «0»; при этом на его выходе появляется перепад 1/0, которым в «0» устанавливается второй триггер, а перепадом 1/0 на выходе второго триггера в «1» устанавливается третий триггер.

Полное представление о состояниях счетчика (рис. 3.48) — в зависимости от числа прошедших на входе импульсов — дают временные диаграммы (рис. 3.49), где изображены: последовательность входных импульсов (на входе  $T$ ), а также состояния триггеров — первого ( $Q_1$ ), второго ( $Q_2$ ) и третьего ( $Q_3$ ). Фронты импульсов на диаграммах показаны идеальными; потенциал, соответствующий логическому «0», считается равным нулю; переключающие перепады для наглядности помечены крестиками.

Рассмотрим действие на счетчик, к примеру, шестого импульса. По его спаду триггер  $T_1$  устанавливается в «0, перепад 1/0 на его выходе  $Q_1$  переключает в «1» триггер  $T_2$ , а триггер  $T_3$  остается в

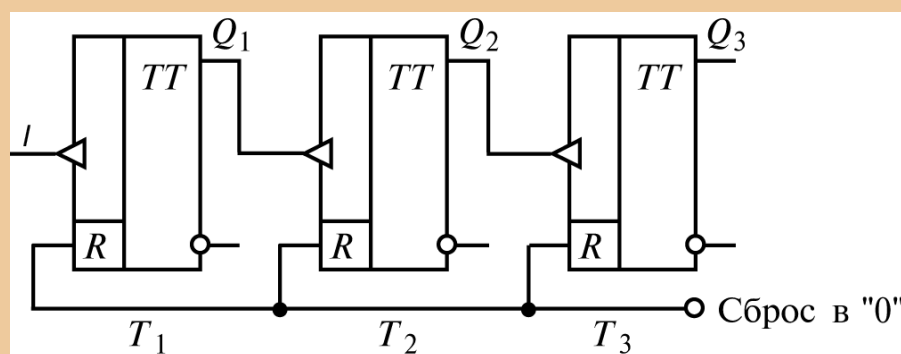


Рис. 3.48. Суммирующий асинхронный счетчик

прежнем (единичном) состоянии, так как перепад 0/1 на выходе  $Q_2$  не является переключающим. Аналогично можно рассмотреть действие и других импульсов.

Из анализа временных диаграмм (рис. 3.49) следуют следующие выводы:

1. Частота импульсов на выходе каждого триггера вдвое меньше частоты импульсов на его входе, а  $n$  разрядов счетчика делят частоту входных импульсов в  $2^n$  раз. С наибольшей частотой (равной частоте входных импульсов) переключается входной триггер счетчика.

2. В момент, предшествующий переключению очередного разряда, все предыдущие разряды счетчика находятся в состоянии «1».

3. Восьмой импульс для трехразрядного счетчика (рис. 3.49) — импульс переполнения: им все триггеры устанавливаются в 0 (счетчик «обнуляется»). Девятым импульсом счетчик вновь начинает заполняться. В общем случае число входных импульсов, которое может быть зарегистрировано счетчиком, равно  $2^n - 1$ , где  $n$  — число разрядов.

Если счетчик используется по прямому назначению, то его емкость  $K_{\text{сч}}$  должна превышать максимально возможное число поступающих импульсов, если же его применять для деления частоты входных импульсов, то его емкость должна равняться требуемому коэффициенту деления.

Табл. 3.5 — переключательная таблица суммирующего счетчика. В ее первом и четвертом столбцах указано число поступающих на вход импульсов — в десятичном ( $n_{10}$ ) и двоичном ( $n_2$ ) кодах. Двоичное число  $Q_3 Q_2 Q_1$  по строке таблицы, представленное состояниями разрядов счетчика, совпадает, естественно, с числом  $n_2$ .

Если в счетчике используются триггеры, переключающиеся перепадом 0/1, то вход последующего триггера нужно соединить с инверсным выходом предыдущего (рис. 3.50), на котором формируется этот перепад, когда по основному выходу триггер переключается из «1» в «0».

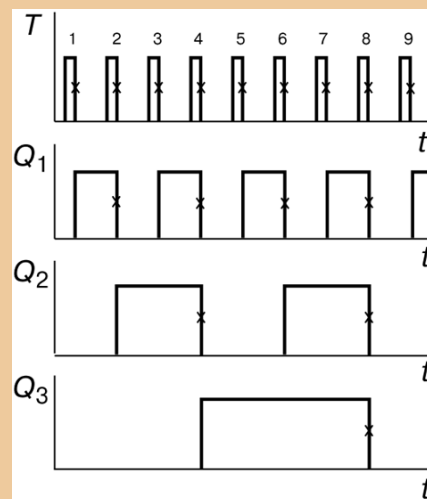


Рис. 3.49. Временные диаграммы для суммирующего асинхронного счетчика

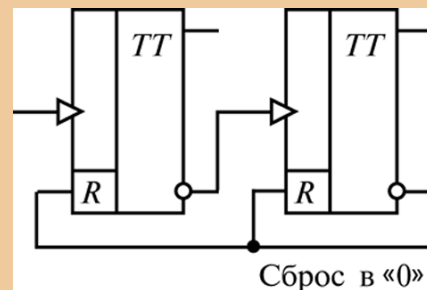


Рис. 3.50. Суммирующий асинхронный счетчик, управляемый перепадом 0/1

Таблица. 3.5

## Переключательная таблица суммирующего счетчика

Число входных импульсов $n_0$	$T_3Q_3$	$T_2Q_2$	$T_1Q_1$	Двоичный эквивалент числа $n_{10}(n_2)$
0	0	0	0	000
1	0	0	1	001
2	0	1	0	010
3	0	1	1	011
4	1	0	0	100
5	1	0	1	101
6	1	1	0	110
7	1	1	1	111

*Вычитающий асинхронный счетчик.* Чтобы выяснить принцип построения вычитающего счетчика, вычтем из двоичного числа единицу:

$$\begin{array}{r} 111001 \quad 111000 \\ - \quad \quad 1 \quad - \quad \quad 1. \\ \hline 111000 \quad 110111 \end{array}$$

Если в каждом примере поразрядно сравнить исходное число и результат (111001 и 111000, а также 111000 и 110111), можно сделать вывод, что младший разряд исходного числа переключается всегда; каждый более старший разряд переключается, если предыдущий переключился из «0» в «1».

Применительно к асинхронному счетчику на вычитание это означает, что счетные импульсы следует подавать на вход триггера младшего разряда, а между собой триггеры должны быть соединены так, чтобы обеспечить переключение последующего, когда предыдущий по основному выходу переходит из «0» в «1». Для выполнения последнего условия счетный вход последующего триггера следует соединить с инверсным выходом предыдущего, если триггеры переключаются перепадом 1/0, или с основным выходом, если триггеры переключаются перепадом 0/1.

Схема вычитающего счетчика на триггерах, переключающихся перепадом 1/0, приведена на рис. 3.51. По входам  $S$  в разряды счет-

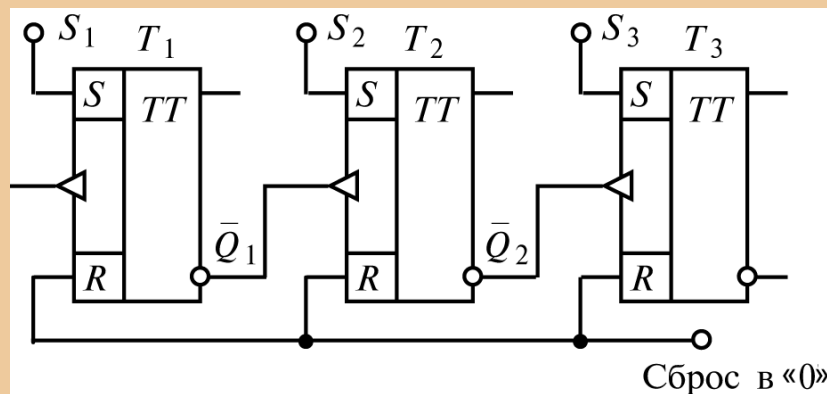


Рис. 3.51. Вычитающий асинхронный счетчик

чика заносится двоичное число, из которого нужно вычесть число, представляемое количеством входных импульсов.

Переключательная таблица вычитающего счетчика совпадает с табл. 3.6, если последнюю (за исключением крайних столбцов) читать снизу вверх. Пусть, например, в счетчик (рис. 3.51) записано число  $510 = 1012$ . Первым входным импульсом триггер  $T_1$  переключится из «1» в «0» (по основному выходу); при этом на инверсном выходе  $\bar{Q}_1$  возникнет перепад 0/1, которым триггер  $T_2$  переключиться не сможет; в счетчике останется число  $1002 = 410$ . Второй входной импульс устанавливает  $T_1$  в состояние «1», на выходе  $\bar{Q}_1$  появляется перепад 1/0, который переключает  $T_2$  в состояние «1», а формирующийся при этом на  $\bar{Q}_2$  перепад 1/0 переключает  $T_3$  в состояние «0» — в счетчике остается число  $0112 = 310$ . Аналогично можно рассмотреть действие последующих входных импульсов. Очевидно, что после пятого входного импульса во все разряды счетчика будут записаны нули.

Асинхронные счетчики имеют простую структуру, но обладают рядом недостатков. Один из них состоит в сравнительно низком быстродействии: к  $k$ -му разряду переключающий сигнал проходит через  $(k-1)$  предыдущих; поэтому интервал между соседними входными импульсами должен превышать  $t_n(n-1)$ , где  $t_n$  — время переключения триггера;  $n$  — число разрядов счетчика. Другой недостаток — в ходе переключения младшие разряды счетчика принимают уже новые состояния, в то время как старшие еще находятся в прежнем, т.е. при смене одного числа другим счетчик проходит ряд промежуточных состояний, каждое из которых может быть принято за двоичный код числа прошедших на входе импульсов.

*Синхронные счетчики.* Переключающиеся разряды синхронного счетчика должны переходить в новые состояния одновременно (синхронно). Для этого на входы всех разрядов каждый счетный импульс поступает одновременно, а переключение разрядов в нужной последовательности обеспечивается логическими цепями, которые при поступлении входного импульса одни триггеры удерживают от переключения, а другим разрешают переключаться. Триггеры синхронного счетчика, кроме счетного, должны иметь информационные входы, на которые поступают разрешения или запреты с логических цепей.

На рис. 3.52 представлена функциональная схема четырехразрядного синхронного счетчика на  $JK$ -триггерах. На тактовые вхо-

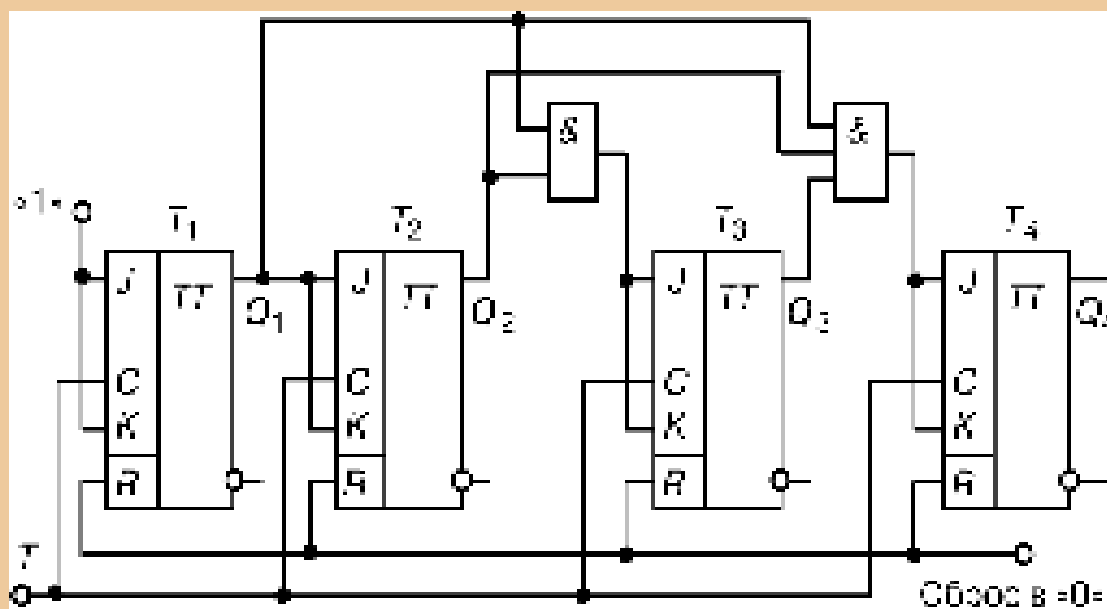


Рис. 3.52. Четырехразрядный синхронный счетчик на  $JK$ -триггерах



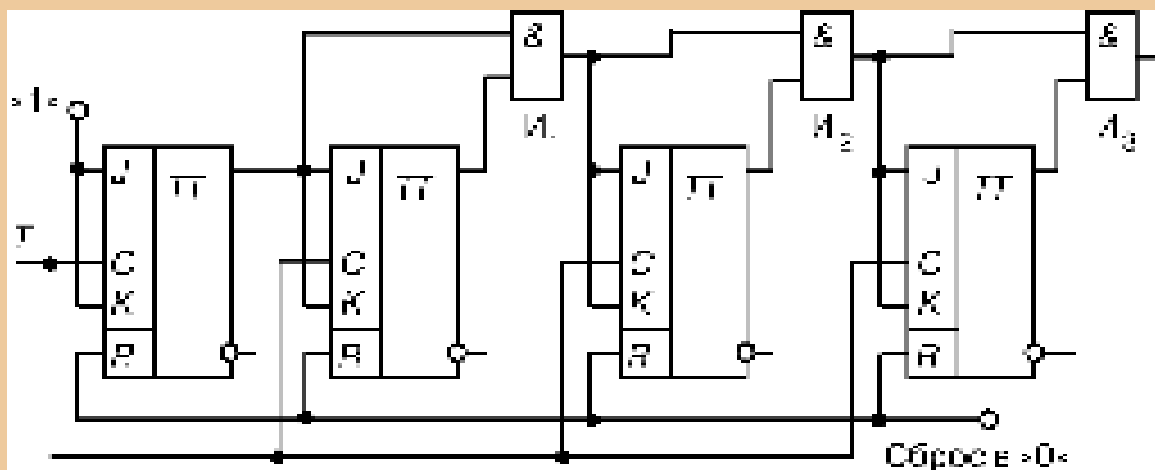


Рис. 3.53. Синхронный счетчик с двухвходовыми конъюнкторами

ды  $C$  всех триггеров счетные импульсы поступают одновременно с входа  $T$ . Информационные входы  $J$  и  $K$  каждого триггера объединены. Триггер  $T_1$  переключается каждым счетным импульсом, так как на его входы  $J$  и  $K$  постоянно подается «1». Остальные триггеры переключаются счетными импульсами при следующих условиях:  $T_2$  — при  $Q_1 = 1$ ;  $T_3$  — при  $Q_1 = 1, Q_2 = 1$ ;  $T_4$  — при  $Q_1 = 1, Q_2 = 1, Q_3 = 1$ .

Недостаток описанного счетчика — необходимость иметь конъюнкторы с большим количеством входов, число которых должно возрастать с увеличением числа разрядов.

Количество входов конъюнктора ограничено. Поэтому в многоразрядных счетчиках используют конъюнкторы с небольшим числом входов, которыми составляют многовходовые. На рис. 3.53 изображена функциональная схема уже рассмотренного счетчика, содержащая двухвходовые конъюнкторы.

Элементы  $И_1$  и  $И_2$  составляют трехвходовый конъюнктор, а элементы  $И_1, И_2, И_3$  — четырехвходовый. За счет последовательного включения конъюнкторов увеличивается время распространения логической «1» — сигнала, разрешающего переключение, т.е. уменьшается быстродействие счетчика. Однако время задержки сигнала логическим элементом в несколько раз меньше, чем триггером; поэтому выигрыш в быстродействии — по сравнению с асинхронным счетчиком — все равно будет существенным.

На  $JK$ -триггерах, имеющих по несколько входов  $J$  и  $K$ , можно построить синхронный счетчик без внешних конъюнкторов, но с ограниченным числом разрядов.

*Реверсивный синхронный счетчик.* Такой счетчик должен работать как на сложение, так и на вычитание. Из сравнения схем рис. 3.48 и 3.51 следует, что для перехода от сложения к вычитанию и обратно нужно изменять подключение входа последующего триггера к выходам предыдущего.

Такая программа реализуется в схеме реверсивного счетчика (рис. 3.54). До некоторой степени эта схема аналогична схеме суммирующего синхронного счетчика (см. рис. 3.53): на объединенные входы  $J$  и  $K$  каждого триггера подается конъюнкция сигналов с выходов предыдущих триггеров. Разница состоит в том, что входы  $J$  и  $K$  каждого триггера через дизъюнктор могут присоединяться к основному выходу предыдущего триггера (через конъюнктор верхнего ряда) или к инверсному выходу (через конъюнктор нижнего ряда).

Чтобы осуществить сложение, на шину сложения подается «1», которой вводятся в действие конъюнкторы верхнего ряда. При этом на шине вычитания присутствует «0», за счет чего конъюнкторы нижнего ряда выключены. Вычитание осуществляется с подачей «1» на шину вычитания и «0» на шину сложения. Счетные импульсы поступают на вход  $T$ .

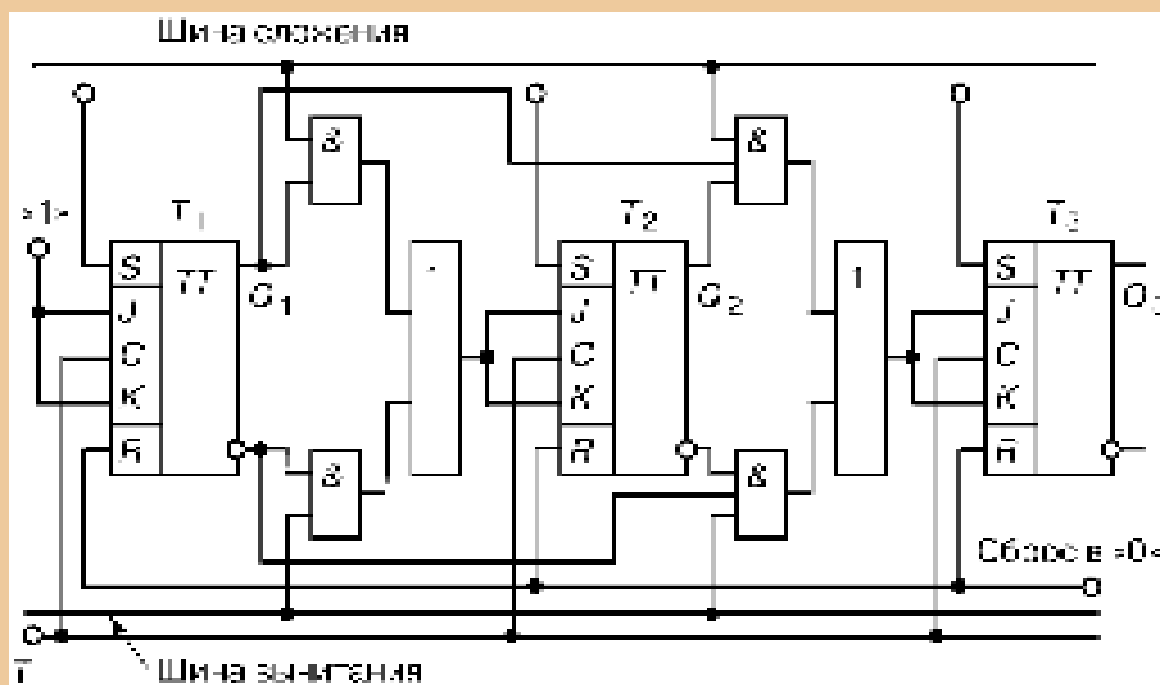


Рис. 3.54. Реверсивный синхронный счетчик

Каждый триггер переключается по тактовому входу  $C$  при  $J = K = 1$ , что имеет место, когда на выходах всех предыдущих триггеров (на основных — при сложении, на инверсных — при вычитании) будут логические единицы. Как следует из изложенного ранее, это является условием правильной работы счетчиков в натуральном двоичном коде.

Пусть, к примеру, в счетчик, установленный на сложение, записано число  $1002 = 410$  ( $Q_3 = 1, Q_2 = Q_1 = 0$ ). Так как при этом  $J_2 = K_2 = 0$ ;  $J_3 = K_3 = 0$  и постоянно  $J_1 = K_1 = 1$ , то первый счетный импульс может переключить только первый разряд. Вслед за этим с выхода  $Q_1$  на входы  $J_2, K_2$  поступит «1», поэтому второй счетный импульс установит в «1» второй разряд и сбросит в «0» первый. Далее процесс счета протекает аналогично, и с приходом на вход каждого счетного импульса регистрируемое в счетчике число возрастает на единицу.

Пусть при тех же условиях ( $Q_3 = 1, Q_2 = Q_1 = 0$ ) счетчик устанавливается в режим вычитания. Теперь входы  $J$  и  $K$  каждого триггера получают информацию с инверсного выхода предыдущего, т.е. сейчас  $J_3 = K_3 = 1$ ;  $J_2 = K_2 = 1$ ;  $J_1 = K_1 = 1$ . Поэтому первый счетный импульс переключит все рассматриваемые разряды, установив ( $Q_3 = 0, Q_2 = Q_1 = 1$ , т.е. уменьшив предварительно записанное в счетчик число на единицу. Аналогично действует каждый входной импульс.

*Десятичные счетчики.* Особое место среди недвоичных счетчиков занимают десятичные (декадные) счетчики, с коэффициентом пересчета  $K_{сч} = 10$ . Десятичный счетчик позволяет представить число поступающих импульсов в привычном десятичном коде. Для получения указанного значения  $K_{сч}$ , такой счетчик содержит четыре триггера, избыточные состояния которых исключаются тем или иным образом.

На рис. 3.55 изображена структурная схема счетчика, состоящего из трех последовательно соединенных десятичных счетчиков (декад) I, II, III. Информация о каждом из девяти импульсов накапливается в декаде; десятым импульсом она обнуляется, и «1» переписывается в следующую декаду. Следовательно, декада I обнуляется каждым десятым входным импульсом, II — каждым сотым, III —

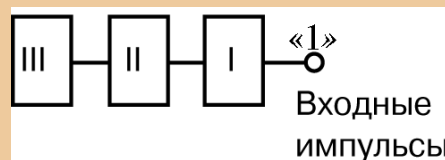


Рис. 3.55. Структурная схема десятичного счетчика

каждым тысячным. Если на вход  $T$  счетчика прошло, к примеру, 283 импульса, то декада I обнуляется 28 раз, после чего в нее еще записывается число 3; в декаду II переносится двадцать восемь единиц, которыми она обнулится два раза, после чего в нее окажется записанным число 8; в декаду III из декады II переносятся две единицы.

Таким образом, в каждую декаду в двоичном коде записано число, соответствующее цифре в разряде десятичного числа. Такая система представления числа называется *двоично-десятичной*. В этой системе число 283 записывается как 0010 1000 0011, где сохранены позиции десятичных разрядов,  $0010_2 = 2_{10}$ ,  $1000_2 = 8_{10}$ ,  $0011_2 = 3_{10}$ .

К выходам триггеров каждой декады можно присоединить дешифратор и индикатор, с помощью которых двоичное число представляется в десятичном коде.

В приведенном примере занесения в счетчик числа 283 предполагалось, что каждая декада работает в натуральном двоичном коде, т.е. с весами двоичных разрядов (начиная со старшего), соответственно равными 8, 4, 2, 1. В этом случае говорят, что декада работает в коде 8-4-2-1. Десятичные счетчики могут выполняться и с другими весами разрядов (могут работать в других кодах).

Счетчики входят в состав разнообразных цифровых устройств. Рассмотрим их использование в электронных часах. Такие часы содержат генератор стабильной частоты (ГСЧ), набор счетчиков-делителей частоты и блок индикации времени. Частота колебаний от ГСЧ понижается делителями до 1 Гц (один импульс в секунду). Эти секундные импульсы поступают на счетчик секунд с коэффициентом пересчета, равным 60, и на его выходе формируются импульсы с периодом в одну минуту. Каждым 60-м секундным импульсом счетчик секунд обнуляется, и «1» записывается в счетчик минут. Этот счетчик аналогичен секундному, и на его выходе формируются импульсы с периодом в 1 час. Они поступают на счетчик часов, имеющий коэффициент пересчета, равный 24. Двоичные числа на выходах счетчиков секунд, минут и часов соответствуют текущему времени.

Начальная установка часов производится с помощью секундных импульсов, которые в этом режиме могут непосредственно подаваться на счетчик часов, а затем на счетчик минут, быстро заносая в них числа, соответствующие точному времени. Для его индикации привычными десятичными цифрами служит преобразователь кода. Чтобы структура такого преобразователя была

проще, заносимые в счетчики числа должны представляться в двоично-десятичном коде. Для этого каждый счетчик времени составляется десятичным счетчиком единиц и счетчиком десятков. Счетчики десятков секунд и минут имеют коэффициент пересчета, равный шести, а в счетчик десятков часов могут быть записаны числа 0, 1, 2. После того как на индикаторе появится 23 ч 59 м 59 с, следующим секундным импульсом все счетчики времени обнулятся и начнется фиксация времени новых суток.

*Интегральные микросхемы счетчиков.* Отечественная промышленность выпускает разные типы счетчиков в виде интегральных микросхем. В качестве примера на рис. 3.56, а приведено условное изображение микросхемы (серии К155), содержащей счетчик с  $K_{сч} = 5$  и триггер, которые при последовательном соединении составляют декаду, работающую в коде 8-4-2-1. Вход триггера (вывод 14) обозначен  $C_1$ , а у его выхода (вывод 12) стоит цифра 1. Вход счетчика с  $K_{сч} = 5$  (вывод 1) обозначен  $C_2$ , а у его выходов (выводы 9, 8, 11) стоят цифры 2, 4, 8.

На рис. 3.56, б изображена структура подобного счетчика. Триггер  $T_1$  — делитель на два ( $D_1$ ), триггеры  $T_2$ ,  $T_3$ ,  $T_4$  и конъюнктор  $K_1$  составляют делитель на пять ( $D_2$ ). Обнуление делителя  $D_2$  осуществляется через дизъюнктор: с конъюнктора  $K_1$  (для получения  $K_{сч} = 5$ ) или с конъюнктора  $K_2$  (для обнуления всех четырех триггеров). По входам 6 и 7 микросхемы через конъюнктор  $K_3$  триггеры  $T_1$  и  $T_4$  могут быть установлены в состояние логической «1», т.е. в счетчик записано число 9.

Для получения десятичного счетчика выход триггера (вывод 12) нужно соединить со входом делителя на пять (вывод 1). При этом цифры 1, 2, 4, 8 — веса соответственно первого, второго, третьего и четвертого двоичного разрядов.

На рис. 3.56, в показано использование рассматриваемой микросхемы как делителя частоты на шесть (см. также рис. 3.56, б). В десятичном счетчике (выводы 12 и 1 соединены) входы 2 и 3 соединены с выходами второго и третьего разрядов (выводы 9 и 8), на которых появляются единицы, когда в счетчик записано число 6. При этом он обнуляется, и на выходе третьего разряда (на выводе 8) первый раз появляется перепад, свидетельствующий, что на входе прошло шесть импульсов.

На рис. 3.56, г изображен делитель частоты на семь, реализованный на той же микросхеме. Здесь с выходами второго и третьего разрядов (выводы 9 и 8) соединены входы  $S$  (выводы 6 и 7). После

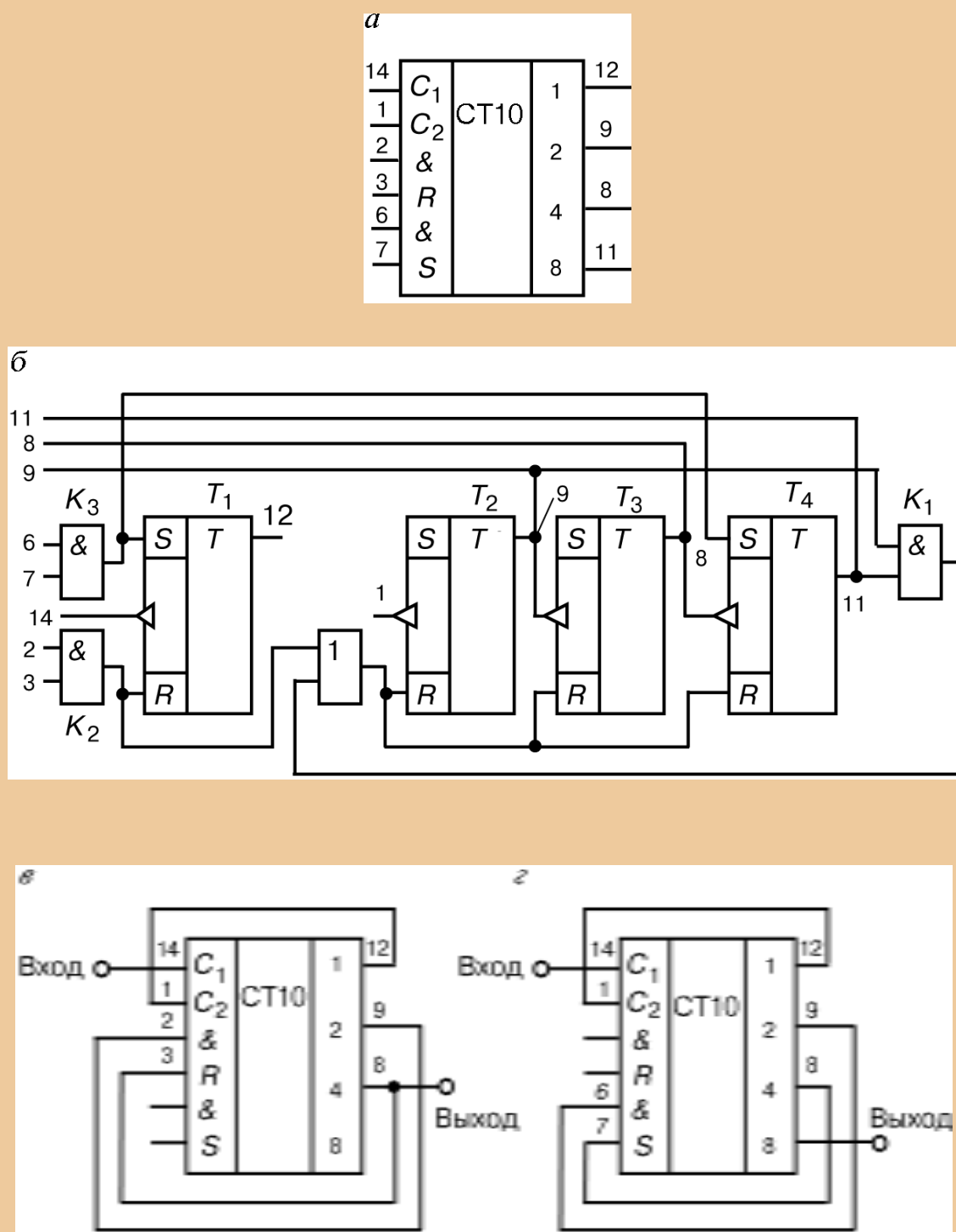


Рис. 3.56. Интегральные микросхемы счетчиков: условное изображение микросхемы счетчика (серии К155) (*a*) и его структура (*б*), счетчики-делители частоты на шесть (*в*) и семь (*г*)



того как на входе пройдут шесть импульсов, на выходах этих разрядов появятся единицы; воздействуя на входы  $S$ , они установят первый и четвертый разряды в «1» — в счетчик будет занесено число 9. Поэтому седьмым входным импульсом он будет обнулен.

На рассмотренной микросхеме можно выполнить делители и с другими коэффициентами деления, что читателю предоставляется сделать самостоятельно.

### 3.6.5. Регистры

Регистр предназначен для хранения двоичного числа (слова). Поэтому основу его составляют запоминающие элементы — триггеры. В каждом из них должна храниться цифра определенного разряда числа. Регистр может также осуществлять сдвиг принятого слова, преобразование двоичного кода из прямого в обратный (когда единицы заменяются нулями, а нули — единицами) и наоборот, логические сложение и умножение.

В зависимости от способа ввода и вывода разрядов числа различают регистры параллельные, последовательные и параллельно-последовательные. В *параллельном регистре* ввод и вывод слова осуществляются в параллельной форме — одновременно всех разрядов; в *последовательном* разряды числа вводятся и выводятся последовательно; в *параллельно-последовательном* регистре ввод числа осуществляется в параллельной форме, а вывод — в последовательной или наоборот.

Ввод и вывод информации в параллельном регистре может осуществляться однофазным и парафазным способами. При однофазном — число представляется в прямом или обратном коде; при парафазном — одновременно в прямом и обратном кодах.

*Параллельный регистр.* На рис. 3.57 приведена функциональная схема параллельного регистра на  $RS$ -триггерах при однофазном способе приема числа  $x_n, \dots, x_2, x_1$ . Так как сигналы, поступающие только на входы  $S$ , не могут установить соответствующие триггеры в состояния «0» (из-за чего число будет записано с ошибкой), то перед приемом числа все триггеры регистра обнуляются. Для этого на шину «0» подается логический сигнал. Подготовка к приему новой информации составляет первый такт. Во втором такте по сигналу «1» на шине П («Прием») двоичное число  $x_n, \dots, x_2, x_1$

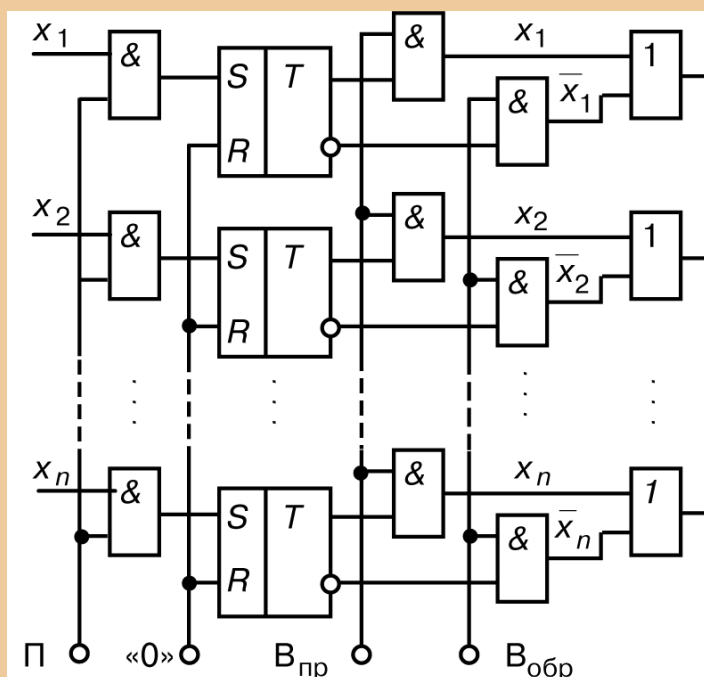


Рис. 3.57. Параллельный регистр

на оба входа триггера. Этим исключается необходимость предварительной установки триггера в «0», так как теперь его состояние целиком определяется сигналами на  $S$ - и  $R$ -входах, т.е. цифрой в разряде кода. Такая запись числа осуществляется в один такт и производится намного быстрее, чем двухтактная.

**Последовательный регистр.** В последовательных регистрах число вводится и выводится последовательно — разряд за разрядом. Разряды такого регистра соединены последовательно. Каждый разряд выдает информацию в следующий и одновременно принимает новую информацию из предыдущего. Для этого каждый разряд должен иметь два запоминающих элемента.

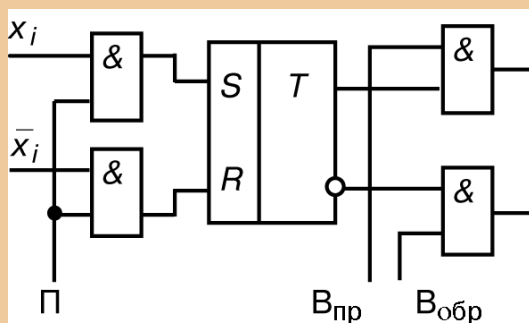


Рис. 3.58. Разряд параллельного регистра

В первый передается информация из предыдущего разряда, одновременно второй передает свою информацию в следующий разряд; затем информация, принятая первым элементом, передается во второй, а первый освобождается для приема новой информации. Двухступенчатый триг-

всеми разрядами одновременно (параллельно) через конъюнкторы записывается в разряды регистра. Выдача числа в прямом коде осуществляется по сигналу «1» на шине  $V_{пр}$ , а в обратном — по сигналу «1» на шине  $V_{обр}$ .

На рис. 3.58 изображена схема одного разряда параллельного регистра при парафазном способе приема числа. Здесь  $i$ -й разряд числа в прямом и обратном кодах ( $x_i$  и  $\bar{x}_i$ ) подается

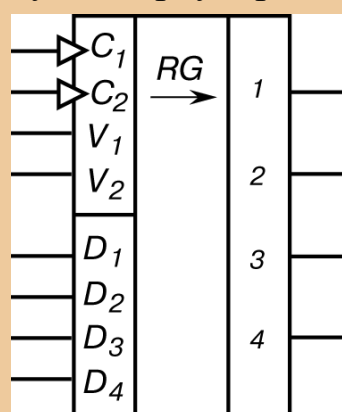


Одновременно со входов в старший разряд регистра будет записан «0». Второй импульс сдвига выдвинет из регистра второй разряд числа и продвинет «0» из старшего разряда регистра в соседний, более младший, и т.д. После  $n$  импульсов сдвига число будет полностью выведено из регистра, в разряды которого окажутся записанными логические нули.

*Параллельно-последовательный регистр.* Параллельно-последовательные регистры используются для преобразования параллельной формы кода в последовательную, и наоборот. Для решения первой задачи регистр, выполненный по схеме рис. 3.59, должен иметь триггеры с неактивируемыми входами  $S$  и  $R$  для записи слова в параллельной форме. С подачей импульсов сдвига этот код, разряд за разрядом, будет появляться на выходе триггера младшего разряда. При решении второй задачи число вводится в регистр последовательно, разряд за разрядом, а снимается одновременно с выходов всех триггеров.

Регистр, в котором можно осуществить сдвиг числа, называется сдвигающим (сдвиговым). В этом смысле последовательный и параллельно-последовательный регистры относятся к сдвигающим. Сдвигающий регистр может быть однонаправленным (для сдвига числа в сторону младшего разряда — правый сдвиг или в сторону старшего разряда — левый сдвиг), а также реверсивным, обеспечивающим сдвиг в обе стороны.

Если выходы последнего триггера (см. рис. 3.59) соединить со входами первого, то получится кольцевой регистр сдвига. Записанная в его разряды информация под воздействием сдвигающих импульсов будет циркулировать по замкнутому кольцу. Кольцевой регистр иначе называют кольцевым счетчиком. Его коэффициент пересчета равен числу разрядов  $n$ :



Его коэффициент пересчета равен числу разрядов  $n$ : единица, записанная в один из разрядов, периодически появляется в нем после того, как пройдут  $n$  сдвигающих импульсов.

*Интегральные микросхемы регистров.* Отечественная промышленность выпускает многие типы регистров в виде микросхем. На рис. 3.60 приведено условное изображение четырехразрядного сдвигающего регистра (микросхема серии К155). Через вход  $V_1$  в первый разряд регистра последовательно вво-

Рис. 3.60. Условное обозначение регистра (микросхема серии К155)

дятся разряды двоичного числа. По  $D_1...D_4$  входам в регистр может быть занесено двоичное число в параллельной форме — всеми разрядами одновременно.

Выбор режима (последовательный или параллельный ввод числа) определяется сигналом на входе  $V_2$ : при логическом «0» регистр работает как сдвигающий, а при логической «1» — как параллельный.

Синхроимпульсы, поступающие на вход  $C_1$ , обеспечивают сдвиг разрядов числа, вводимых в регистр последовательно. По синхроимпульсу на входе  $C_2$  происходит параллельная запись разрядов числа в регистр со входов  $D_1...D_4$ .

### 3.7. Полупроводниковые запоминающие устройства

Запоминающие устройства (ЗУ) предназначены для хранения информации, выраженной двоичными числами. Такая информация заносится (записывается) в ЗУ и в нужные моменты из него выбирается (считывается).

ЗУ — одно из основных функциональных блоков электронных цифровых вычислительных машин; в нем хранятся числа, над которыми должны быть произведены определенные действия, и числа-коды команд, определяющие характер этих действий.

Используемые вначале, исключительно в ЭЦВМ, запоминающие устройства теперь широко применяются в автоматике, радиолокации, телевидении, устройствах связи, измерительной технике, бытовых электронных приборах. Так, ЗУ используются в системах программного управления радиоприемниками. При этом в ЗУ заносятся коды команд (включение приемника, перестройка его на другие станции, подключение магнитофона и др.), а также коды времени исполнения этих команд. Когда текущее время (в систему входят электронные часы) совпадет с занесенным в ЗУ, на одном из выходов появится сигнал, по которому выполняется соответствующая команда.

В данном параграфе описываются ЗУ с произвольным обращением (произвольной выборкой), для которых запись и считывание любых элементов информации могут производиться в произвольные моменты времени. В ЗУ с последовательным обращением (внешние запоминающие устройства ЭЦВМ) информация выбирается в определенной последовательности).



ЗУ состоит из запоминающего массива и электронного обрамления. Запоминающий массив (накопитель) содержит запоминающие элементы (ЗЭ), каждый из которых может принимать состояния логической «1» или логического «0», т.е. хранить один бит (один двоичный разряд) информации. В запоминающем элементе хранится один разряд записанного двоичного слова; все  $n$ -разрядное слово записывается в  $n$  запоминающих элементах, составляющих ячейку памяти. Ей соответствует определенный адрес, характеризующий положение этой ячейки в накопителе. Запись и считывание слова (обращение к ЗУ) производятся по адресу, которым выбирается определенная ячейка. Запоминающие элементы должны обладать двумя устойчивыми состояниями. К числу таких элементов относятся ферромагнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса (магнитные ЗУ) и триггеры (полупроводниковые ЗУ).

Электронное обрамление содержит дешифраторы адреса и усилители записи и считывания. Код адреса, поступающий на входы дешифратора, возбуждает один из его выходов; этим разрешается запись слова в определенные ЗЭ или считывание из них.

Из многих параметров ЗУ отметим информационную емкость и быстродействие.

Информационная емкость определяется количеством запоминающих элементов накопителя и оценивается числом бит хранимой информации. Более крупными единицами емкости являются: байт (равный восьми битам), килобит (кбит =  $2^{10}$  = 1024 бит), килобайт, мегабит (Мбит = кбит  $2^{20}$  бит), мегабайт. Быстродействие ЗУ оценивается временем полного цикла обращения — минимально допустимым временем между двумя последовательными обращениями к ЗУ.

По характеру и использованию записанной информации ЗУ делятся на оперативные (ОЗУ) и постоянные (ПЗУ).

**Оперативные запоминающие устройства.** К оперативным относят запоминающие устройства с относительно кратковременным хранением часто сменяющейся информации.

Существует несколько способов объединения запоминающих элементов в накопителе (несколько видов организации ЗУ).

**ЗУ с однокоординатной выборкой.** Организация ЗУ, при которой одной шиной выбирается группа запоминающих элементов (группа



разрядов одного слова), называется словарной или однокоординатной. Смысл последнего названия станет ясен после рассмотрения такого ЗУ, упрощенная структура которого приведена на рис. 3.61.

Запоминающий массив (ЗМ) — это матрица, в каждой строке которой располагаются ЗЭ, хранящие разряды одного слова. В каждом столбце матрицы находятся ЗЭ, хранящие одноименные разряды всех слов. В ЗМ (см. рис. 3.61) могут быть зафиксированы четыре четырехразрядных слова, т.е. его емкость равна 16 бит.

Для записи слова, к примеру, в ячейку из элементов  $ЗЭ_9...ЗЭ_{12}$  нужно подать сигнал выбора адреса на адресную шину  $ША_3$  (ко-

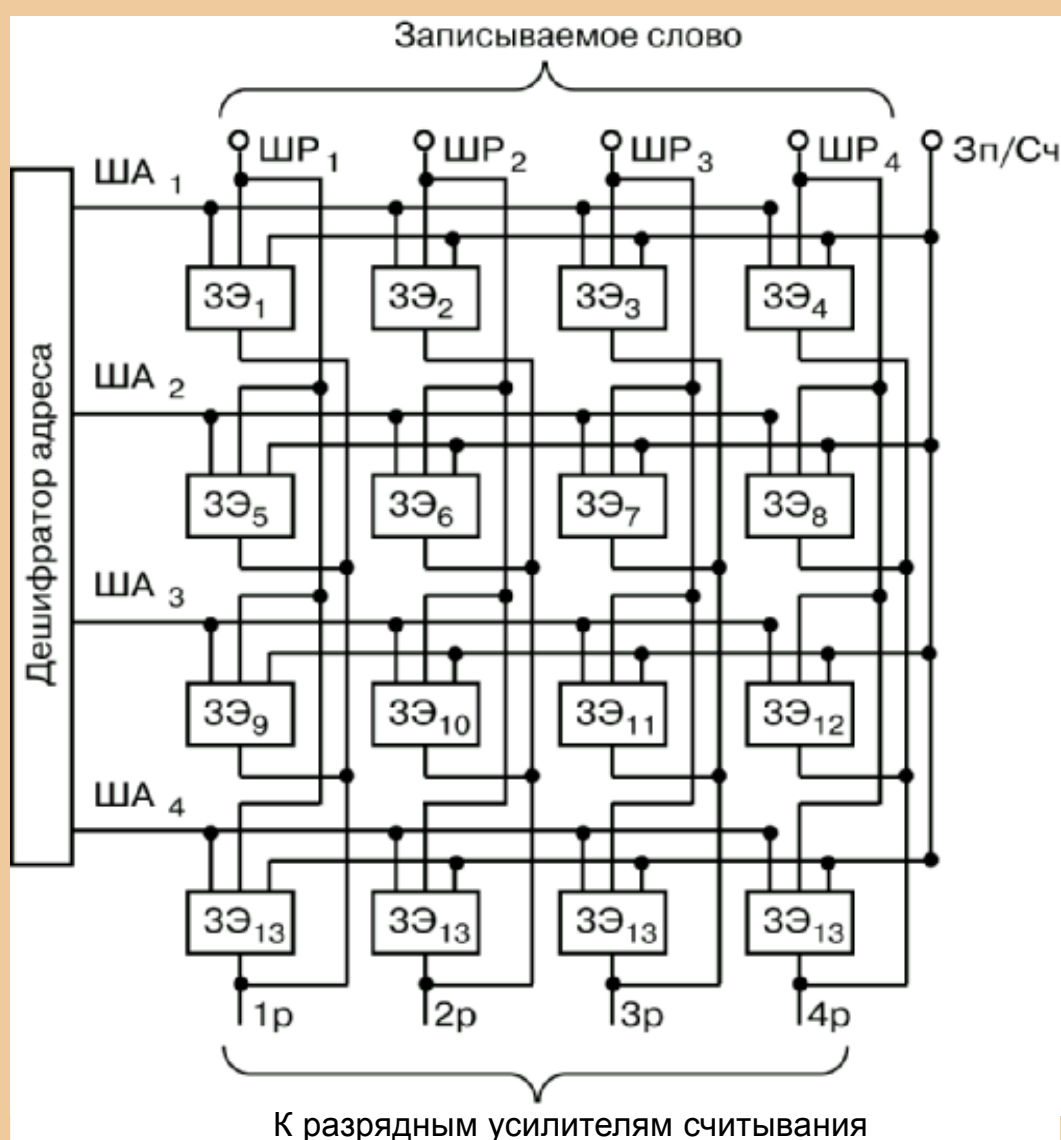


Рис. 3.61. Запоминающее устройство с однокоординатной выборкой

торая подключена только к элементам  $ЗЭ_9...ЗЭ_{12}$ ); сигналы, соответствующие значениям разрядов («0» или «1») записываемого слова, следует подать на разрядные шины  $ШР_1...ШР_4$ , а на шину  $З_П/С_Ч$ , общую для всех  $ЗЭ$ , подать сигнал, разрешающий запись. При этом  $ЗЭ$  (в данном случае третьей строки матрицы) переключаются в состояния, соответствующие значениям разрядов.

Считывание слова происходит при отсутствии на шине  $З_П/С_Ч$  сигнала, разрешающего запись, и при подаче сигнала на требуемую адресную шину. При этом потенциалы, соответствующие значениям разрядов слова («0» или «1»), появляются на выходах разрядных усилителей считывания.

Выбор той или иной адресной шины (ША) производится дешифратором адреса, на вход которого поступает двоичный код номера ША — номера ячейки, в которую должно быть записано или из которой должно быть считано слово. Отметим, что ячейка, в которую записывается или из которой считывается слово, имеет одну координату. Ею является номер строки матрицы запоминающих элементов.

Описанное запоминающее устройство называют также двумерным  $ЗУ$  (запоминающие элементы расположены в одной плоскости), или  $ЗУ$  типа  $2D$ .

*ЗУ с двухкоординатной выборкой.* Накопитель такого  $ЗУ$  (рис. 3.62) состоит из  $N$  матриц. Каждая из них содержит  $n$  запоминающих элементов. На рис. 3.62  $N = 4$  и  $n = 16$ .

В запоминающие элементы одной матрицы записываются одноименные разряды всех слов: в первую матрицу — первые разряды, во вторую — вторые и т.д. При этом каждое слово записывается в идентично расположенные  $ЗЭ$  всех  $N$  матриц. В накопитель можно записать шестнадцать четырехразрядных слов. Каждый  $ЗЭ$  матрицы находится в пересечении определенных адресных шин  $X$  и  $Y$ . Кроме того, к нему подходит общая для всех элементов данной матрицы разрядная шина.

При записи слова в ячейку, состоящую, например, из элементов  $ЗЭ_8$ , с дешифраторов шин  $X$  и  $Y$  подаются сигналы на шины  $X_2$ ,  $Y_4$  (чем выбирается данная ячейка), а затем на разрядные шины подается двоичное число, которое нужно записать в указанную ячейку. Хотя разряд числа поступает на общую разрядную шину данной матрицы, он заносится только в тот  $ЗЭ$ , который выбран с соответствующих выходов дешифраторов. Аналогично выбирается ячейка при считывании записанного в нее слова.

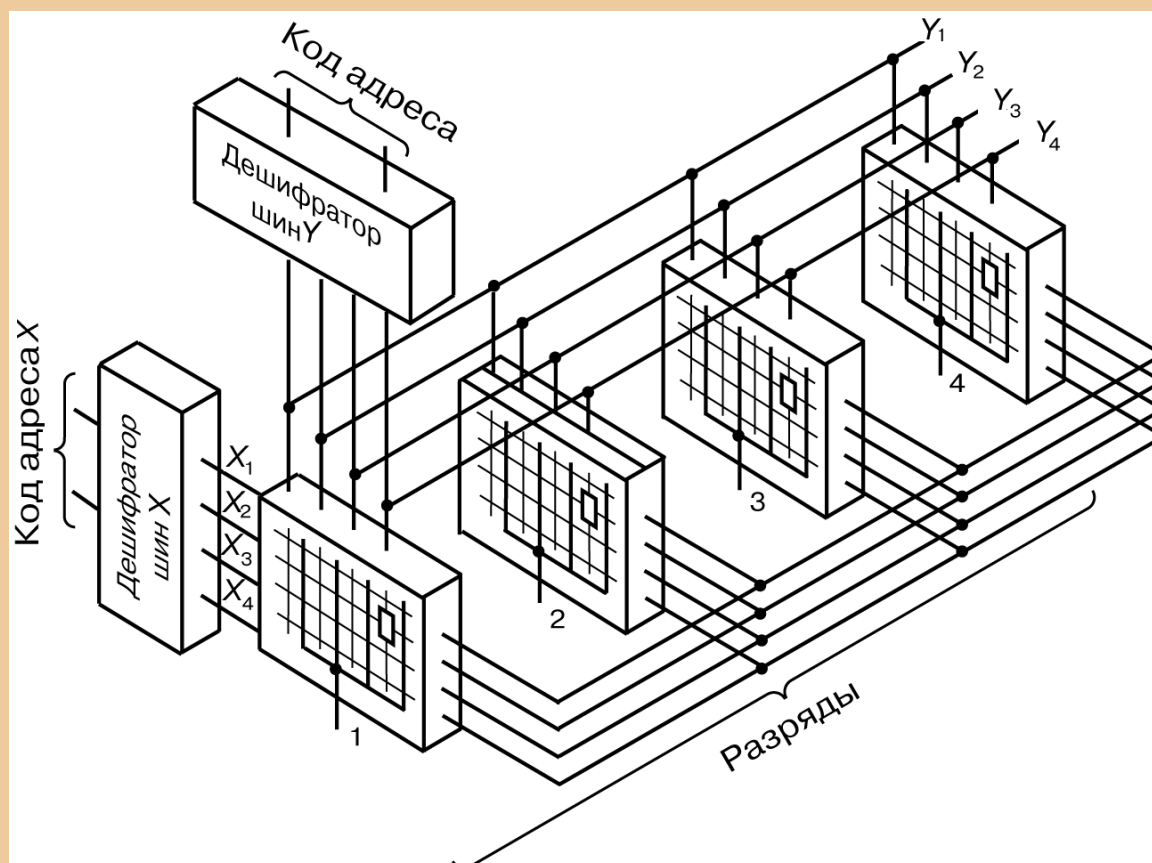


Рис. 3.62. Запоминающее устройство с двухкоординатной выборкой

Рассмотренное запоминающее устройство называют также ЗУ с матричной организацией, трехмерным ЗУ, ЗУ типа *3D*.

Отечественной промышленностью выпускается ряд микросхем ЗУ с однокоординатной и двухкоординатной выборками, отличающихся различными параметрами.

*Запоминающий элемент.* На рис. 3.63 изображена часть ЗУ с однокоординатной выборкой. Она представлена двумя запоминающими элементами для хранения двух разрядов одного слова.

Запоминающий элемент является триггером на биполярных транзисторах с непосредственными связями. Будем считать, что в ЗЭ записан «0», если отперт  $T_1$  и заперт  $T_2$ . От  $+E_k$  к  $-E_k$ , (к «земле») через отпертый транзистор триггера ток может проходить через цепи эмиттеров. Верхние по схеме эмиттеры подключены к разрядным шинам, нижние соединены и выведены на адресную шину. При выборке ячейки, в которую входят рассматриваемые

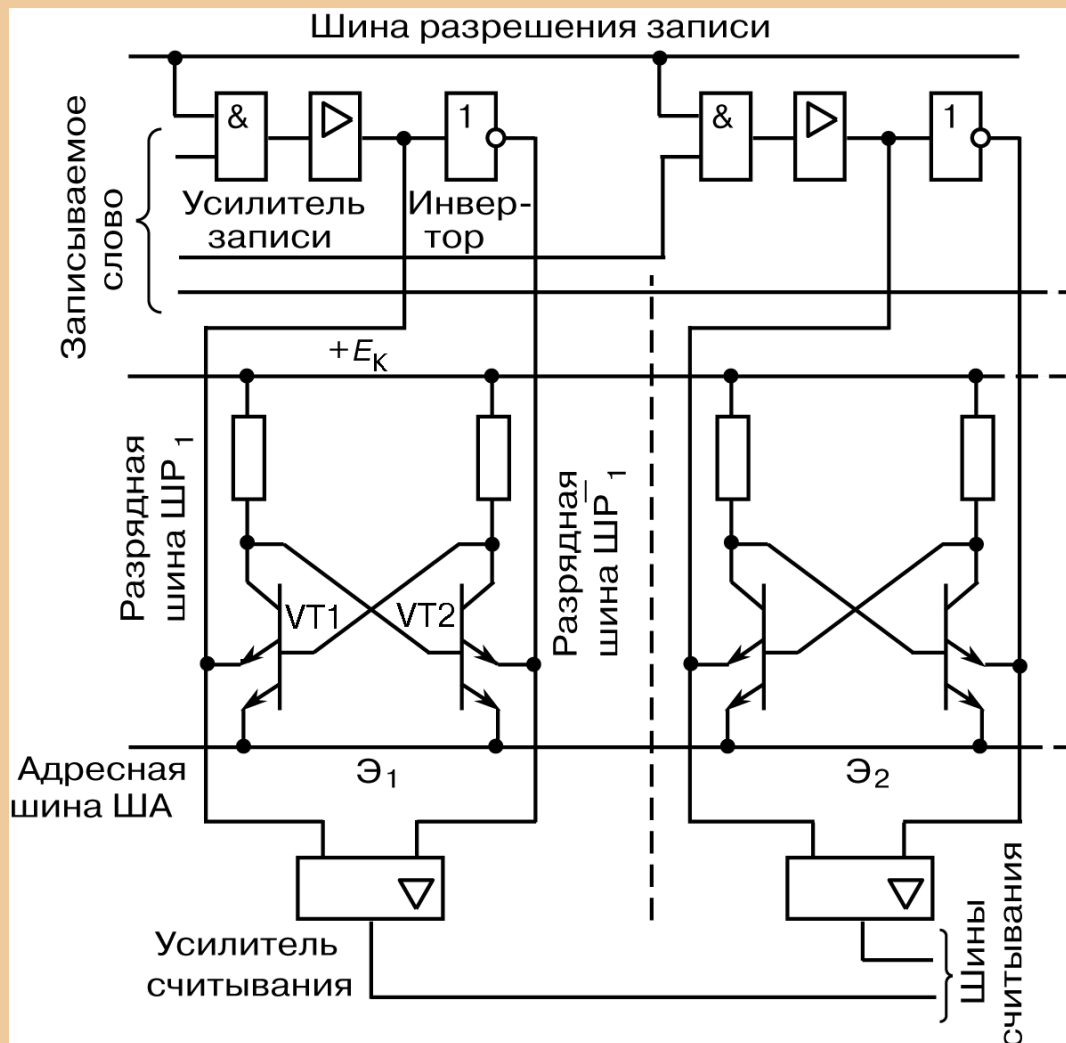


Рис. 3.63. Запоминающий элемент

3Э, данная адресная шина возбуждается — ее потенциал возрастает и цепь тока через нижние эмиттеры обрывается.

В режиме хранения 3Э не выбраны — адресная шина имеет низкий потенциал, а разрядные — более высокий. Поэтому ток отпертого транзистора протекает через нижний эмиттер на адресную шину и по ней на «землю».

В режиме записи происходит выборка запоминающих элементов ячейки — данная адресная шина приобретает высокий потенциал и ток отпертого транзистора 3Э может протекать только на разрядную шину. При появлении на входе двоичной переменной, записываемой в данный 3Э, и сигнала разрешения записи одна разрядная шина (например, ШР<sub>1</sub>) получает высокий потенциал, а другая (шина ШР<sub>1</sub>) —

благодаря инвертору — низкий. Если перед этим триггер находился в состоянии «0» (VT1 открыт), он переключается в состояние «1» (открыт VT2).

В режиме считывания вновь происходит выборка запоминающих элементов ячейки — адресная шина получает высокий потенциал и ток открытого транзистора протекает по разрядной шине на один из входов усилителя считывания. На его выходе появляется логическая «1», если открыт VT2, и логический «0», если открыт VT1.

Аналогичный запоминающий элемент для ЗУ с двухкоординатной выборкой (рис. 3.64) представляет собой триггер на трехэмиттерных транзисторах. Третьи эмиттеры каждого транзистора соединены и выведены на вторую адресную шину.

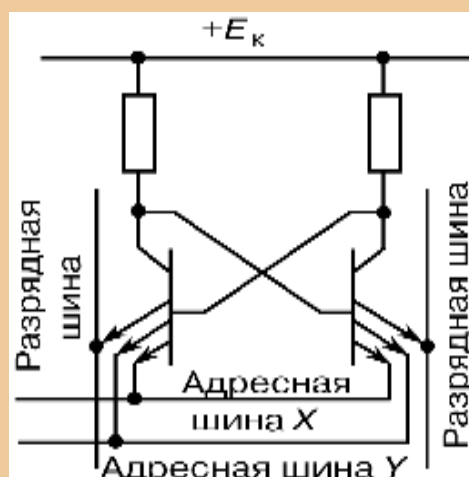


Рис. 3.64. Запоминающий элемент для ЗУ с двухкоординатной выборкой

*Наращивание памяти ЗУ.* В случае необходимости микросхемы ЗУ можно объединять, увеличивая тем самым емкость памяти. Для этого они имеют специальный вывод — «Выбор корпуса» (ВК).

На рис. 3.65 приведена структурная схема ЗУ емкостью 64 четырехразрядных слова (256 бит). Оно составлено из четырех микросхем, каждая из которых имеет емкость 16 четырехразрядных слов. Шины записи чисел всех микросхем соединены параллельно. Аналогично соединены шины считывания чисел, а также адресные шины. Каждая ячейка ЗУ имеет адрес, соответствующий номеру микросхемы, в которой она находится, а также ее расположению внутри микросхемы. Поэтому для выбора определенной ячейки нужно на шине «Выбор корпуса» установить код номера микросхемы, а на адресных шинах — код адреса ячейки внутри микросхемы. В соответствии с приведенной схемой запись слова производится по сигналу на шине Зп, а считывание слова — по сигналу на шине Сч.

На рис. 3.66 показано объединение тех же микросхем с целью хранения 16 шестнадцатиразрядных слов (емкость ЗУ — 256 бит). Здесь объединены адресные шины всех микросхем, а также шины «Выбора корпуса». На шинах записи кода первой микросхемы устанавливаются первые четыре разряда записываемого числа. На аналогичных

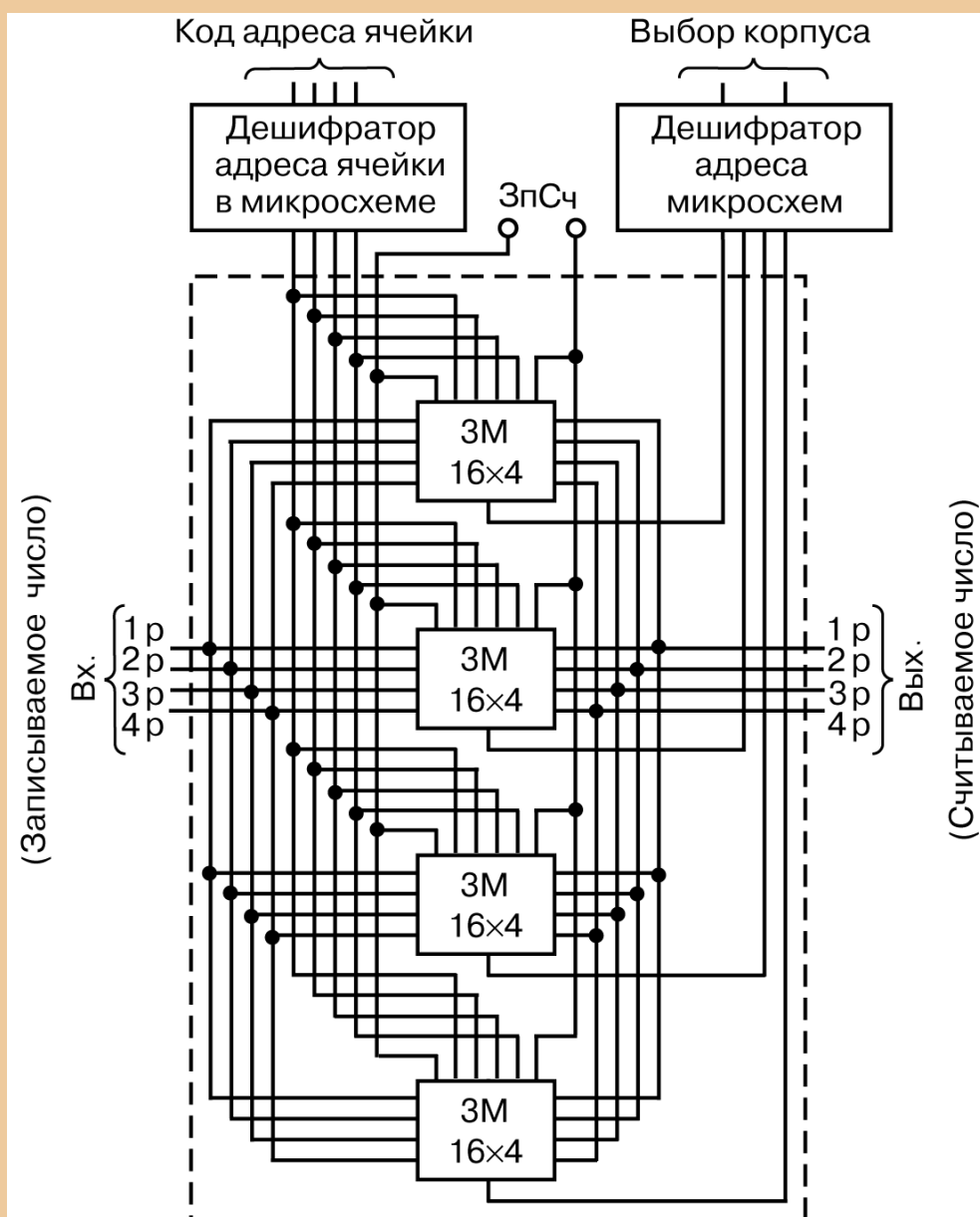


Рис. 3.65. Структурная схема 3У емкостью 256 бит

шинах второй микросхемы — следующие четыре разряда и т. д. При работе 3У подается сигнал разрешения на объединенные шины ВК всех микросхем.

Микросхемы 3У объединяют для получения и других вариантов распределения суммарной емкости.

**Постоянные запоминающие устройства.** Постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) служат для хранения неизменной информации и работают только в режиме ее считывания.



ПЗУ подразделяются на ПЗУ с однократным программированием и на перепрограммируемые ПЗУ. В однократно программируемые ПЗУ информация может заноситься только один раз — изготовителем или пользователем. В перепрограммируемых ПЗУ информация может многократно меняться, однако этот процесс занимает много времени, т.е. не является оперативным.

ПЗУ используются для хранения двоичных чисел (кодов стандартных программ, констант), для преобразования кодов, а также в качестве генераторов символов и т.д., т.е. в тех случаях, когда по определенному коду на входных шинах требуется получить определенный код на выходных шинах.

Полупроводниковые ПЗУ могут быть диодными и транзисторными. На рис. 3.67 изображено ПЗУ, состоящее из диодной матрицы и дешифратора адреса. Горизонтальные шины матрицы — адресные; вертикальные — разрядные, с них снимаются восьмиразрядные двоичные числа, записанные в ПЗУ. Если, к примеру, с выхода дешифратора возбуждается адресная шина ША<sub>2</sub>, то логическая «1» проходит с нее через диоды на разрядные шины ШР<sub>3</sub>, ШР<sub>6</sub>,

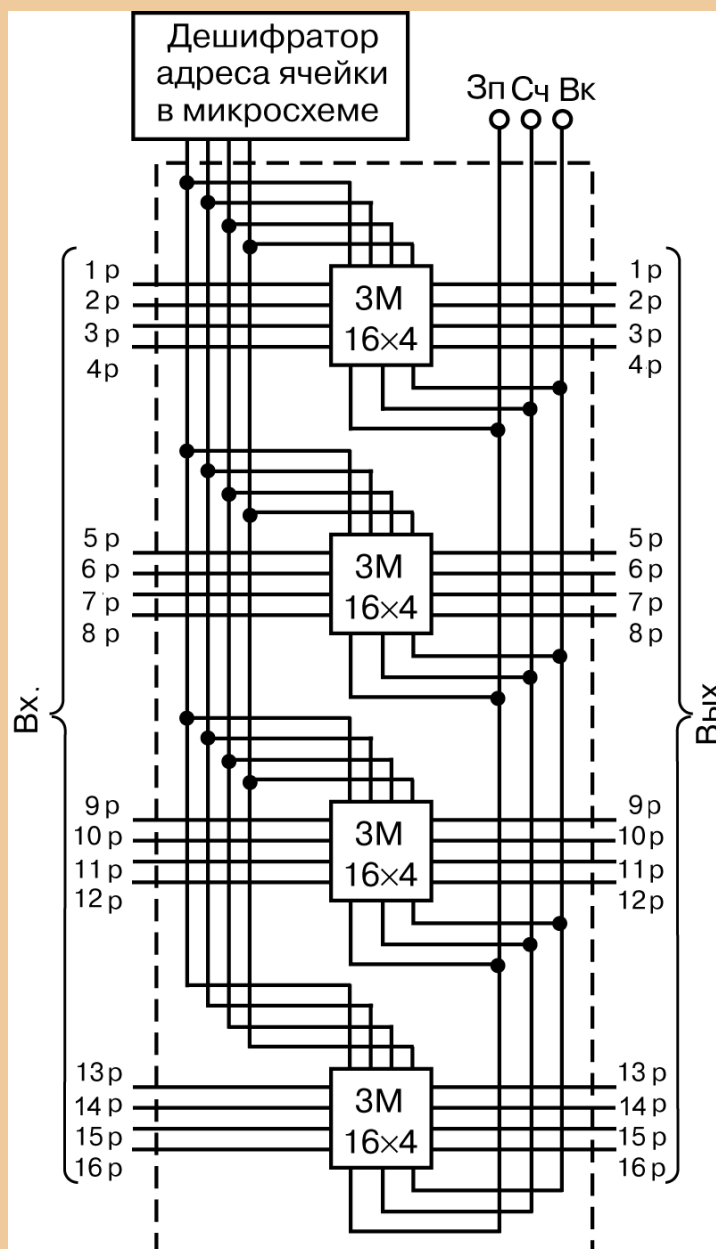


Рис. 3.66. Структурная схема 3У для хранения шестнадцатиразрядных слов

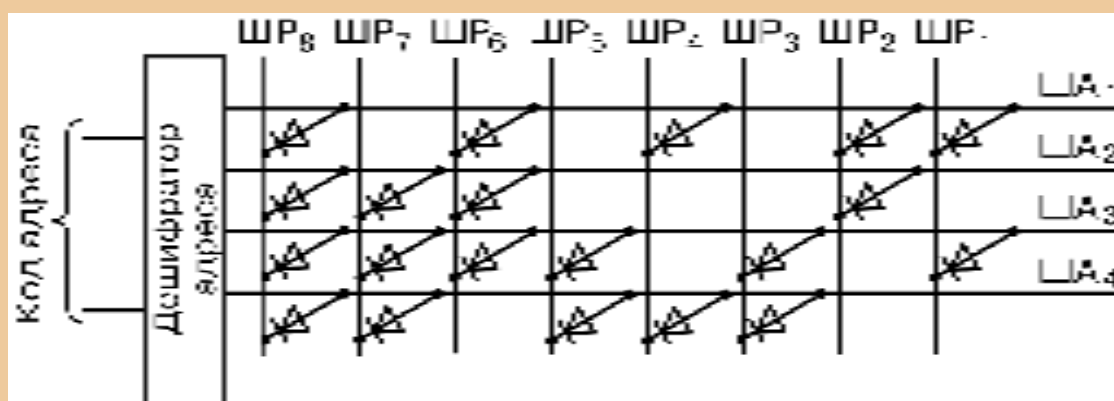


Рис. 3.67. Диодные ПЗУ

ШР<sub>7</sub>, ШР<sub>8</sub>, сообщая им высокий потенциал — на выходе устанавливается двоичное число 11100010. Аналогично, при возбуждении соответствующих адресных шин на выходах устанавливаются три других двоичных числа.

Диодная матрица является совокупностью элементов ИЛИ. Каждый из них состоит из диодов, подключенных к одной разрядной шине, а входами элемента являются адресные шины.

На рис. 3.68 приведена структура ИМС ПЗУ на многоэмиттерных транзисторах. При возбуждении одной из ША отпирается транзистор, база которого присоединена к этой шине. Благодаря этому возбуждаются разрядные шины, к которым присоединены эмиттеры этого транзистора. В ПЗУ (рис. 3.68) записаны три четырехразрядных слова (1001, 0011, 1010), каждое устанавливается на разрядных

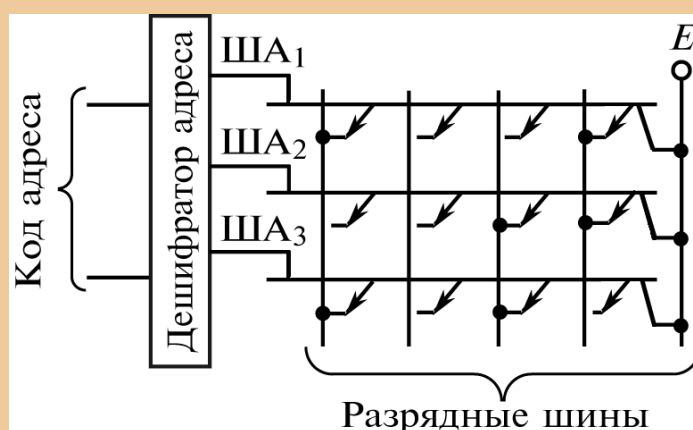


Рис. 3.68. Транзисторные ПЗУ

шинах при возбуждении соответствующей адресной шины.

Как указывалось, ПЗУ может быть запрограммировано для преобразования одного двоичного кода в другой. Один из способов такого преобразования заключается в том, что каждая комбинация исходного кода воз-

буждает определенную шину, которая является адресной на втором этапе — при получении выходного кода.

Остановимся кратко на программируемых ПЗУ. В ИМС ПЗУ (см. рис. 3.68) при изготовлении все эмиттеры соединяются с разрядными шинами через плавкие перемычки. При программировании изготовителем или заказчиком часть их расплавляется импульсами тока, которые пропускают через определенные эмиттеры. В результате нарушаются некоторые связи источника  $E$  с разрядными шинами. Это обеспечивает появление логических нулей в определенных разрядах считываемого числа. Занесение новой информации в такие ПЗУ, связанное с необходимостью восстановления нарушенных связей, невозможно.

Элементы перепрограммируемых ПЗУ выполняются на основе МОП-транзисторов определенных структур. Одни из них допускают запись информации при воздействии импульса напряжения и ее стирание при ультрафиолетовом облучении, а другие — запись и стирание под воздействием только импульсов напряжений (разной полярности и величины).

## 4. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ

### 4.1. Генераторы синусоидальных колебаний

Среди генераторных устройств следует различать генераторы синусоидальных (гармоничных) колебаний, прямоугольных колебаний, или сигналов прямоугольной формы (генераторы импульсов), и колебаний специальных форм (например, генераторы линейно изменяющегося напряжения). *Генератор* — это автоколебательная структура, в которой энергия источников питания преобразуется в энергию электрических автоколебаний. Генераторы синусоидальных колебаний обеспечивают образование на выходе устройства переменного тока (напряжения) заданной частоты. В них часто используются колебательные  $LC$ -контуры (обычно параллельные).

Представим себе *параллельный*  $LC$ -контур. Если зарядить емкость такого контура до определенного напряжения, в нем будет запасена соответствующая энергия  $\epsilon$ . Теперь замкнем этот заряженный конденсатор на индуктивность. В результате будет происходить колебательный обмен энергией между конденсатором и катушкой индуктивности. Период этих колебаний можно определить как:

$$T = 1 / f = 2\pi\sqrt{LC}.$$

Через четверть периода вся энергия  $\epsilon$  уже будет сосредоточена в магнитном поле катушки индуктивности, а конденсатор полностью разрядится. После этого конденсатор начнет перезаряжаться за счет энергии магнитного поля. В момент времени  $T/2$  энергия вернется на конденсатор в виде  $\epsilon$ , но полярность напряжения обкладок конденсатора изменится на противоположную. В момент времени  $T$  конденсатор снова полностью зарядится и колебательный процесс будет продолжаться. Поскольку в реальном контуре всегда имеют место потери, эти колебания будут затухать. Для предотвращения затухания нужно периодически подавать в контур дополнительную энергию. Обычно пополнение энергии осуществляется от источника питания с помощью усилительного каскада.

Генераторы синусоидальных колебаний обычно содержат усилительный каскад, охваченный частотно-избирательной ПОС, которая обеспечивает устойчивый режим самовозбуждения на за-

данной частоте. На рис. 4.1 приведена структурная схема генератора синусоидальных колебаний, где  $K$  и  $\chi$  обозначены в виде комплексных величин, чем учитывается зависимость их от частоты. В дальнейшем будем иметь это в виду, но запись для этих параметров будем производить в обычном виде.

Для работы электронного устройства в режиме автогенерации необходимо выполнение двух условий. Эти условия можно записать в следующем виде:

$$K\chi \geq 1, \quad (4.1, a)$$

$$\varphi_{\text{yoc}} = \varphi^0 + \varphi^0_{\text{oc}} = 2n\pi, \quad (4.1, б)$$

где  $\varphi^0$ ,  $\varphi^0_{\text{oc}}$  — фазовые сдвиги, вносимые усилителем и цепью обратной связи соответственно;  $n$  — целое число.

Для получения на выходе генератора синусоидального напряжения необходимо, чтобы соотношения (4.1, а и б) выполнялись лишь на одной частоте.

Соотношение (4.1, а) принято называть *балансом амплитуд*. Амплитуда сигнала на выходе устройства оказывается в  $K$  раз больше, чем на входе. Но она ослабляется в  $\chi$  раз цепью обратной связи. Для возникновения генерации необходимо, чтобы сигнал, поступающий на вход по цепи обратной связи, был больше начального сигнала на входе устройства, т.е.  $K > 1/\chi$ . Это условие позволяет первоначальным изменениям токов и напряжений (появившимся при подключении устройства к источнику питания) осуществить необходимое нарастание. Условие  $K\chi = 1$  определяет установившийся режим генерации, в котором сигналы на выходе и входе генератора равны своим установившимся значениям, т.е. коэффициент усиления компенсируется коэффициентом обратной связи.

Соотношение (4.1, б) принято называть *балансом фаз*. Возникший на входе сигнал (при подключении источника питания) после прохождения усилителя и цепи обратной связи должен возвратиться-

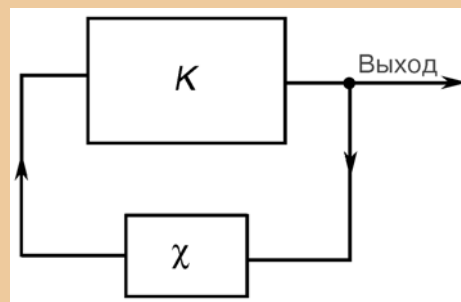


Рис. 4.1. Структурная схема генератора синусоидальных колебаний

ся на вход устройства без изменения своей фазы, т.е. суммарный фазовый сдвиг должен быть равен  $0, 2\pi, 4\pi$  и т.д. В результате происходит увеличение этого сигнала за счет сложения тока (или напряжения) с возвратившимся по цепи ПОС сигналом. Соотношение (4.1, б) обязывает обеспечить в генераторе устойчивую ПОС.

Генераторы синусоидальных колебаний принято различать по типу используемых частотно-избирательных элементов. Так, можно выделить  $LC$ -,  $RC$ - и кварцевые (акустоэлектронные) генераторы.

#### 4.1.1. Генераторы $LC$ -типа ( $LC$ -генераторы)

В  $LC$ -генераторах в качестве частотно-избирательных (частотно-задающих) элементов используются катушки индуктивности и конденсаторы. Обычно на основе катушек индуктивности и конденсаторов формируются параллельные или последовательные колебательные контуры, настраиваемые на заданную рабочую частоту  $f_0$ . В  $LC$ -генераторах  $f_0$  обычно превышает значение 40 кГц.

На рис. 4.2 приведена принципиальная схема одного из вариантов  $LC$ -генератора. Основа такого устройства — резонансный усилитель, в котором с помощью трансформатора  $Tr$  создана ПОС. Условия генерации (4.1) здесь обеспечиваются для резонансной частоты контура  $f_0$ . При подключении источника питания  $E_k$  в цепях усилительного каскада образуются приращения токов и напряжений.

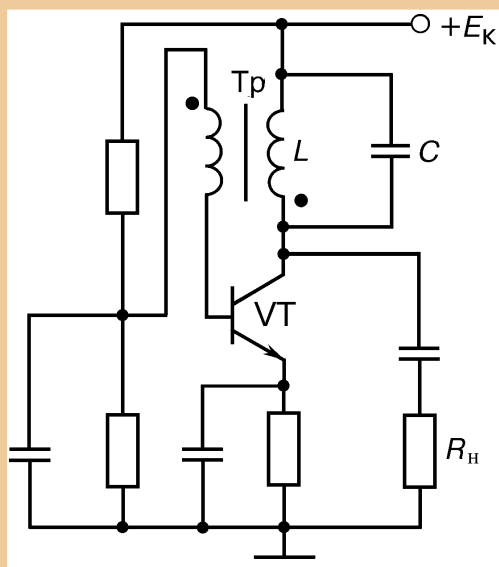


Рис. 4.2. Принципиальная схема  $LC$ -генератора

В результате в  $LC$ -контуре возникают синусоидальные колебания с частотой  $f_0$ , которые поддерживаются с помощью ПОС в устройстве.

Если частота колебаний отклонится от значения  $f_0$ , то сопротивление контура перестанет быть активным и приобретет реактивный (индуктивный или емкостный) характер, что вносит дополнительный фазовый сдвиг, и условие (4.1, б) перестает выполняться. Кроме того, отклонение частоты от резонансной приводит к снижению  $K_u$  (коэффициент усиления по напряжению), что может нарушить



выполнение условия (4.1, а). Таким образом, генерация автоколебаний в устройстве осуществляется на частоте  $f_0$  (или очень близкой к ней).

Усилительный каскад ОЭ в рассматриваемом генераторе инвертирует сигнал, поэтому для выполнения баланса фаз трансформатор Тр должен осуществить поворот фазы сигнала на  $180^\circ$ . Если обмотки трансформатора имеют одно направление намотки, необходимо вторичную обмотку включить встречно по отношению к первичной. Точки около выводов обмоток Тр указывают на синфазность напряжения на них. Обычно первичная обмотка Тр, являющаяся индуктивностью контура, состоит из большего числа витков, чем вторичная.

Выполнить  $LC$ -генератор можно и без использования трансформаторной связи. В этих случаях цепь обратной связи подключается непосредственно к колебательному контуру, состоящему из нескольких секций индуктивности (или емкости). В генераторах такого типа  $LC$ -контур соединяется с усилительным каскадом в трех местах (три точки), поэтому их называют трехточечными. На рис. 4.3 приведена принципиальная схема генератора с индуктивной трехточечной связью. Здесь  $LC$ -контур образован секционированной индуктивностью  $L$  и емкостью  $C$  параллельно включенного конденсатора. Сигнал ПОС образуется на верхней секции  $L$ . Напряжение на выводах  $L$  относительно шины  $E_k$  находится в противофазе. Амплитуда напряжения обратной связи устанавливается положением средней точки в катушке индуктивности. Из всех конденсаторов, используемых в рассматриваемом устройстве, минимальной емкостью должен обладать конденсатор  $C$ .

При реализации генератора с емкостной трехточечной связью в контур параллельно катушке индуктивности включаются последовательно два конденсатора. Цепь обратной связи в этом случае подключается к общей точке этих конденсаторов (емкостного делителя).

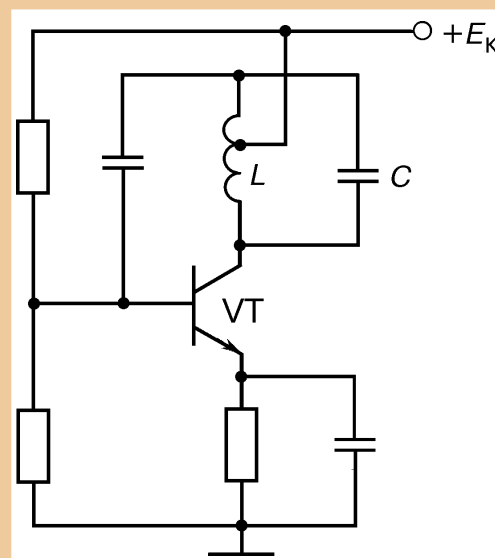


Рис. 4.3. Принципиальная схема генератора с индуктивной трехточечной связью

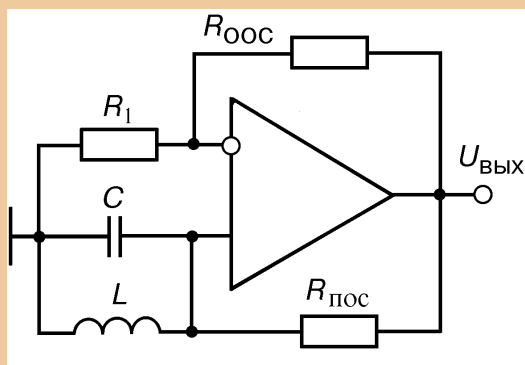


Рис. 4.4. Генераторы  $LC$ -типа на основе ОУ

Помимо рассмотренных выше генераторов, существует достаточно много и других  $LC$ -генераторов: с эмиттерной связью, с двухтактной схемой и др. Выполняются  $LC$ -генераторы и на основе ОУ. Принципиальная схема одного из таких генераторов приведена на рис. 4.4.

Электронная часть генератора представлена здесь неинвертирующим усилителем. Поскольку неинвертирующий усилитель на ОУ

имеет малое выходное сопротивление, то  $LC$ -контур следует подключать к выходу ОУ через резистор  $R_{\text{пос}}$ .

На частоте резонанса параллельный контур имеет очень большое сопротивление и не шунтирует вход ОУ. При этом глубина ПОС становится больше глубины ООС и в устройстве выполняются условия возникновения генерации (4.1). При отклонении частоты от  $f_0$  сопротивление контура уменьшается и приобретает реактивный характер, что приводит к уменьшению  $K_u$  усилителя (за счет снижения глубины ПОС, которая становится меньше глубины ООС) и появлению дополнительных фазовых сдвигов. Таким образом, генерация колебаний в устройстве (рис. 4.4) оказывается возможной лишь на частотах, весьма близких к  $f_0$ .

Отметим, что определенные отклонения частоты генерации могут происходить за счет изменения режимов работы и параметров элементов схемы, в частности, под действием температуры. Нестабильность частоты генерации обратно пропорциональна добротности контура. Поэтому в качестве высокостабильных генераторов используются устройства с частотно-избирательными элементами высокой добротности, которой обладает кварцевый резонатор.

#### 4.1.2. Кварцевые генераторы

Обеспечить высокую стабильность частоты генерации можно при включении кварцевого резонатора в цепь обратной связи обычного  $LC$ -генератора. Для лучшей стабильности желательно использовать частоту последовательного резонанса кварца. При

этом важно, чтобы общее сопротивление цепи обратной связи было значительно меньше собственного  $R$  кварцевого резонатора. Это условие выполняется в генераторе, принципиальная схема которого приведена на рис. 4.5.

Для генерации колебаний необходимо настроить  $LC$ -контур на резонансную частоту кварцевого резонатора  $f_0$ . В этом случае полное сопротивление  $LC$ -контура велико, что позволяет получить в каскаде большое  $K_u$ , а сопротивление кварцевого резонатора  $K_B$  мало, что обеспечивает глубокую ПОС между коллектором и базой транзистора. Частоту  $LC$ -контура можно выбирать гораздо больше резонансной частоты  $K_B$ . Резонатор возбуждается на частоте, соответствующей высшей гармонике. В серийных кварцевых резонаторах  $f_0 = 10$  кГц...10 МГц, но некоторые из них могут возбуждаться на частотах до 250 МГц. Работа на высших гармониках целесообразна для получения генерации на частотах свыше 10 МГц.

Нагрузка в рассматриваемом генераторе может подключаться к коллектору транзистора. Для уменьшения ее влияния на режим работы кварцевого генератора иногда используется дополнительный согласующий каскад.

Если возбуждать кварцевый резонатор на основной частоте  $f_0$ , то можно построить генератор и без использования  $LC$ -контура. На рис. 4.6 приведена принципиальная схема одного из вариантов такого кварцевого генератора. Частота генерации здесь определяется значением  $f_0$ . На частотах ниже 2 МГц к  $K_B$  желательно подключить емкостный делитель напряжения,

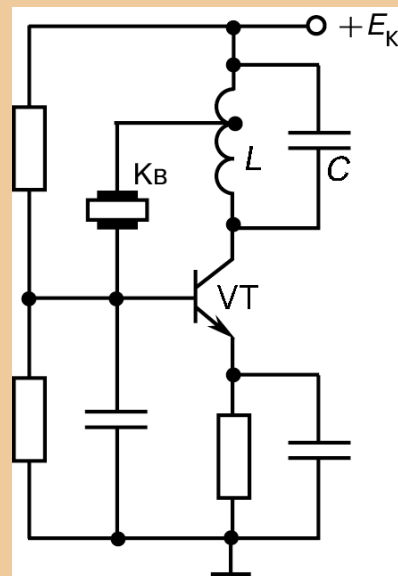


Рис. 4.5. Кварцевый генератор с  $LC$ -контуром

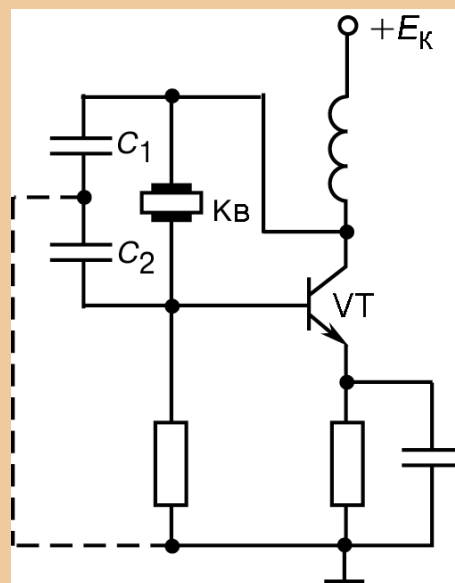


Рис. 4.6. Кварцевый генератор без  $LC$ -контура

состоящий из конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , способствующий выполнению баланса фаз на частоте генерации. В генераторе (рис. 4.6) индуктивность  $L$  иногда может быть заменена резистором или параллельной цепью, состоящей из резистора и конденсатора.

Если стабильность кварцевого генератора все же оказывается недостаточной для некоторых специальных случаев, следует применить термостатирование кварцевого резонатора. Если даже получена хорошая температурная стабильность, остаются серьезные причины, способные изменить частоту генерации: временные нестабильности, старение, удары, вибрации и т.д. В тех случаях, когда стабильность термостатированных резонаторов не удовлетворяет предъявленным требованиям, можно применять только стандартные атомные частоты.

Помимо кварцевых резонаторов, находят применение и другие элементы акустоэлектроники в генераторах специального назначения. Для генерации сигналов низких частот можно использовать акустоэлектронные элементы, работающие на изгибных колебаниях, а также  $RC$ -цепи. Самое широкое распространение в современной электронике получили низкочастотные синусоидальные  $RC$ -генераторы.

#### 4.1.3. Генераторы $RC$ -типа ( $RC$ -генераторы)

В  $RC$ -генераторах в качестве частотно-избирательных цепей используются цепи обратной связи, состоящие из конденсаторов и резисторов. В генераторах могут использоваться усилительные каскады, инвертирующие и не инвертирующие сигнал. В первом случае  $RC$ -цепь обратной связи должна обеспечивать дополнительный фазовый сдвиг на  $180^\circ$ , а во втором — ее фазовый сдвиг должен быть равен нулю. Значительное количество возможных  $RC$ -генераторов определяется большими схемотехническими возможностями  $RC$ -цепей.

На рис. 4.7 приведена принципиальная схема  $RC$ -генератора на инвертирующем усилительном каскаде. В цепи ПОС использован трехзвенный ФВЧ, сдвигающий фазу сигнала на  $180^\circ$ . Поскольку максимальный фазовый сдвиг, вносимый одним таким звеном на частоте, близкой к нулю, стремится к  $90^\circ$ , для получения сдвига в  $180^\circ$   $RC$ -цепь должна содержать не менее трех последовательно включенных звеньев. В этом случае каждое звено на частоте гене-

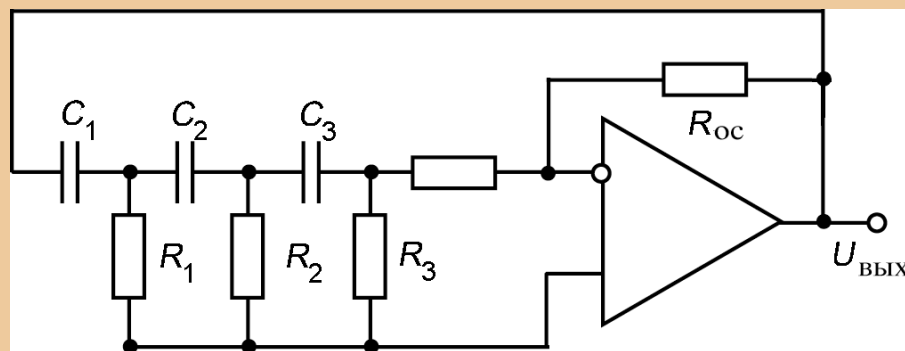


Рис. 4.7. Генератор  $RC$ -типа на инвертирующем усилительном каскаде

рации  $f_0$  обеспечивает сдвиг в  $60^\circ$ , при этом еще сохраняется приемлемый коэффициент передачи всего ФВЧ. Для четырехзвенного фильтра (который тоже иногда используется в  $RC$ -генераторах) фазовый сдвиг на частоте  $f_0$  для одного звена составляет  $45^\circ$ . Четырехзвенные ФВЧ обладают меньшим затуханием сигнала на частоте генерации и для выполнения генератора требуют использования усилителя с меньшим коэффициентом усиления.

Обычно в  $RC$ -генераторах  $R_1 = R_2 = R_3$  и  $C_1 = C_2 = C_3$ . При этом частота может быть определена как  $f_0 = 1/2\pi RC\sqrt{6}$  генератора с трехзвенной цепью и  $f_0 = 1/2\pi RC\sqrt{10/7}$  — с четырехзвенной цепью ПОС. Сравнение этих формул показывает, что в генераторе с четырехзвенным  $RC$ -фильтром  $f_0$  выше.

На частоте  $f_0$  коэффициент обратной связи  $\chi$  для трехзвенной  $RC$ -цепи равен  $1/29$ , а для четырехзвенной —  $1/18,4$ . Следовательно, возбуждение генератора будет происходить, если в устройстве  $K_u \geq 29$  в случае трехзвенного и  $K_u \geq 18,4$  в случае четырехзвенного ФВЧ.

Регулировка  $K_u$  в усилителе на ОУ осуществляется за счет изменения глубины ООС (обычно с помощью  $R_{oc}$ ). Кроме того, глубокая ООС в рассматриваемом  $RC$ -генераторе применяется для улучшения формы синусоидальных колебаний и снижения влияния элементов схемы на работу устройства.

Снижения затухания в цепях ПОС и улучшения других параметров генераторов можно достичь за счет использования так называемых *прогрессивных цепочек*. В таких цепочках используются

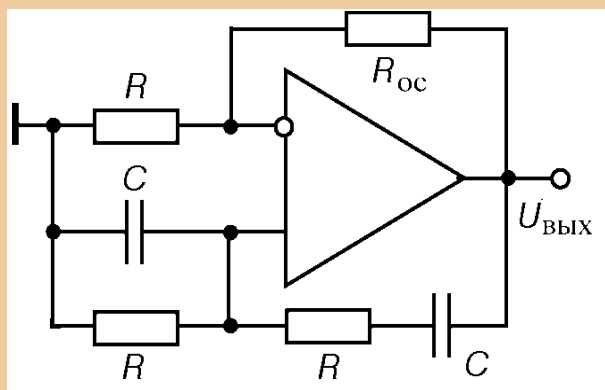


Рис. 4.8. Генератор  $RC$ -типа на неинвертирующем усилительном каскаде

резисторы, номиналы которых для каждого последующего звена берутся в  $n$  раз больше, чем в предыдущем звене, и конденсаторы, номиналы которых, наоборот, уменьшаются для каждого последующего звена в  $n$  раз. Так, при  $n = 5$  в трехзвенной цепи  $\chi \approx 1/11$ .

Необходимо отметить, что в  $RC$ -генераторах в цепи ПОС могут быть использованы не

только ФВЧ, но и ФНЧ. Однако в этом случае для получения заданной  $f_0$  требуется применять  $R$  и  $C$  бо́льших номиналов со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Если неинвертирующий усилитель охватить ПОС, то он будет генерировать колебания и без использования фазовращающих  $RC$ -цепей. Однако условия (4.1) в таком генераторе будут выполняться для целого спектра частот, что приведет к появлению колебаний не-синусоидальной формы. Для осуществления генерации только синусоидальных электрических колебаний в устройстве должна быть использована цепь ПОС, обеспечивающая условие баланса фаз только для одной частоты  $f_0$ . В такой  $RC$ -цепи на частоте  $f_0$  фазовый сдвиг должен быть равен нулю. Этим свойством обладает мост Вина, широко применяемый в  $RC$ -генераторах (рис. 4.8).

## 4.2. Генераторы прямоугольных импульсов

Для получения импульсов прямоугольной формы широко используются релаксационные генераторы, построенные на основе усилителей с положительной обратной связью. Релаксационные генераторы, в которых ПОС создается с помощью  $RC$ -цепей, называют *мультивибраторами*. Если ПОС создается с помощью импульсного трансформатора, такие релаксационные генераторы называют *блокинг-генераторами*.

Релаксационные генераторы могут работать в двух режимах: автоколебательном и ждущем.



В автоколебательном режиме схема имеет два квазиустойчивых состояния, длительность каждого из которых определяется времязадающей цепью.

В ждущем режиме схема имеет одно устойчивое состояние, в котором может находиться неограниченно долгое время. Под действием короткого запускающего внешнего импульса схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, а затем самостоятельно возвращается в исходное состояние, формируя импульс заданной длительности.

**Генераторы на интегральных микросхемах.** В настоящее время широко применяются мультивибраторы, выполненные в виде гибридных ИМС, а также на базе логических ИМС и операционных усилителей. Мультивибраторы на основе логических ИМС обычно применяют в цифровой аппаратуре, так как при этом наиболее полно обеспечивается унификация элементной базы. Кроме того, не требуется согласование по уровням сигналов релаксационных генераторов и других устройств аппаратуры.

На рис. 4.9, а представлена принципиальная схема автоколебательного мультивибратора на ИМС, реализующих логическую функцию И—НЕ. Логические микросхемы Э<sub>3</sub> и Э<sub>4</sub> имеют вспомогательное назначение и служат для создания режима мягкого самовозбуждения колебаний в схеме. При включении питания и возможном появлении на обоих выходах микросхем Э<sub>1</sub> и Э<sub>2</sub> сигналов логической единицы, срабатывают микросхемы Э<sub>3</sub> и Э<sub>4</sub>. На вход Э<sub>2</sub> поступает высокий уровень напряжения, который

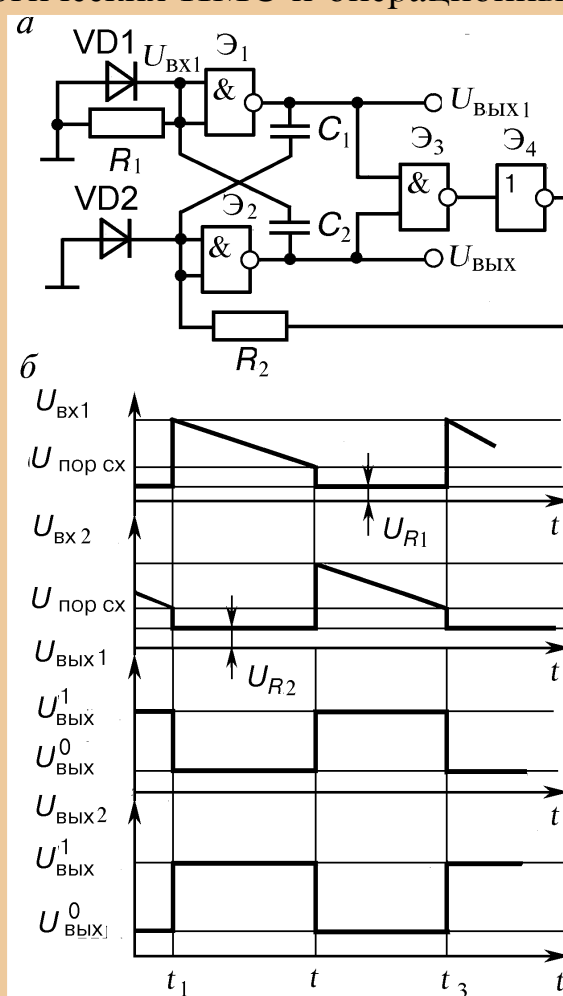


Рис. 4.9. Автоколебательный мультивибратор на ИМС (а), временные диаграммы (б), характеризующие работу мультивибратора

вызывает переключение  $\mathcal{E}_2$  в состояние логического нуля на выходе и приводит к возникновению режима автоколебаний.

Временные диаграммы, характеризующие работу схемы в режиме автоколебаний, приведены на рис. 4.9, б. В момент времени  $t_1$  напряжение  $U_{\text{вх}2}$  достигает порогового значения  $U_{\text{пор сх}}$ , при котором происходит переключение микросхемы  $\mathcal{E}_2$ . Напряжение  $U_{\text{вых}2}$  изменяется от уровня  $U_{\text{вых}}^0$ , соответствующего логическому нулю, до уровня  $U_{\text{вых}}^1$  логической единицы. Так как конденсатор  $C_1$  представляет собой в момент времени  $t_1$  цепь, замкнутую накоротко (напряжение на конденсаторе скачком измениться не может), то  $U_{\text{вх}1}(t_1) = U_{\text{вых}}^1$  и, следовательно,  $U_{\text{вых}}(t_1) = U_{\text{вых}}^0$ .

Скачок напряжения  $U_{\text{вых}1}$  от  $U_{\text{вых}}^1$  до  $U_{\text{вых}}^0$  через конденсатор  $C_2$  передается на вход микросхемы  $\mathcal{E}_2$  и создает нежелательный отрицательный выброс напряжения  $U_{\text{вх}2}$ . Чтобы исключить отрицательные выбросы на входах  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$ , резисторы  $R_1$  и  $R_2$  шунтируют диодами VD1 и VD2.

После момента времени  $t_1$  конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться с постоянной времени  $\tau_{\text{зар}1} = R_1 C_1$  напряжение  $U_{\text{вх}1}$  стремится к нулю с той же постоянной времени. По достижении напряжением  $U_{\text{вх}1}$  порогового значения  $U_{\text{пор сх}}$ , при котором переключается микросхема  $\mathcal{E}_1$ , напряжение  $U_{\text{вых}}$  скачком изменяется до значения, соответствующего логической единице, т.е.  $U_{\text{вых}1}(t_2) = U_{\text{вых}}^1$ , что приводит к изменению напряжения  $U_{\text{вх}2}(t_2) = U_{\text{вых}}^1$ , следовательно,  $U_{\text{вх}2}(t_2) = U_{\text{вых}}^0$ . Таким образом, мультивибратор переходит в следующее квазистойчивое состояние, за время которого происходит заряд конденсатора  $C_2$  и изменение напряжения  $U_{\text{вх}2}$  с постоянной времени  $\tau_{\text{зар}2} = R_2 C_2$ . При  $U_{\text{вх}2}(t_3) = U_{\text{пор сх}}$  мультивибратор переходит в новое квазистойчивое состояние, во время которого заряжается конденсатор  $C_1$ , т.е. цикл повторяется.

В соответствии с временными диаграммами длительность импульсов выходного напряжения  $U_{\text{вых}2}$  определяется формулой

$$t_{\text{и}} = (R_1 + R_{\text{вых}}^1) C_1 \ln \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0 + U_{R_1}}{U_{\text{пор сх}}}.$$

Длительность паузы ( $t_{\Pi}$ ) между соседними выходными импульсами напряжения:

$$t_{\Pi} = (R_2 + R_{\text{ВЫХ}}^1) C_2 \ln \frac{U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 + U_{R_2}}{U_{\text{пор сх}}},$$

где  $U_{R_1}$ ,  $U_{R_2}$  — падение напряжения на резисторах  $R_1$ ,  $R_2$  от протекания входного тока микросхемы при низком уровне входного напряжения ( $U_{R_1} = I_{\text{ВХ}}^0 R_1$ ,  $U_{R_2} = I_{\text{ВХ}}^0 R_2$ );  $R_{\text{ВЫХ}}^1$  — выходное сопротивление микросхемы при высоком уровне выходного напряжения.

Обычно выбирают  $R_1 = R_2 = R$ . При выполнении неравенства  $R \ll R_{\text{ВЫХ}}^1$  будем иметь:

$$t_{\Pi} = R_2 + C_2 \ln \frac{U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 + U_{R_2}}{U_{\text{пор сх}}};$$

$$t_{\text{И}} = R_1 + C_1 \ln \frac{U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 + U_{R_1}}{U_{\text{пор сх}}};$$

На рис. 4.10 приведены принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) ждущего мультивибратора на логических микросхемах, реализующих функцию И—НЕ.

В исходном состоянии на выходе элемента  $\mathcal{E}_1$  имеем высокий уровень напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}^1$  (логическую единицу), так как резистор подключен к нулевой шине и уровень напряжения на входе  $\mathcal{E}_1$  определяется падением напряжения на резисторе  $R$ :  $U_R = I_{\text{ВЫХ}}^0 R$  от входного тока микросхемы. Это падение напряжения должно быть меньше порогового напряжения  $U_{\text{пор сх}}$ . Тогда при высоком уровне напряжения  $U_{\text{ВХ}}^1$  на входе 1 микросхемы  $\mathcal{E}_2$  на ее выходе создается низкий уровень напряжения  $U_{\text{ВЫХ}2} = U_{\text{ВЫХ}}^0$  (логический нуль).

При поступлении на вход 1 элемента  $\mathcal{E}_2$  напряжения  $U_{\text{ВХ}}^0$  в момент времени  $t_1$  на ее выходе устанавливается уровень напряжения, соответствующий логической единице. Возникший при переключении микросхемы  $\mathcal{E}_2$  скачок напряжения  $U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0 = \Delta U_{\text{лог}}$  передается через конденсатор  $C$  на вход микросхемы  $\mathcal{E}_1$  и переключает ее в состояние логического нуля, когда  $U_{\text{ВЫХ}}^1 = U_{\text{ВЫХ}}^0$ .

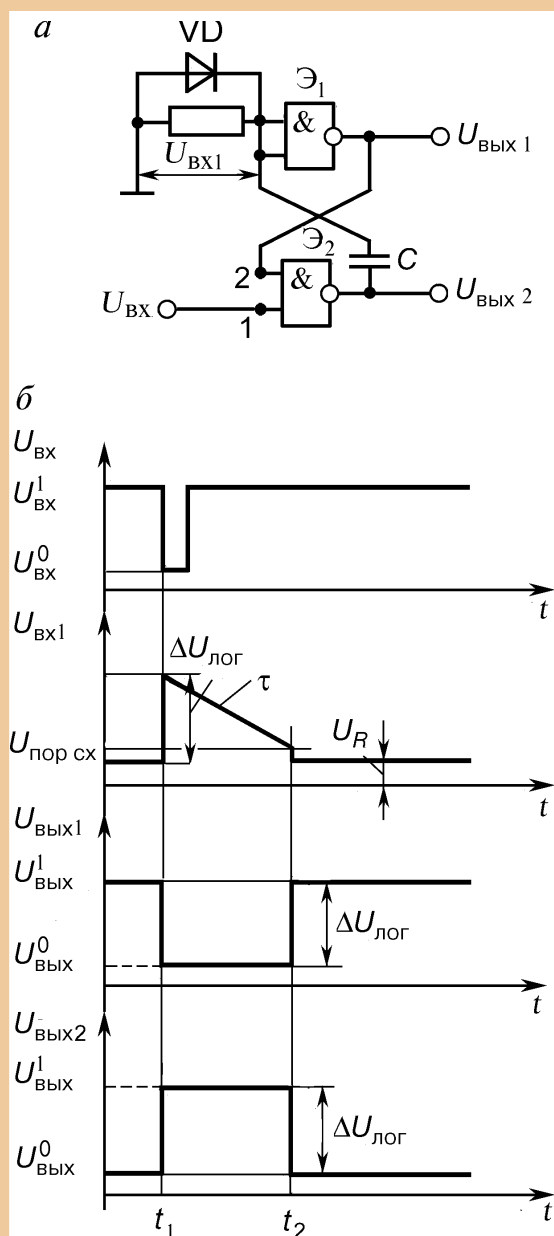


Рис. 4.10. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) ждущего мультивибратора на ИМС

После момента времени  $t_1$  конденсатор  $C$  заряжается по экспоненте с постоянной времени  $\tau = RC$ , а напряжение  $U_{BX1}$  падает с той же постоянной.

Мультивибратор находится в квазистойчивом состоянии.

Возвращение сигнала  $U_{BX}$  на входе 1 микросхемы  $\mathcal{E}_2$  к прежнему уровню (логической единице) не приводит к изменению ее состояния, так как на входе 2 микросхемы после момента времени  $t_1$  устанавливается логический ноль ( $U_2 = U_{ВЫХ1} = U_{ВЫХ}^0$ ).

В момент времени  $t_2$ , когда  $U_{BX1}$  достигает порогового уровня напряжения  $U_{пор сх}$ , происходит переключение  $\mathcal{E}_1$  и, соответственно,  $\mathcal{E}_2$ . Мультивибратор возвращается в исходное состояние.

Для предотвращения отрицательного выброса напряжения  $U_{BX1}$  в момент времени  $t_2$  и уменьшения таким образом времени восстановления исходного состояния схемы резистор  $R$  шунтирует диодом  $VD$ .

Длительность выходного импульса при  $R \ll R_{ВЫХ}^1$  определяется из формулы

$$t_{и} = RC \ln \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{ВЫХ}^0 + U_{R2}}{U_{пор сх}}.$$

Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) автоколебательного мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 4.11.

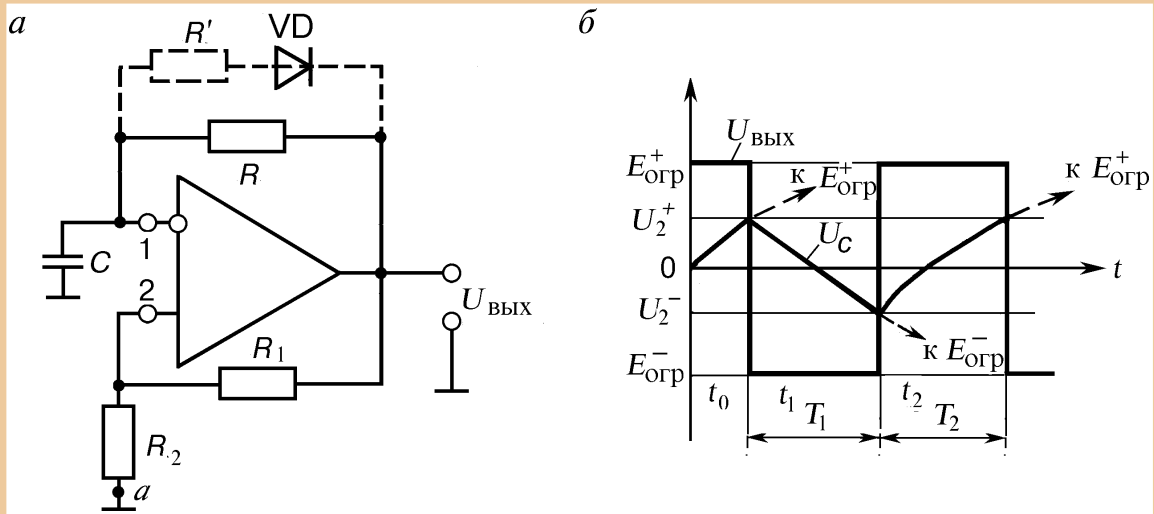


Рис. 4.11. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы работы (б) автоколебательного мультивибратора на ОУ

При включении питания дифференциальное напряжение смещения, возникающее на входе ОУ за счет действия ПОС, образованной резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , скачком переводит операционный усилитель в режим ограничения выходного сигнала.

Пусть в момент времени  $t_0$  на выходе ОУ устанавливается положительное максимальное напряжение  $U_{\text{вых max}} = E_{\text{огр}}^+$ . Вход 1 в момент времени  $t_0$  оказывается заземленным по переменному току, так как напряжение на конденсаторе  $C$  при включении питания скачком измениться не может, т.е.  $U_1(t_0) = U_c(t_0) = 0$ . Напряжение на входе 2 определяется сопротивлениями резисторов  $R_1$  и  $R_2$  и равно:

$$U_2^+(t_0) = \frac{E_{\text{огр}}^+ R_2}{R_1 + R_2} = E_{\text{огр}}^+ \gamma.$$

После момента времени  $t_0$  конденсатор заряжается с постоянной времени  $\tau = RC$  и напряжение на нем, а следовательно, на входе 1 ОУ изменяется, стремясь от нуля к значению  $E_{\text{огр}}^+$ . Напряжение на входе 2 остается неизменным. В момент времени  $t_1$  напряжение  $U_c(t)$  достигает значения  $U_2^+$ , т.е.  $U_c(t_1) = U_2^+$ , изменяется знак дифференциального входного напряжения ОУ, а его выходное напряжение скачком достигает своего отрицательного предела  $-U_{\text{вых max}} = E_{\text{огр}}^-$ .

Напряжение  $U_2$  становится отрицательным и удерживает схему в состоянии ограничения, когда  $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^-$ . Конденсатор  $C$  перезаряжается, а напряжение на нем стремится к  $E_{\text{огр}}^+$ . При  $|UC| = U_2^- = E_{\text{огр}}^+$  происходит скачок выходного напряжения к положительному пределу.

Длительности квазистойчивых состояний схемы определяются из формул:

$$T_1 = RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^-| + U_2^+}{|E_{\text{огр}}^-| - |U_2^-|} RC \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right);$$

$$T_2 = RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^+| + U_2^-}{|E_{\text{огр}}^+| - |U_2^+|} RC \ln \left( 1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) = T_1.$$

Таким образом, схема генерирует импульсы со скважностью, равной двум. Для изменения частоты и скважности выходных импульсов можно: подать в точку  $a$  напряжение  $E \neq 0$ ; зашунтировать резистор  $R$  цепью, состоящей из последовательно соединенных резистора  $R'$  и диода  $VD$  (на рис. 4.10,  $a$  показана пунктиром).

Принципиальная схема ( $a$ ) и временные диаграммы ( $b$ ) ждущего мультивибратора на операционном усилителе приведены на рис. 4.12. В исходном состоянии, когда  $U_{\text{вх}} = 0$ , выходное напряжение ОУ равно положительному предельному значению  $E_{\text{огр}}^+$ .

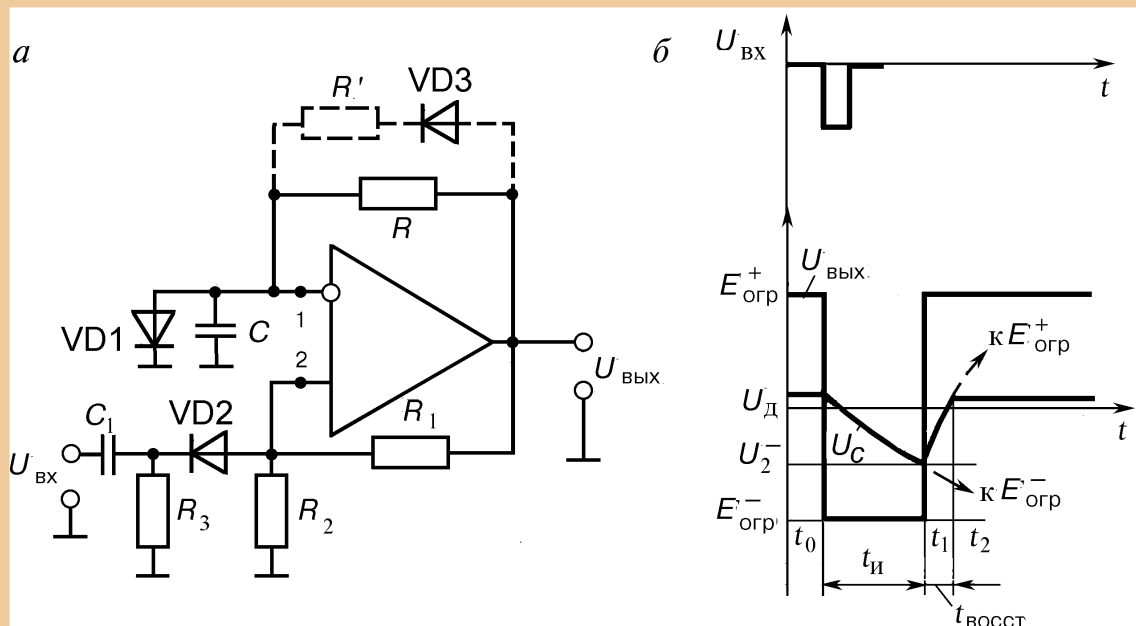


Рис. 4.12. Принципиальная схема ( $a$ ) и временные диаграммы работы ( $b$ ) ждущего мультивибратора на ОУ



Диод VD1 открыт, напряжение на конденсаторе  $C$  и соответственно на инвертирующем входе 1 усилителя составляет десятые доли вольт. Напряжение на неинвертирующем входе 2 определяется делителем  $(R_1 - R_2)$ :

$$U_2^+ = \frac{E_{\text{огр}}^+ R_2}{R_1 + R_2} = E_{\text{огр}}^+ \gamma.$$

Это напряжение удерживает усилитель в режиме, когда  $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+$ .

При подаче в момент времени  $t_0$  на вход мультивибратора отрицательного импульса, обычно прямоугольной формы, схема скачком переходит в квазиустойчивое состояние, для которого  $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+$ . Чтобы исключить влияние входного сигнала на работу схемы, применены цепь запуска  $C_1$ ,  $R_1$  и диод VD2. В момент времени  $t_0$  диод VD1 закрывается и конденсатор  $C$  и начинает заряжаться с постоянной времени  $\tau = RC$  (диод VD1 закрыт). Напряжение на нем стремится к значению  $E_{\text{огр}}^-$  по экспоненте с той же постоянной времени.

Схема удерживается в квазиустойчивом состоянии до тех пор, пока в момент времени  $t_1$  напряжение  $|U_c| = |U_1|$  превысит по абсолютному значению напряжение на неинвертирующем входе  $U_2^-$ .

Длительность выходного импульса схемы

$$t_{\text{и}} \approx RC \ln \frac{U_{\text{д1}} + |E_{\text{огр}}^-|}{|E_{\text{огр}}^-| - |U_2^-|}.$$

Отсюда при  $E_{\text{огр}}^-$  .  $U_{\text{д1}}$  после несложных преобразований получим

$$t_{\text{и}} \approx RC \ln \frac{|E_{\text{огр}}^-|}{|E_{\text{огр}}^-| R_1 / (R_1 + R_2)}.$$

В момент времени  $t_1$  ОУ снова переходит в исходное устойчивое состояние, когда  $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+$ , и конденсатор  $C$  начинает разряжаться с постоянной времени  $\tau = (R' \parallel R) C \approx R' C$  и  $\tau$ , так как диод VD3 при  $U_{\text{вых}} = E_{\text{огр}}^+ > 0$  открыт. Напряжение  $U_c$  стремится

по экспоненте к уровню  $E_{огр}^+$ . Время восстановления исходного состояния схемы заканчивается в момент времени  $t_2$ , когда открывается диод VD1 и напряжение  $U_c$  фиксируется на уровне десятых долей вольт ( $U_{д1} = 0,7...0,9 \text{ В}$ ).

В соответствии с временными диаграммами время восстановления определяем из формулы

$$t_{восст} = RC \ln \frac{|U_2^-| + E_{огр}^+}{E_{огр}^+ - U_{д1}}.$$

Полагая  $E_{огр}^+ \gg U_{д1}$ , данную формулу упростим:

$$t_{восст} = RC \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right).$$

В отсутствие цепи  $R' - VD3$  время восстановления увеличивается, так как  $\tau' = \tau = RC$ , хотя и схема работоспособна.

### 4.3. Генераторы линейно изменяющегося напряжения и тока

Линейно изменяющееся напряжение (рис. 4.13) характеризуется двумя промежутками времени: рабочего хода  $t_{раб}$ , в течение которого напряжение изменяется по линейному закону, и обратного хода  $t_{об}$ , в течение которого напряжение возвращается к исходному значению. Закон изменения напряжения за время обратного хода обычно несуществен.

Различают положительное и отрицательное, а также линейно нарастающее и линейно падающее напряжения. На рис. 4.13 приведены положительные нарастающее (а), спадающее (б) и отрицательные спадающее (в) и нарастающее (г) напряжения.

Для получения линейно изменяющегося напряжения в схеме генератора необходимо обеспечить в течение времени  $t_{раб}$  заряд или разряд некоторого конденсатора большой емкости постоянным током. Действительно, если  $I_c = \text{const}$ , то напряжение на конденсаторе

$$U_c = \int_{t_1}^{t_2} (I_c / C) dt = (I_c / C)(t_2 - t_1),$$

т.е. для получения идеальной линейности напряжения на конденсаторе  $U_c$  ток заряда его должен быть постоянным. Напряжение  $U_c$  для большинства генераторов является выходным или передается на выход через повторитель.

Требование постоянства тока  $I_c$  вытекает также из выражения для скорости заряда (разряда) конденсатора постоянным током:

$$dU_c / dt = I_c / C .$$

Чтобы оценить степень линейности напряжения за время рабочего хода  $t_{\text{раб}}$ , вводят коэффициент нелинейности

$$K_H = \frac{(dU_c / dt)_{t=t_1} - (dU_c / dt)_{t=t_2}}{(dU_c / dt)_{t=t_1}} .$$

Подставляя в формулу, получаем

$$K_H = \frac{I_c(t_1) - I_c(t_2)}{I_c(t_1)} . \quad (4.2)$$

Простейшим пассивным генератором линейно изменяющегося напряжения может служить  $RC$ -цепь (рис. 4.14, а), на вход которой подается прямоугольный импульс напряжения с амплитудой  $E_{\text{вх}}$  (рис. 4.14, б), а выходное напряжение снимается с конденсатора большой емкости. Такая  $RC$ -цепь называется интегрирующей, так как ее выходное напряжение пропорционально интегралу входного. Действительно,

$$U_{\text{вых}} = U_c = \frac{1}{C} \int I_c dt .$$

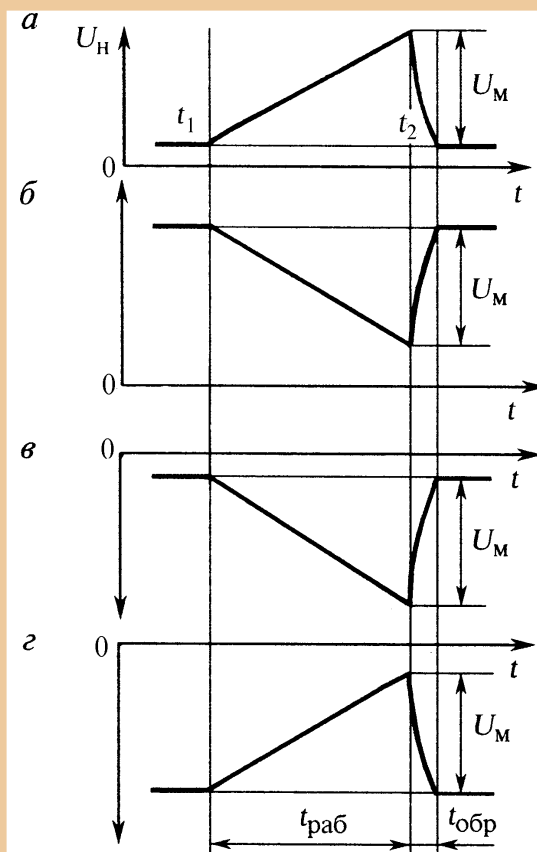


Рис. 4.13. Положительные нарастающие (а), спадающие (б), отрицательные спадающие (в) и нарастающие (г) напряжения

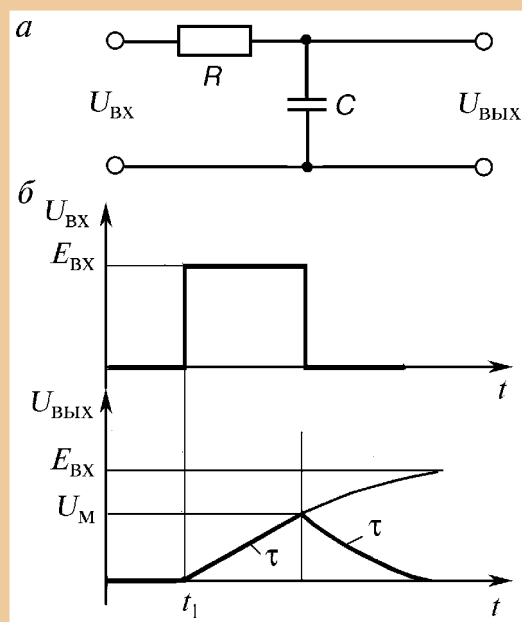


Рис. 4.14. Интегрирующая  $RC$  цепочка

Учитывая, что  $I_R = I_c = U_R / R = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) / R$ , можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{RC} \int (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) dt = \frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}} dt - \frac{1}{RC} \int U_{\text{ВЫХ}} dt. \quad (4.3)$$

Первый член в (4.3) характеризует полезный результат операции интегрирования, а второй — определяет ошибку. Ошибка интегрирования уменьшается с увеличением постоянной времени  $\tau = RC$ , однако при этом уменьшается и первый член выражения, определяющий  $U_{\text{ВЫХ}}$ .

Таким образом,  $RC$ -цепь (рис. 4.14, а) может обеспечить достаточную точность операции интегрирования, а следовательно, приемлемую линейность выходного напряжения лишь при выполнении условия:  $U_{\text{ВХ}} \ll U_{\text{ВЫХ}}$ .

При поступлении скачка напряжения  $E_{\text{ВХ}}$  на вход цепи (момент времени  $t_1$  на рис. 4.14, б) напряжение на выходе цепи  $U_{\text{ВЫХ}}(t_1) = U_c(t_1)$  скачком измениться не может.

Затем конденсатор заряжается с постоянной времени  $\tau = RC$ , а напряжение  $U_{\text{ВЫХ}} = U_c$  с той же постоянной возрастает по экспоненте, стремясь к уровню

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = E_{\text{ВХ}} \left( 1 - e^{-t/\tau} \right),$$

и к моменту времени  $t_2$ , когда происходит обратный скачок входного напряжения, достигает значения  $U_{\text{М}} = E_{\text{ВХ}} \left( 1 - e^{-t_{\text{и}}/\tau} \right)$  — длительность входного импульса напряжения.

При  $t_{\text{и}} \ll \tau$ :

$$U_{\text{М}} \approx E_{\text{ВХ}} t_{\text{и}} / \tau = E_{\text{ВХ}} t_{\text{раб}} / \tau,$$

т.е. по мере увеличения  $t_{\text{и}}$  экспоненциальное выходное напряжение цепи все больше отклоняется от прямой линии, а это отклонение наступает тем раньше, чем меньше постоянная времени  $\tau$ . Записав

$$I_c(t_1) = E_{\text{ВХ}} / R,$$

$$I_c(t_2) = E_{\text{ВХ}} t_{\text{и}} / \tau,$$

из выражения (4.2) найдем коэффициент нелинейности цепи

$$K_{\text{и}} \approx t_{\text{и}} / \tau = t_{\text{раб}} / \tau.$$

После момента времени  $t_2$  конденсатор разряжается с постоянной времени  $\tau = RC$ , а выходное напряжение с той же постоянной спадает по экспоненте к нулю.

Интегрирующая пассивная цепь — составная часть активных генераторов линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), обеспечивающих приемлемую линейность выходного напряжения при  $U_M > E_K$ . Схема простейшего транзисторного генератора линейно возрастающего напряжения (а) и временные диаграммы ее входного и выходного напряжений (б) приведены на рис. 4.15.

В исходном состоянии транзистор находится в режиме насыщения. Пренебрегая остаточным напряжением на электродах насыщенного транзистора, можно принять  $U_c(0) \approx 0$ . В момент времени  $t_1$  транзистор под действием входного импульса запирается и конденсатор  $C$  заряжается с постоянной времени  $\tau_{зар} = R_K C$ . Напряжение  $U_{вых} = U_c$  возрастает по экспоненте с той же постоянной времени, стремясь к значению  $E_K$ .

В момент времени  $t_2$  окончания входного импульса транзистор снова открывается и конденсатор разряжается через выходное сопротивление открытого транзистора  $R_{вых \text{ э}}$ , включенного с общим эмиттером. Выходное напряжение уменьшается, стремясь к нулю, с постоянной времени  $\tau_{разр} = (R_K \parallel R_{вых \text{ э}})C < \tau_{зар}$ .

При  $t_{и}$  и  $\tau_{зар}$  изменение выходного напряжения в течение времени  $t_{и} = t_2 - t_1$  можно считать линейным:

$$U_M = U_{вых}(t_2) \approx E_K t_{и} / \tau_{зар} \cong E_K K_H.$$

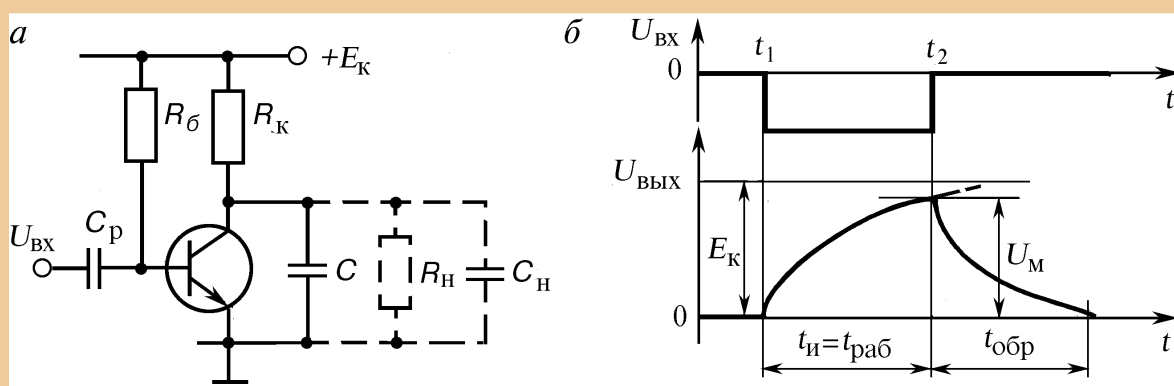


Рис. 4.15. Транзисторный генератор линейно возрастающего напряжения(а) и временные диаграммы входного и выходного напряжений (б)

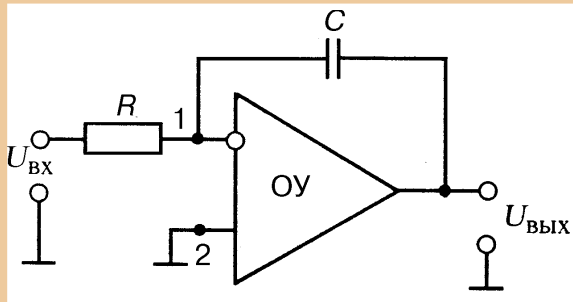


Рис. 4.16. Генератор линейного напряжения на ОУ

Время обратного хода, определяемое до момента времени, когда транзистор входит в режим насыщения, определяется формулой

$$t_{\text{обр}} = t_{\text{и}} / (N - 1).$$

Таким образом, для уменьшения времени обратного хода следует увеличивать степень насы-

щения транзистора, однако при этом выходное напряжение генератора с подачей входного сигнала задерживается на время, обусловленное рассасыванием носителей в базе  $t_{\text{рас}}$ .

В настоящее время широко используется ГЛИН с отрицательной обратной связью на операционных усилителях. Схема интегратора на ОУ, выполняющего роль ГЛИН с управлением от внешнего источника  $U_{\text{ВХ}}$ , приведена на рис. 4.16.

Интегрирующий конденсатор  $C$  большой емкости включен в цепь отрицательной обратной связи ОУ. Поэтому в процессе его перезаряда напряжения непосредственно на входах 1 и 2 ОУ равны, т.е.  $U_1 = U_2 = 0$ .

Тогда ток, протекающий через резистор  $R$ , равен

$$I_R = U_{\text{ВХ}} / R,$$

а ток, протекающий через конденсатор  $C$ :

$$I_c \approx U_c C / t = U_{\text{ВЫХ}} C / t.$$

Поскольку токи  $I_R$  и  $I_c$  представляют собой один и тот же ток в цепи конденсатора ( $R_{\text{ВХ ОУ}} \rightarrow \infty$ ), то можно записать  $I_R = I_c = I$  или

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{t} = C.$$

Откуда найдем  $U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВХ}} t / RC$ .

На рис. 4.17, а приведена схема автоколебательного ГЛИН. Операционный усилитель ОУ<sub>1</sub> работает как компаратор напряжения, переключающийся в тот момент времени, когда напряжение на его не-



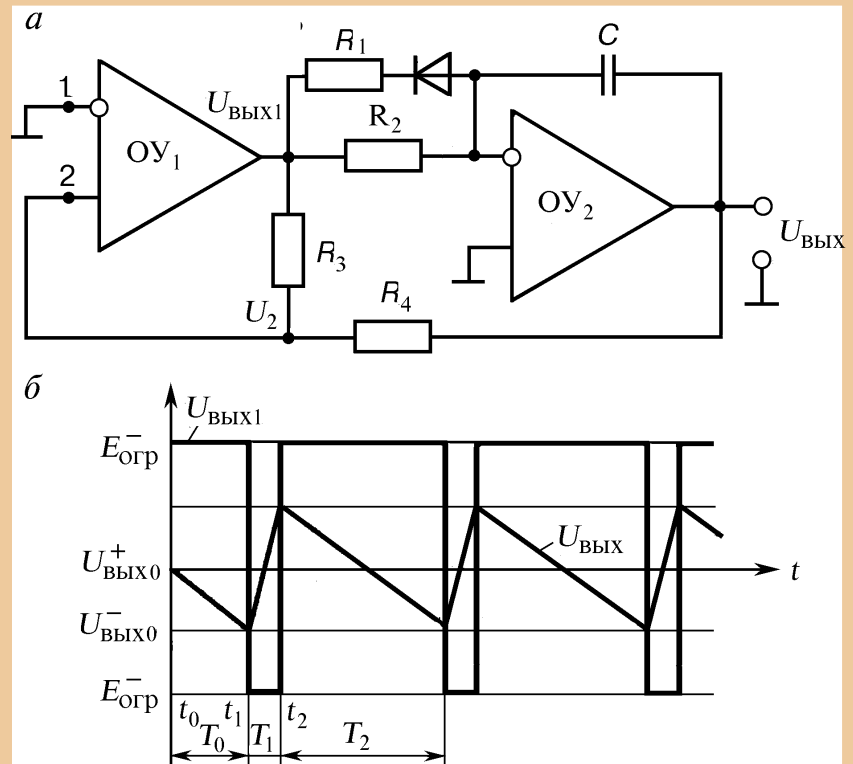


Рис. 4.17. Автоколебательный ГЛИН на ОУ (а) и временные диаграммы (б)

инвертирующем входе  $U_2$  изменяет свой знак ( $U_2 = 0$ ). Напряжение  $U_2$  в свою очередь зависит от напряжения на выходе схемы  $U_{ВЫХ}$ .

Операционный усилитель  $ОУ_2$  представляет собой интегратор (рис. 4.16), управляемый напряжением  $U_{ВЫХ1}$  на выходе компаратора.

При напряжении  $U_{ВЫХ1} = E_{огр}^+$  выходное напряжение спадает по линейному закону:  $U_{ВЫХ}(t) \approx -E_{огр}^+ t / \tau$  (рис. 4.17, б)

В момент времени  $t_1$  напряжение  $U_{ВЫХ}$  достигает значения  $U_{ВЫХ0}^- = -E_{огр}^+ T_0 / \tau$ , при котором  $U_2$  становится равным нулю, т.е.

$$U_2 = -|U_{ВЫХ0}^-| + (E_{огр}^+ + |U_{ВЫХ0}^-|)\gamma = 0, \quad (4.4)$$

где  $\gamma = R_4 / (R_3 + R_4)$ .

Напряжение  $U_{ВЫХ1}(t_1)$  компаратора скачком изменяется от  $E_{огр}^+$  до  $E_{огр}^-$  и после момента времени  $t_1$  напряжение  $U_{ВЫХ}$  изменяется почти по линейному закону от  $U_{ВЫХ0}^-$  до  $U_{ВЫХ0}^+$ .

Амплитуда выходного напряжения схемы:

$$|U_M| = |U_{ВЫХ0}^-| + |U_{ВЫХ0}^+| = (E_{огр}^+ + |U_{ВЫХ0}^-|)T_1 / \tau',$$

где  $\tau' = (R_1 \parallel R_2)C$ , так как диод открыт.

Из этого выражения следует, что

$$T_1 t_{\text{обр}} = \frac{|U_M| \tau'}{E_{\text{огр}}^+ + |U_{\text{вых } 0}^-|}. \quad (4.5)$$

При достижении напряжением  $U_{\text{вых}}$  уровня  $U_{\text{вых } 0}^+$  будем иметь:

$$U_2 = U_{\text{вых } 0}^+ - (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых } 0}^+) \gamma = 0. \quad (4.6)$$

Компаратор ОУ<sub>1</sub> срабатывает, его выходное напряжение в момент времени  $t_2$  изменяется скачком от  $E_{\text{огр}}^-$  до  $E_{\text{огр}}^+$ , а выходное напряжение схемы после момента времени  $t_2$  линейно падает от  $U_{\text{вых } 0}^+$  до  $U_{\text{вых } 0}^-$ . Амплитуда выходного напряжения схемы определяется выражением

$$|U_M| = U_{\text{вых } 0}^+ + |U_{\text{вых } 0}^-| = (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых } 0}^+) T_2 / \tau',$$

откуда

$$T_2 = t_{\text{раб}} = U_M \tau' / (|E_{\text{огр}}^-| + U_{\text{вых } 0}^+). \quad (4.7)$$

Из выражений (4.4) и (4.6) найдем, что  $|U_{\text{вых } 0}^-| = E_{\text{огр}}^+ \gamma$ ,  $U_{\text{вых } 0}^+ = |E_{\text{огр}}^-| \gamma$ , а следовательно, амплитуда выходного сигнала

$$U_M = |U_{\text{вых } 0}^-| + U_{\text{вых } 0}^+ = (E_{\text{огр}}^+ + |E_{\text{огр}}^-|) \gamma.$$

При  $E_{\text{огр}}^+ = |E_{\text{огр}}^-| = E_{\text{огр}}$  получим

$$U_M = 2E_{\text{огр}}. \quad (4.8)$$

Подставляя  $U_M$  из выражения (4.8) в (4.5) и (4.7), получим:

$$T_1 = t_{\text{обр}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad T_2 = t_{\text{раб}} = 2\tau' \gamma \lambda, \quad \text{где } \lambda = E_{\text{огр}} / (E_{\text{огр}} + U_{\text{вых } 0}).$$

Генераторы линейно изменяющегося тока используются в основном для создания временной развертки в отклоняющих катушках электронно-лучевых трубок. Одним из способов получения линейно изменяющегося тока является использование ГЛИН с большим внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ . Тогда форма тока катушки, на которую нагружен такой генератор, не будет зависеть от параметров катушки. Такой способ можно реализовать в схеме (рис. 4.18), представляющей собой операционный усилитель, в цепь отрицательной обратной связи которого включена катушка индуктивности.

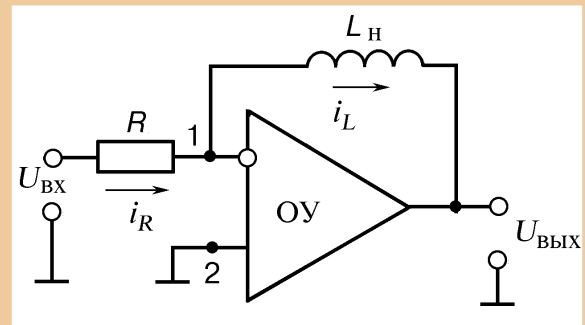


Рис. 4.18. Генератор линейно изменяющегося тока

Тогда при подаче на вход ОУ с  $R_{\text{вх оу}} \rightarrow \infty$  линейно изменяющегося напряжения через элементы  $R$  и  $L$  протекает один и тот же ток  $I = I_R = I_L$ . Учитывая, что в ОУ с обратной связью напряжения на входах 1 и 2 одинаковы, т.е.  $U_1 = U_2 = 0$ , можно записать:  $I_L = I_R = U_{\text{вх}} / R$ .

Таким образом, в цепи катушки будет протекать ток, форма которого определяется линейно изменяющимся входным напряжением.

## 5. УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

### 5.1. Автоматические системы: основные определения, функциональные схемы

Автоматическая система предназначена для управления каким-либо процессом без вмешательства оператора (человека). В такой системе функции оператора обычно сводятся к включению системы.

Любая автоматическая система, независимо от ее назначения и принципа работы элементов, состоит из двух основных частей: объекта управления (ОУ) и управляющего устройства (УУ). Процесс управления заключается в том, что управляющее устройство целенаправленно воздействует на объект управления для достижения запланированного результата. Данный процесс не может осуществляться без передачи информации от одной части системы к другой. Характер обмена информацией определяет основные особенности устройства таких систем, поэтому автоматические системы относятся к информационным системам.

По структурному построению автоматизированные устройства напоминают такие биологические системы, как, например, человек. На рис. 5.1 проведена аналогия между человеком и автоматом по способам получения сигналов, их обработки и накопления, а также по преобразованию сигналов. Органам чувств человека соответствуют датчики в автоматах, а функции активных органов выполняют исполнительные устройства. Аналогом мозга как центрального устройства для обработки сигналов служит ЭВМ с ее системой памяти.

В зависимости от способа использования информации различают разомкнутые (рис. 5.2, *а*) и замкнутые (рис. 5.2, *б*) автоматические системы.

В автоматических системах сигнал  $X(t)$  от внешнего источника информация поступает на управляющее устройство (УУ). В разомкнутой системе УУ действует по жесткому алгоритму и в зависимости от характера  $X(t)$  вырабатывает заранее определенные управляющие воздействия  $Z(t)$ . Под действием  $Z(t)$  объект управления меняет свое состояние, но информация  $Y(t)$  об этом изменении в процессе управления не используется.

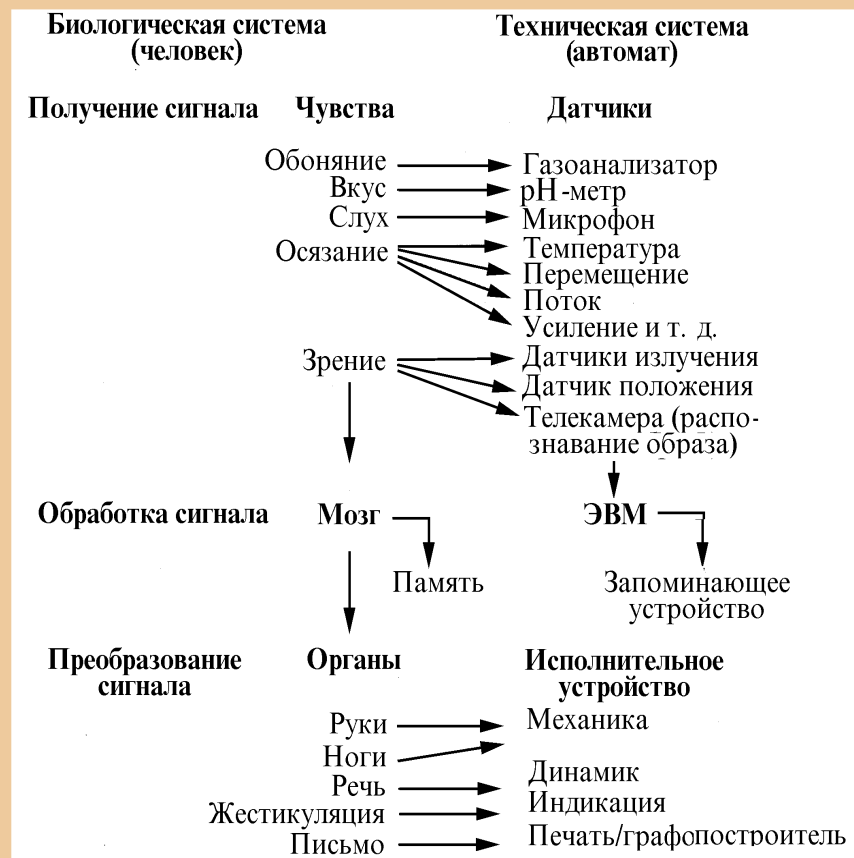


Рис. 5.1. Аналогия: человек-автомат

Примерами разомкнутой автоматической системы могут служить: часовой автомат, включающий и выключающий освещение в пассажирских вагонах в определенное время суток; автомат, включающий сигнализацию при пожарной опасности в определенных отсеках подвижного состава, и др.

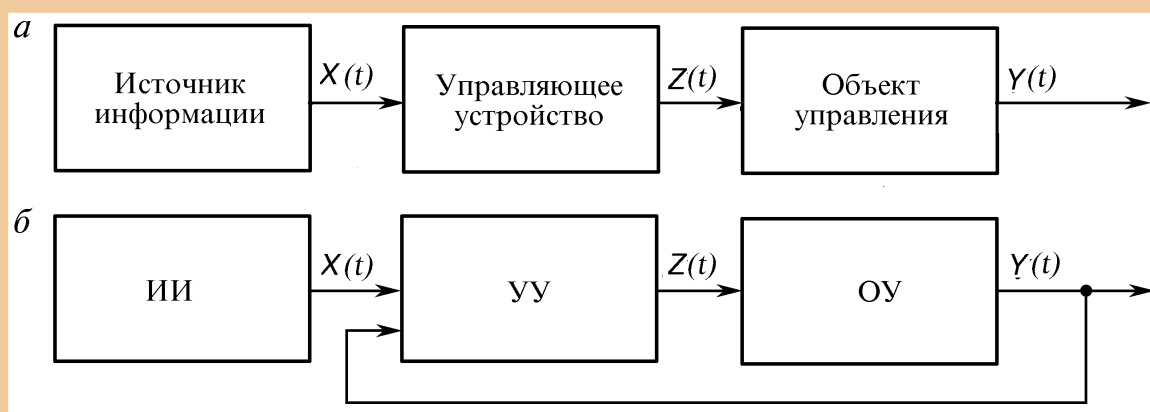


Рис. 5.2. Разомкнутая (а) и замкнутая (б) автоматические системы

Перечисленные автоматические системы объединяет одно общее свойство: их автоматизм обеспечен и ограничен заранее заложенной в них программой действия, заранее заложенной информацией, движущейся в одном направлении — к исполнительному органу (в первом примере — к реле, во втором — к световой и звуковой индикации). В таких системах отсутствует контроль за изменением состояния объекта управления, а также учет этих изменений в процессе управления.

В реальных системах на объект управления действуют заранее непредвиденные возмущения, называемые помехами. Помехи могут возникнуть при изменении внешних условий (температура, влажность, электромагнитные импульсы, вибрации и т.д.) или внутреннего состояния системы (нестабильность источников питания, люфт движущихся деталей, «старение» свойств элементной базы и т.д.). Если влияние помех достаточно велико, то рассмотренные выше разомкнутые системы становятся неработоспособными. В этих случаях используются *замкнутые автоматические системы*, в которых управляющее воздействие  $Z(t)$  вырабатывается на основе информации об отклонении регулируемой величины  $Y(t)$  от требуемого значения  $X(t)$ , т.е.  $Z(t)$  является функцией расхождения:  $Z(t) = \Phi[X(t) - Y(t)]$ .

На рис. 5.3, а приведена замкнутая автоматическая система с конструктивно разделенными объектом управления, исполнительным устройством и датчиком, а на рис. 5.3, б — замкнутая автоматизированная система, в которой обязательным звеном является человек (коллектив).

Во всех замкнутых системах проводится сравнение фактического  $Y(t)$  и заданного  $X(t)$  значений выходной величины и установ-

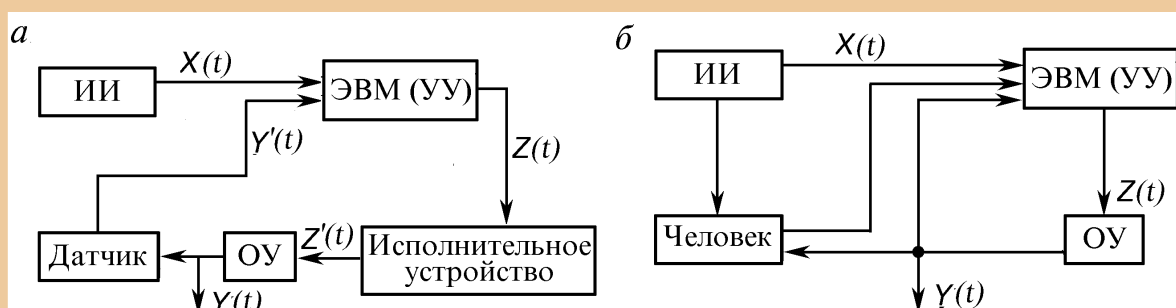


Рис. 5.3. Замкнутые автоматические системы: с конструктивно разделенным объектом управления (а), с участием оператора (б)



ливается связь между получившимися рассогласованием и новым управляющим воздействием, т.е. образуется непрерывный замкнутый цикл движения сигналов (информации). При этом целью работы системы является минимизация функции рассогласования. Характер функции  $\Phi$  определяется конкретной системой, но в любой системе при совпадении фактического и заданного значений выходной величины, т.е. при  $X(t) - Y(t) = 0$ , значение функции  $\Phi$  и управляющего воздействия  $Z(t)$  равно нулю.

Сигналы, поступающие с выхода (объект управления) на вход системы (управляющее устройство), называются *сигналами обратной связи*, а цепь, по которой они поступают, — *цепью обратной связи*. Поэтому замкнутые системы также называют и системами с обратной связью, а разомкнутые — системами без обратной связи.

Как уже указывалось (см. рис. 5.3), автоматические устройства используются не только в автоматических системах управления, действующих без вмешательства оператора (человека), но и в автоматизированных системах управления (АСУ), в которых главное место отводится человеку. В таких системах автоматы участвуют в процессах получения, переработки и предъявления информации человеку-оператору (или коллективу операторов), который принимает окончательное решение и передает его как входную информацию следующим цепочкам автоматов, оптимальным образом выполняющих эти решения. К таким системам относятся, в частности, автоматизированные системы обучения.

## 5.2. Датчики различной физической природы

Большинство величин, характеризующих различные процессы, имеют неэлектрический характер: температура, освещенность, механические воздействия, магнитные поля и т.д. Поэтому в автоматических системах контроля и управления применяют разнообразные преобразователи неэлектрических величин в электрические сигналы.

Главный элемент измерительного преобразователя электрического сигнала — датчик. Важнейший параметр датчика — динамическая чувствительность  $K$ , равная отношению изменения выходной величины  $Y$  датчика к изменению входной величины  $\Delta X / K = \Delta Y / \Delta X$ . Кроме достаточной чувствительности, датчик

должен обеспечивать необходимую точность преобразований в заданном диапазоне изменений входной величины, обладать достаточным быстродействием, не оказывать заметного влияния на контролируемую величину.

По принципу действия датчики делят на параметрические — преобразующие входную величину в параметры электрической цепи ( $R$ ,  $C$ ,  $L$ ), и генераторные — преобразующие энергию входной величины непосредственно в электрическую энергию (рис. 5.4).

Для получения электрического сигнала от параметрического датчика необходима электрическая цепь с дополнительным источником электроэнергии. Эта вспомогательная электрическая цепь, в которой происходит преобразование изменения сопротивления  $Z$  на входе цепи в изменение напряжения (или тока) на выходе цепи [ $U = f(Z)$ ], называется измерительной цепью.

Выходные сигналы датчиков в большинстве случаев имеют небольшие значения, соизмеримые с уровнем внешних помех, поэтому в состав преобразователей обычно входит усилитель сигнала. Если требуемый коэффициент усиления  $K = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} < 10$ , то используют простой однокаскадный транзисторный усилитель. При  $K > 10$  целесообразно применять операционные усилители.

Если преобразователь неэлектрической величины в электрический сигнал должен работать с цифровым устройством управления, то в состав преобразователя необходимо включать устройство, производящее квантование сигнала по уровню и во времени. Такое устройство называют аналого-цифровым преобразователем.

Рассмотрим наиболее распространенные типы датчиков. В общем случае структурная схема преобразователя неэлектрической величины в цифровой электрический сигнал (рис. 5.4) состоит из датчика, измерительной цепи, усилителя, АЦП. С развитием микроэлектроники появились микросхемы, соединяющие в одном корпусе все элементы преобразователя, кроме датчика. Такие схемы достаточно универсальны и могут работать с различными типами датчиков.

Рассмотрим наиболее распространенные типы датчиков. Датчики условно можно разбить на две большие группы:

- по воздействию факторов внешней среды (температура, магнитные поля, различные виды излучений: видимого света и инфракрасного, радиационного и акустического);

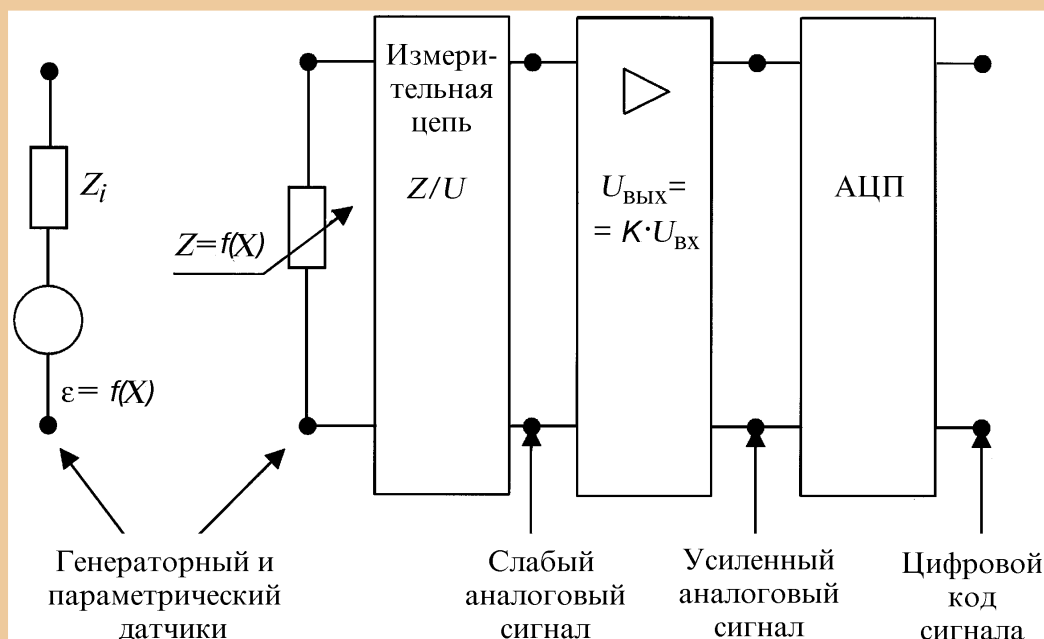


Рис. 5.4. Структурная схема датчиков-преобразователей

- по различным видам механических воздействий (удары, вибрации, ускорения, статистические давления).

Кроме указанных типов датчиков на подвижном составе используются и другие. К примеру, датчики величин перемещений, газов, влажности.

Наибольшее применение в современной электронной аппаратуре подвижного состава получили датчики температуры: термопары, терморезисторы и полупроводниковые датчики. Причем, последним отдается предпочтение. Принцип их работы базируется на температурной зависимости напряжения открытого  $p-n$  перехода выпрямительного диода или транзистора:  $U_{пр} = f(T^{\circ}\text{C})$  при  $I_{пр} = \text{const}$ . На рис. 5.5 приведена указанная зависимость. Основное преимущество этих датчиков температуры — достаточно высокая чувствительность ( $\text{ТКН} = 2 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ ) и

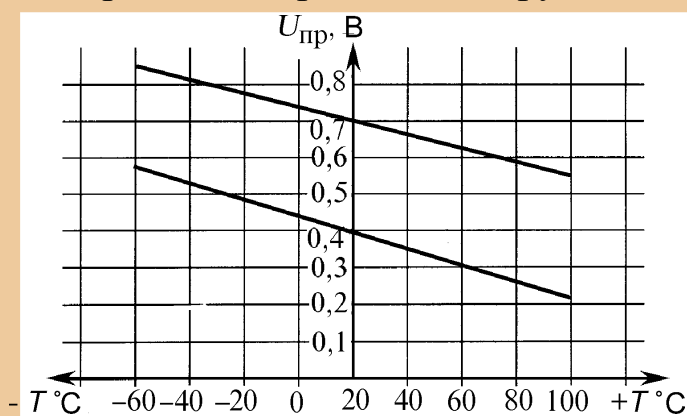


Рис. 5.5. Температурная зависимость кремниевого  $p-n$  перехода  $U_{пр} = f(T^{\circ}\text{C})$

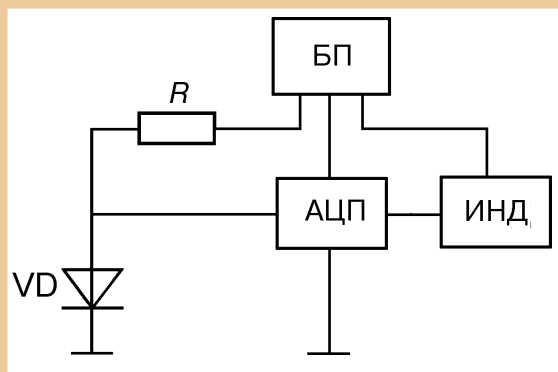


Рис. 5.6. Структурная схема измерителя температуры

линейность зависимости в широком диапазоне температур, что существенно облегчает практическую реализацию высокоточных датчиков температуры.

На рис. 5.6 приведена схема одного из вариантов измерителя температуры в диапазоне  $40^\circ\text{C} \pm 80^\circ\text{C}$  с точностью  $0,1^\circ\text{C}$ . В качестве датчика температуры целесообразно использовать выпрямительные диоды и  $p-n$  переходы

биполярных транзисторов малой и средней мощности (не принципиально — германиевые или кремниевые); в качестве АЦП — микросхему типа К572ПВ2; в качестве цифровых индикаторов — АЛС 324; БП — блок питания.

Большое применение находят датчики излучений видимого света и инфракрасного — фотодатчики. Кроме указанных типов датчиков применяются фоторезисторы и фототранзисторы.

Работа фоторезисторов базируется на внутреннем фотоэффекте (генерация пары «электрон-дырка» в освещенном полупроводниковом материале). Сила тока фоторезистора прямо пропорциональна освещенности и приложенному напряжению. Вольт-амперная характеристика (рис. 5.7, б) фоторезистора — линейная. При отсутствии освещенности через прибор проходит небольшой темновой ток  $I_T$ , создаваемый свободными носителями заряда; при наличии светового потока  $\Phi \neq 0$  возникает световой ток  $I_{CB}$ . Разница между этими двумя токами называется фототоком  $I_\Phi = I_{CB} - I_T$ . Фоторезис-

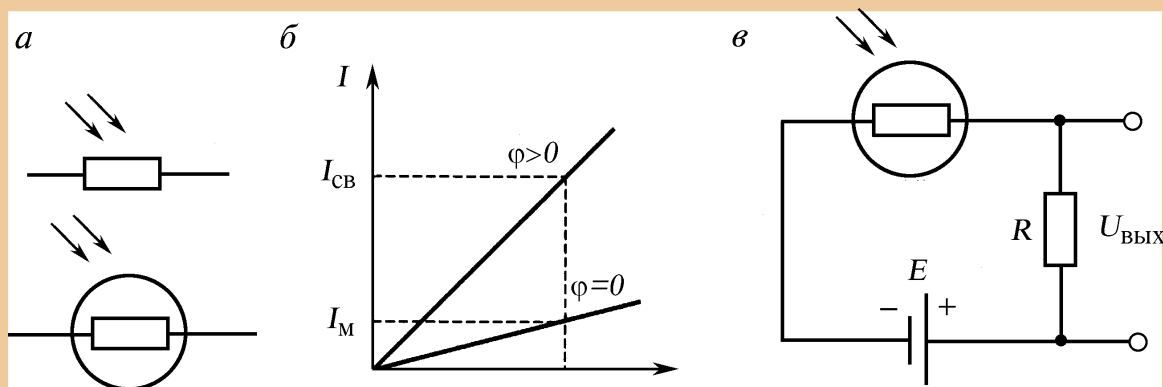


Рис. 5.7. Условные обозначения (а), ВАХ (б) и схема включения фоторезистора (в)

торы характеризуются темновым сопротивлением (от 10 кОм до 1 МОм), темновым током, максимально допустимой рассеиваемой мощностью и др. Схема включения фоторезистора приведена на рис. 5.7, в.

Схемы включения фотодиодов приведены на рис. 5.8, а и б. Освещают обычно только одну область ( $p$  или  $n$ ), напряжение от внешнего источника приложено в запирающем направлении (рис. 5.8, а), темновой ток незначителен. При освещении фотодиода генерируются дырки  $n$ -области в  $p$ -область и через диод проходит ток незначительной величины.

На рис. 5.8, б показано включение  $p$ - $n$  перехода без внешнего источника питания. При облучении светом в нем генерируются дополнительные носители заряда, которые переходят в область с другим типом электропроводности и частично компенсируют заряды в запирающем слое. Таким образом, в цепи создается ток, т.е.  $p$ - $n$  переход становится источником ЭДС (фотоэлектродвижущей силы). Этот тип перехода называют фотоэлементом. При подключении ряда фотоэлементов друг к другу получают фотобатареи (солнечные батареи).

Фотодиоды обладают большими значениями обратного напряжения (десятки вольт),  $I_T$  — достигает десятков микроампер. Их интегральная чувствительность колеблется от 2 до 20 мА/лм.

На рис. 5.9, а приведено условное обозначение датчика фототранзистора — прибора с двумя  $p$ - $n$  переходами и выводами от эмиттера и коллектора.

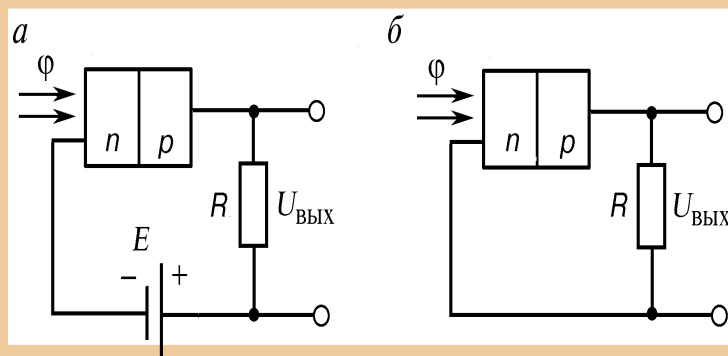


Рис. 5.8. Схемы включения фотодиодов с внешним источником (а) и без него (б)

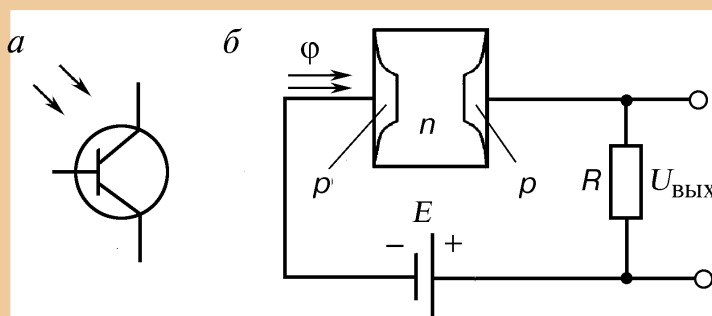


Рис. 5.9. Условное обозначение фототранзистора (а) и схема его включения (б)

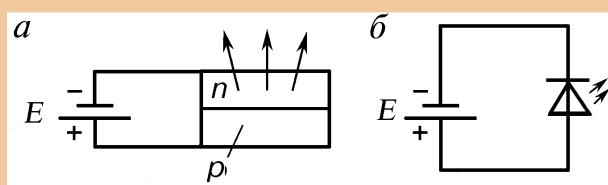


Рис. 5.10. Структура (а) и схема включения светодиода (б)

Так как коллекторный переход смещен в обратном направлении, через неосвещенный прибор проходит слабый темновой ток (рис. 5.9, б). При облучении светом базы в ней вследствие внутреннего фотоэффекта образуются электроны и дырки.

Дырки смещаются в коллектор. Оставшиеся в базе электроны снижают потенциальный барьер эмиттерного перехода. В результате увеличивается диффузионное движение дырок через эмиттерный переход, что приводит к росту обратного тока.

Для температурной стабилизации предусматривается вывод от базы. Чувствительность транзисторного фотодатчика выше, чем у ранее рассмотренных, и колеблется от 100 до 500 мА/лм.

Часто фотодатчики работают в устройствах совместно со светодиодами — приборами, излучающими свет при интенсивной рекомбинации электронов и дырок в узком слое перед  $p$ - $n$  переходом (рис. 5.10). В зависимости от используемого полупроводникового материала в светодиодах излучение бывает в разных диапазонах инфракрасного и видимого света.

Фотоэлементы — это «глаза» многих автоматических, измерительных и управляющих устройств. Они применяются для регулировки, включения и отключения освещения; для контроля расстояний до объектов; для измерений скорости вращения вала двигателя и его угла поворота; дистанционного управления работой аудиовизуальной техники. Интенсивность света может быть показателем температуры излучателя теплоты (дымовых газов, масла, угольной пыли и др.). Особенно эффективным бывает применение фотодатчиков для контроля объектов в особо трудных и опасных для жизни человека местах.

В современной электроскопии устройств подвижного состава и рельсов широко используются ультразвуковые методы контроля (УЗК). В качестве датчиков и излучателей ультразвуковых колебаний используются пьезоэлектрические преобразователи (ПЕП). На рис. 5.11 приведен разрез ПЕПа. В качестве пьезоэлемента используются пластины из монокристалла кварца или пьезокерамических материалов: титаната бария, цирконат титана, свинца и др. Для из-



готовления преобразователей (вставок резонаторов) современных дефектоскопов чаще всего используется ПЕП из цирконат титаната свинца марки ЦТС-19.

На плоские пластины поверхности пьезоэлементов наносят тонкие слои серебра, служащие электродами. При подведении к электродам знакопеременного электрического напряжения пьезоэлемент

совершает вынужденные электромеханические колебания (растягивается и сжимается) с частотой подаваемого электрического напряжения. Данное явление называется *обратным пьезоэффектом*.

При воздействии на пьезоэлемент механических колебаний на его электродах возникает знакопеременное электрическое напряжение, величина которого пропорциональна прилагаемому к пьезоэлементу усилию. Это явление носит название *прямой пьезоэффект*.

Амплитуда колебаний пьезоэлемента зависит от напряжения на электродах и соотношения частоты подаваемого на него переменного напряжения и собственной частоты колебаний элемента. Наибольшая амплитуда колебаний ПЕП достигается при резонансе, то есть когда его собственная частота колебаний совпадает с частотой возбуждающего переменного напряжения. Собственная частота  $f$  элемента зависит от его толщины  $b$  и скорости упругих волн  $C$ :  $f = C / 2b$  (для пьезокерамики ЦТС-19 скорость ультразвуковой волны  $C = 3300$  м/с). На практике используются пластины ПЕП с толщинами 0,3, 0,7 и 1,3 мм. Наибольшее применение нашли ПЕП с пластинами толщиной 0,7 мм, у которых резонансная частота  $f_0 = 2,5$  МГц.

Сущность работы датчика ультразвуковых колебаний состоит в следующем: если на пути распространения ультразвуковой волны встречается другая среда (среда с другими акустическими свойствами), то одна часть энергии проходит во вторую среду, а другая часть — отражается в первую. Распределение энергии между отраженной и прошедшей волнами определяется соотношением их акус-

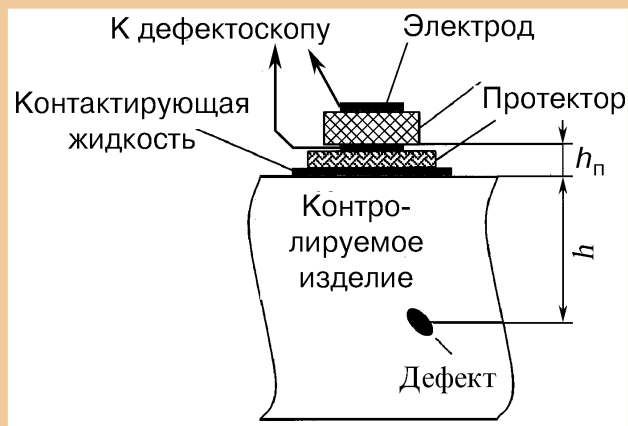


Рис. 5.11. Разрез структуры пьезоэлектрического преобразователя

тических сопротивлений сред. На принципе отражений ультразвуковых волн от неоднородностей металла и основана выявляемость дефектов ультразвуковым эхо-методом, так как трещины, включения и другие несплошности отличаются по своему акустическому сопротивлению от сопротивления основного металла.

Рассмотрим кратко принцип работы датчиков магнитных полей. Главная особенность магнитных датчиков — их быстроедействие, возможность обнаружения и измерения бесконтактным способом. Однако при этом требуется небольшое расстояние от воздействующего магнитного поля. Наиболее современными и эффективными датчиками магнитного поля являются датчики Холла, относящиеся к типу гальваномагнитных преобразователей. Они применяются для измерения индукции магнитного поля, угловых и линейных перемещений.

Работа датчиков Холла основана на физических эффектах, возникающих в магнитном поле твердых тел при движении в них заряженных частиц. На рис. 5.12 представлена конструкция датчика Холла. В полупроводниковой пластине или пленке, помещенной в магнитное поле, при пропускании через нее электрического тока (электроды 1) на электродах 2 возникает ЭДС:  $E_{\text{ХЛ}} = KIB/h$  (где:  $K = \chi\rho$  — постоянная Холла,  $\text{м}^2 \cdot \text{А}$ ;  $\chi$  — подвижность носителей тока,  $\text{м}^2 \text{ В}$ ;  $\rho$  — удельное сопротивление материала пластины,  $\text{Ом} \cdot \text{м}$ ).

Наиболее сильно эффект Холла проявляется в германии, кремнии и полупроводниках, выполненных на основе элементов третьей (III и...) группы периодической системы.

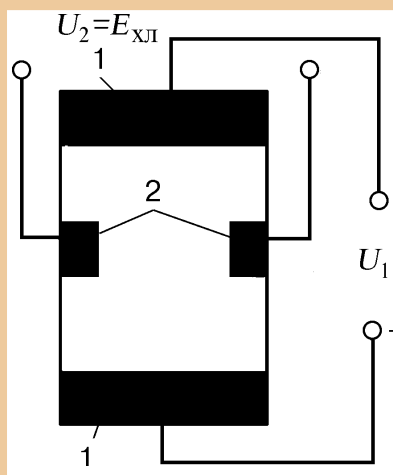


Рис. 5.12. Конструкция датчика Холла

У всех вышеперечисленных датчиков информационный сигнал составляет единицы милливольт, поэтому, как правило, совместно с датчиком применяются предварительные усилители.

Датчики механических величин подразделяются на датчики перемещения, давления, скорости и ускорения.

К датчикам перемещения относятся: реостатные, тензолитовые, индуктивные, трансформаторные (сельсин-датчики) и емкостные.

В качестве датчиков давления и усилия применяются в основном пьезодатчики, а в качестве датчиков скорости — тахогенераторы.

Основной недостаток перечисленных датчиков механических величин — низкая надежность и небольшой срок службы. Поэтому в настоящее время их функции выполняют датчики на основе полупроводниковых материалов. К примеру, тахогенераторы, предназначенные для контроля механических вращений, могут быть с успехом заменены оптоэлектронной парой с соответствующим электронным преобразователем.

### 5.3. Аналоговые компараторы

Компаратор предназначен для сравнения аналоговых сигналов: один из них называют опорным ( $U_{оп}$ ), а другой — измеряемым или входным ( $U_x$ ). В момент равенства сигналов напряжение на выходе компаратора резко изменяется.

Обычно после компаратора включается цифровой элемент, на вход которого следует подавать напряжение только двух уровней: один соответствует логической «1», а другой — логическому «0». Поэтому напряжения на выходе компаратора должны принимать эти значения.

Наличие двух входов и большой коэффициент усиления ИМС ОУ позволяет построить компаратор на ее основе.

На рис. 5.13, а приведена схема компаратора для сравнения однополярных сигналов. Полярность  $U_{вых}$  определяется бóльшим из напряжений  $U_{оп}$  и  $U_x$ :

$$U_{вых} = K(U_{оп} - U_x),$$

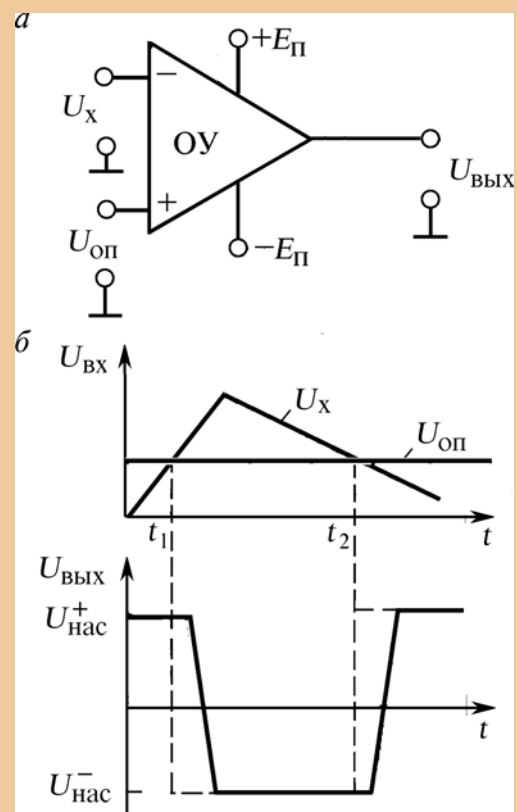


Рис. 5.13. Компаратор для сравнения однополярных сигналов (а) и временные диаграммы (б) его работы

а величина  $U_{\text{вых}}$  за счет большого коэффициента усиления  $K$  и отсутствия обратной связи достигает  $U_{\text{нас}}^+$  ( $U_{\text{нас}}^-$ ) при весьма незначительной разнице  $U_{\text{оп}}$  и  $U_{\text{x}}$ .

До момента времени  $t_1$  (рис. 5.13, б)  $U_{\text{оп}} > U_{\text{x}}$  — полярность напряжения  $U_{\text{вых}}$  совпадает с полярностью напряжения  $U_{\text{оп}}$  и  $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ . Вслед за равенством (в момент времени  $t_1$ ) напряжение  $U_{\text{x}}$  начинает превышать  $U_{\text{оп}}$ . Теперь полярность  $U_{\text{вых}}$  определяется напряжением  $U_{\text{x}}$  на инвертирующем входе и противоположна  $U_{\text{x}}$ . При весьма незначительном превышении  $U_{\text{x}}$  над  $U_{\text{оп}}$ , т.е. практически в момент времени  $t_1$ , напряжение на выходе устанавливается равным  $U_{\text{нас}}^-$ .

В момент времени  $t_2$  вновь наступает равенство сигналов, вслед за которым  $U_{\text{x}}$  становится меньше  $U_{\text{оп}}$  — напряжение на выходе скачком переходит от  $U_{\text{нас}}^-$  к  $U_{\text{нас}}^+$ . Временная характеристика компаратора  $U_{\text{вых}} = f(t)$  (см. рис. 5.13, б), данная пунктиром, соответствует идеальному компаратору (считается, что переключение  $U_{\text{вых}}$  происходит мгновенно в момент равенства  $U_{\text{оп}}$  и  $U_{\text{x}}$ ), а начерченная сплошной линией — реальному компаратору: переключение начинается с некоторым запаздыванием относительно  $t_1$  и  $t_2$  и длится определенное время. Заметим, что если в схеме (см. рис. 5.13, а)  $U_{\text{оп}} = 0$ , то компаратор переключается при  $U_{\text{x}} \approx 0$  и называется детектором нулевого уровня. Соответственно схему рис. 5.13 при  $U_{\text{оп}} \neq 0$  называют детектором ненулевого уровня.

Для получения на выходе компаратора цифровых уровней (соответствующих логической «1» и логическому «0») в схеме рис. 5.14, а введен ограничитель, состоящий из диодов VD1 и VD2 и резистора  $R$ .

Напряжение на открытом диоде имеет величину порядка 0,7 В. Поэтому напряжение на выходе (рис. 5.14, б) при данных, указан-

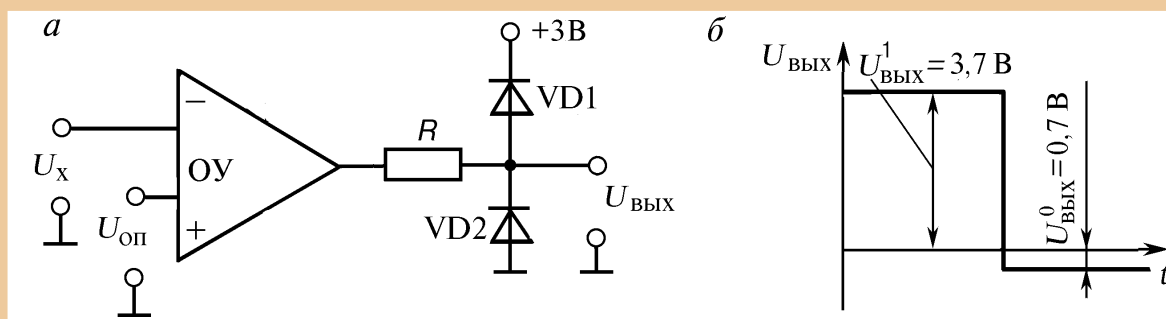


Рис. 5.14. Схема компаратора с формирователем логических уровней (а) и временные диаграммы (б)

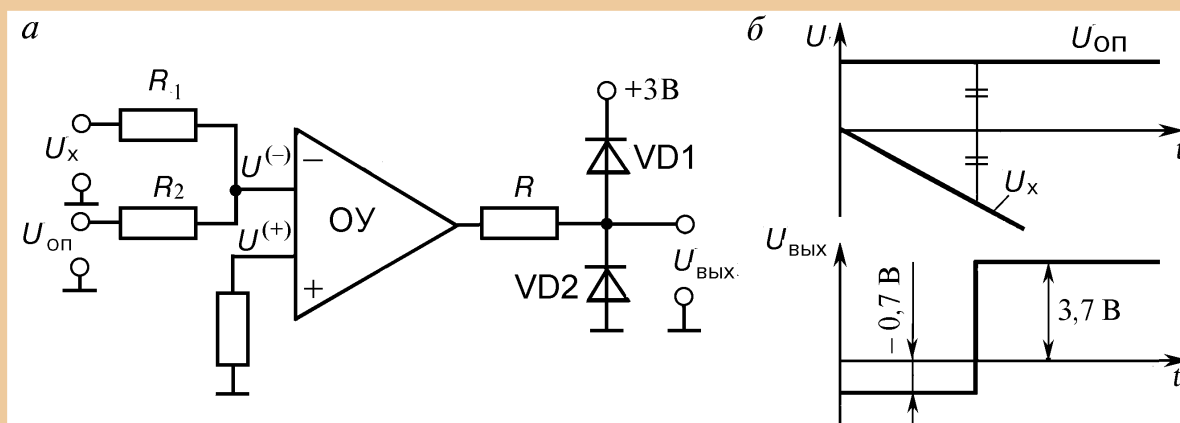


Рис. 5.15. Компаратор для сравнения разнополярных сигналов (а) и временные диаграммы (б)

ных на рис. 5.14, а, не может быть выше 3,7 В (когда  $U_{\text{ВЫХ}} > 0$  и открыт диод VD1) и ниже  $-0,7$  В (когда  $U_{\text{ВЫХ}} < 0$  и открыт диод VD2).

На рис. 5.15, а приведена схема компаратора для сравнения разнополярных напряжений, которые подаются на один инвертирующий вход. Потенциал инвертирующего входа  $U^{(+)} = 0$ . Если  $R_1 = R_2$ , то  $U^{(-)} = 0$  при равенстве абсолютных значений  $U_x$  и  $U_{\text{оп}}$ . В тот момент, когда они сравниваются,  $U^{(-)}$  станет равным  $U^{(+)}$  и идеальный компаратор переключится с одного состояния в другое (рис 5.15, б).

## 5.4. Устройства сопряжения микропроцессорных систем с объектами

### 5.4.1. Аналого-цифровые преобразователи

Применение микропроцессоров в качестве управляющих и диагностирующих устройств связано с использованием большого количества самых разнообразных датчиков. Но практически все выходные сигналы датчиков имеют аналоговую форму. Чтобы микропроцессор мог воспринимать эту информацию, ее необходимо преобразовать в цифровой сигнал. Эту операцию выполняют специальные преобразователи, называемые *аналого-цифровыми преобразователями* (АЦП). Микропроцессор, получив сигнал от АЦП, обрабатывает его и формирует управляющие сигналы. Последние принимаются интерфейсными узлами, которые преоб-

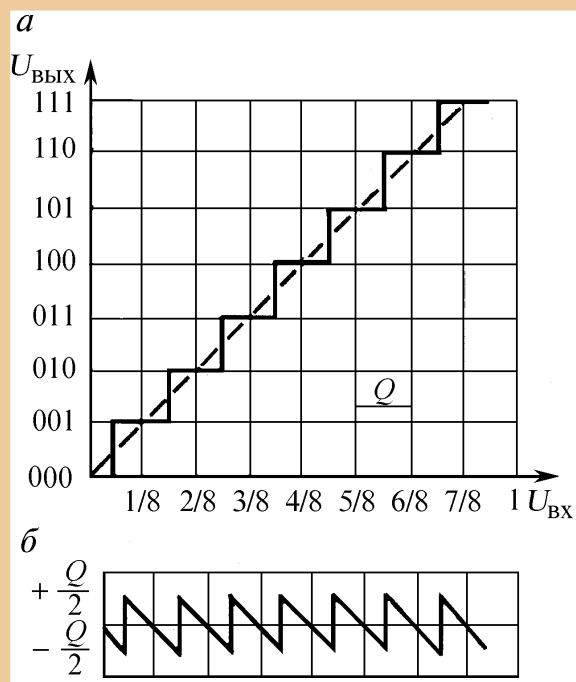


Рис. 5.16. Диаграммы, поясняющие принцип квантования сигнала (а) и определения ошибок (б)

разуют и усиливают их до уровня, необходимого для управления реальными устройствами.

В зависимости от особенностей системы (отдаленность датчиков и исполнителей от МП) АЦП могут входить в состав интерфейса или относиться к внешним устройствам. АЦП выполняют на дискретных элементах и в интегральном исполнении.

Физически процесс аналого-цифрового преобразования состоит из квантования и копирования сигнала. Процесс квантования аналогового сигнала выполняется и по уровню и по времени (рис. 5.16). Но процесс квантования приводит к возникновению ошибок, максимальное

значение которых равно  $\pm 1/2$  единицы младшего разряда преобразователя. На рис. 5.16, а приведена характеристика преобразования, а на рис. 5.16, б — график ошибки квантования трехразрядного АЦП для нормированного входного сигнала. Предположим, что какой-то датчик вырабатывает выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$ , изменяющееся произвольным образом (рис. 5.16, а — штриховая линия). Весь диапазон возможных значений сигнала датчика разбивают на уровни. Расстояние между уровнями берется одинаковым и называется шагом квантования  $Q$ . Каждому уровню присваивается двоичный код. Число уровней берется равным  $2^n$ , где  $n$  — разрядность кода. В нашем случае мы получили восемь уровней, и каждый уровень соответствует определенному значению сигнала. Чем больше в преобразователе уровней, тем меньше шаг квантования и тем точнее преобразование сигнала, снимаемого с датчика.

Погрешности, возникающие в процессе преобразования, подразделяются на: инструментальные, обусловленные несовершенством отдельных узлов преобразователя и влиянием различных дестабилизирующих факторов; статические и динамические, которые



характеризуются постоянными отклонениями при квантовании и временем преобразования. Для уменьшения динамической погрешности АЦП используют устройства выборки и хранения, включаемые между источником аналогового сигнала и входом АЦП.

Работа устройств выборки и хранения (УВХ) основана на принципе запоминания и фиксации мгновенного значения входного сигнала на время, необходимое для выполнения АЦП операции преобразования. Такое устройство имеет два устойчивых режима работы: выборки и хранения. В режиме выборки (слежения) выходной сигнал УВХ с максимально возможной скоростью достигает значения преобразуемого сигнала и затем отслеживает его до тех пор, пока не придет команда на хранение. С этого момента УВХ будет хранить (запоминать) на выходе мгновенное значение преобразуемого входного сигнала. Так как УВХ запоминает входной сигнал АЦП в момент времени, точно определяемый командой хранения, существенно снижаются помехи и время между моментом фиксации мгновенного значения входного сигнала и моментом получения его цифрового эквивалента, называемое еще апертурным временем. Основу УВХ составляют: операционные усилители, выполняющие буферную роль между входом АЦП и запоминающим элементом; элементы, работающие в ключевом режиме и обеспечивающие переход схемы в режим хранения, и наоборот; аналоговые запоминающие элементы и схемы управления ключами. Серийно выпускаются УВХ в виде интегральной микросхемы типа КР1100СК2.

Рассмотрим основные принципы построения АЦП, нашедшие широкое распространение в устройствах автоматического управления тиристорными преобразователями и подвижным составом. Это преобразователи напряжения в частоту; сопротивления и угла поворота; температуры и давления в сигналы, подлежащие обработке в микроЭВМ.

Все АЦП можно разделить на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. К *последовательным* АЦП относятся:

- интегрирующие АЦП, использующие в процессе преобразования операцию интегрирования входного сигнала;
- АЦП с последовательным сравнением;
- АЦП с двоично-взвешенным приближением;
- АЦП с промежуточным преобразованием входного сигнала;
- АЦП без промежуточного преобразования.

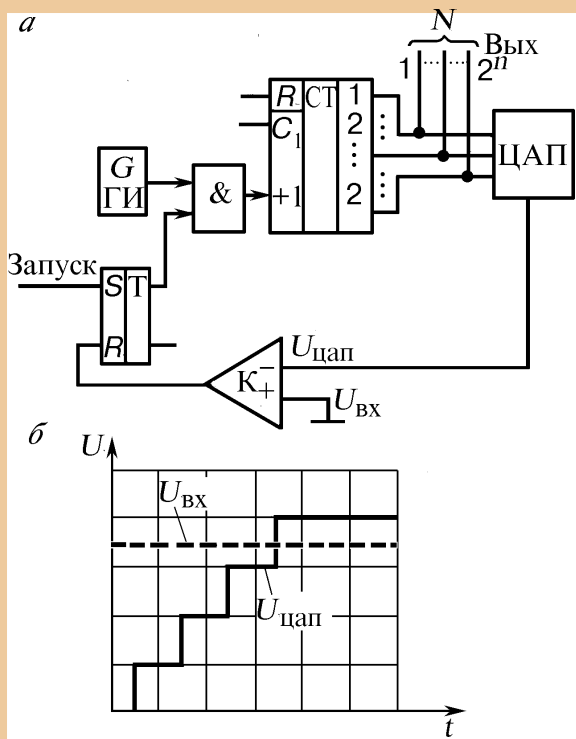


Рис. 5.17. Схема последовательного АЦП с единичным приближением (а) и диаграмма его работы (б)

представляющего собой цифровой эквивалент входного напряжения в момент окончания преобразования. При повторной подаче импульса «Запуск» на триггер и разрешающего сигнала с компаратора процесс преобразования повторяется. Время преобразования АЦП данного типа является величиной переменной и зависит от уровня входного напряжения. Максимальное время преобразования, соответствующее максимальному входному напряжению:

$$t_{p \max} = (2^n - 1) \Delta t_{\text{сч}},$$

где  $n$  — число разрядов;  $\Delta t = 1 / f_{\text{сч}}$  — период следования счетных импульсов, а  $f_{\text{сч}}$  — частота счетных импульсов.

Число разрядов определяется выбранным счетчиком, а время преобразования — частотой счетных импульсов. Подставляя в формулу необходимые данные, можно рассчитать время преобразования. Минимальное время определяется исходя из минимального периода импульсов, который определяется по формуле

$$\Delta t_{\min} = t_{\text{сч}} + t_{\text{цап}} + t_{\text{т}} + t_{\text{к}} + t_{\text{л}},$$

К *параллельным* АЦП относятся устройства, выполненные на компараторах, отличающихся друг от друга уровнем срабатывания.

Последовательные АЦП с единичным приближением. Преобразователь этого типа содержит (рис. 5.17, а) генератор импульсов (ГИ), счетчик (СТ), на который поступает импульс при срабатывании триггера от сигнала «Запуск». Так как счетчик соединен с цифро-аналоговым преобразователем, то напряжение на выходе последнего  $U_{\text{цап}}$  увеличивается ступенчато (рис. 5.17, б). Процесс преобразования заканчивается, когда напряжение  $U_{\text{цап}}$  становится равным входному  $U_{\text{вх}}$  и начинается процесс считывания со счетчика выходного кода  $N$ ,



ние производится последовательно начиная с самого старшего разряда регистра сравнения, код которого и преобразуется в аналоговое напряжение в ЦАП. Работа АЦП заключается в следующем: на вход компаратора подаются два напряжения: входное  $U_{\text{вх}}$  и от ЦАП —  $U_{\text{цап}}$ . При сравнении этих двух напряжений компаратор вырабатывает управляющий сигнал и подает его на логические элементы И, управляющие работой ЦАП. При поступлении импульса запуска триггер старшего разряда  $T_{n-1}$  устанавливается в состояние «1», а все остальные — в состояние «0». В начале преобразования компаратор сравнивает входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  с эталонным  $U_{\text{э}}$ , поступающим из ЦАП. Если  $U_{\text{вх}} > U_{\text{э}}$ , то на выходе компаратора отсутствует импульс, и в старшем разряде ЦАП (в триггере  $T_{n-1}$ ) сохранится «0» (рис. 5.18, б). При  $U_{\text{вх}} < U_{\text{э}}$  компаратор выдает импульс, который, пройдя через элемент И, устанавливает триггер  $T_{n-1}$  в состояние «0». Одновременно происходит сдвиг в регистре  $RG$  и «1» перейдет в  $(n - 1)$ -й разряд, что обеспечит подачу эталонного напряжения  $U_{\text{э}}$  с ЦАП на компаратор. Аналогично выполняется работа АЦП и во всех остальных тактах. Таким образом, за « $n$ » тактов преобразуемое напряжение  $U_{\text{вх}}$  уравнивается суммой эталонных напряжений, снимаемых с ЦАП. В итоге за один такт преобразования шестиразрядным АЦП на его выходе получили код 011010, соответствующий входному напряжению.

Данные АЦП обладают высоким быстродействием и пригодны для построения многоразрядных преобразователей, благодаря чему они находят широкое применение в автоматизированных системах. Серийно АЦП выпускаются в виде интегральных микросхем: типа К572ПВ1 (двенадцатиразрядные), типа К1107ПВ1 (шестиразрядные преобразователи) и др.

Параллельные АЦП. Преобразователи данного типа осуществляют одновременное квантование сигнала набором компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала. Пороговые уровни компараторов (рис. 5.19) устанавливают резистивным делителем, подключенным к источнику опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  в соответствии со шкалой квантования. Число уровней квантования, а следовательно, и число компараторов определяется выбранным шагом квантования и значением входного сигнала. Каждый компаратор срабатывает при определенном напряжении, выдавая при этом на кодирующее устройство соответствующий код. Если, к примеру, вход-

ной сигнал находится от  $2,5$  до  $3,5 \Delta U$ , где  $\Delta U$  — шаг квантования, то все компараторы  $K1...K4$  устанавливаются в состояние логической «1», а остальные в состояние логического «0». Для преобразования унитарного кода в двоичный используется кодирующее устройство.

Надежность работы АЦП, его быстродействие и точность зависят от того, как подобраны и согласованы выходы и входы компараторов и кодирующего устройства. Для улучшения работы АЦП их дополняют устройствами стробирования, буферными регистрами или элементами постоянной памяти (рис. 5.20). Стробимуемый сигнал должен поступать одновременно на все компараторы. Во избежание ошибок, в порядке срабатывания компараторов, АЦП дополняется логическими устройствами (ЛУ), которые выделяют верхний срабатывающий компаратор. В качестве кодирующего устройства используется постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), выполненное на диодной матрице и работающее только на считывание. В рассматриваемой схеме ЛУ преобразует прямые и инверсные выходные сигналы компараторов с памятью так, что логическая «1» остается только на одной шине, соответствующей высшему номеру сработавшего компаратора. Это дает возможность считывать данные из ПЗУ, которое имеет все возможные для данного АЦП кодовые комбинации. Для нормальной работы АЦП необходимо, чтобы за время считывания результатов с выходов компараторов входной сигнал изменялся не более, чем на значение шага квантования  $\Delta U$ .

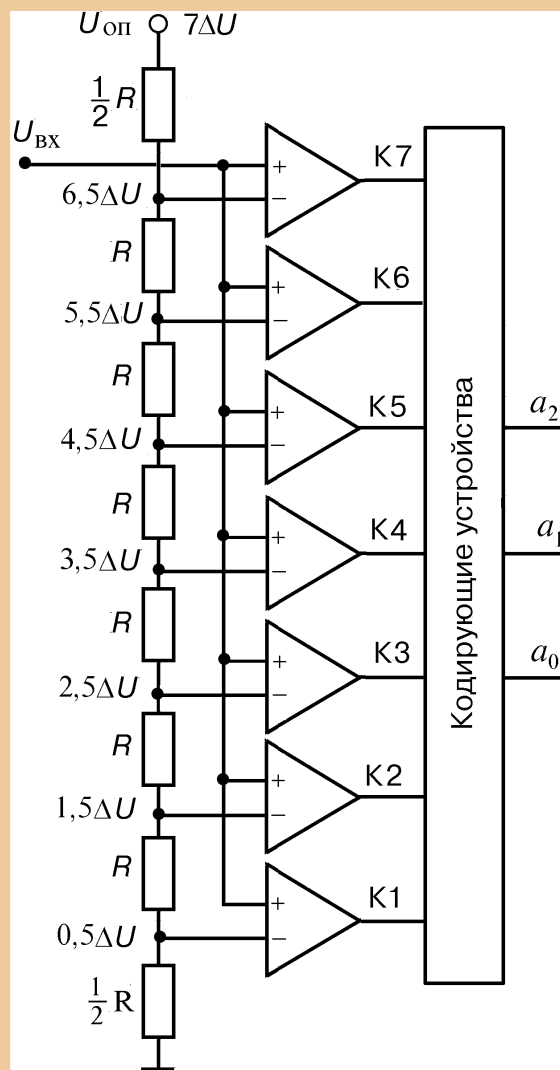


Рис. 5.19. Схема параллельного АЦП

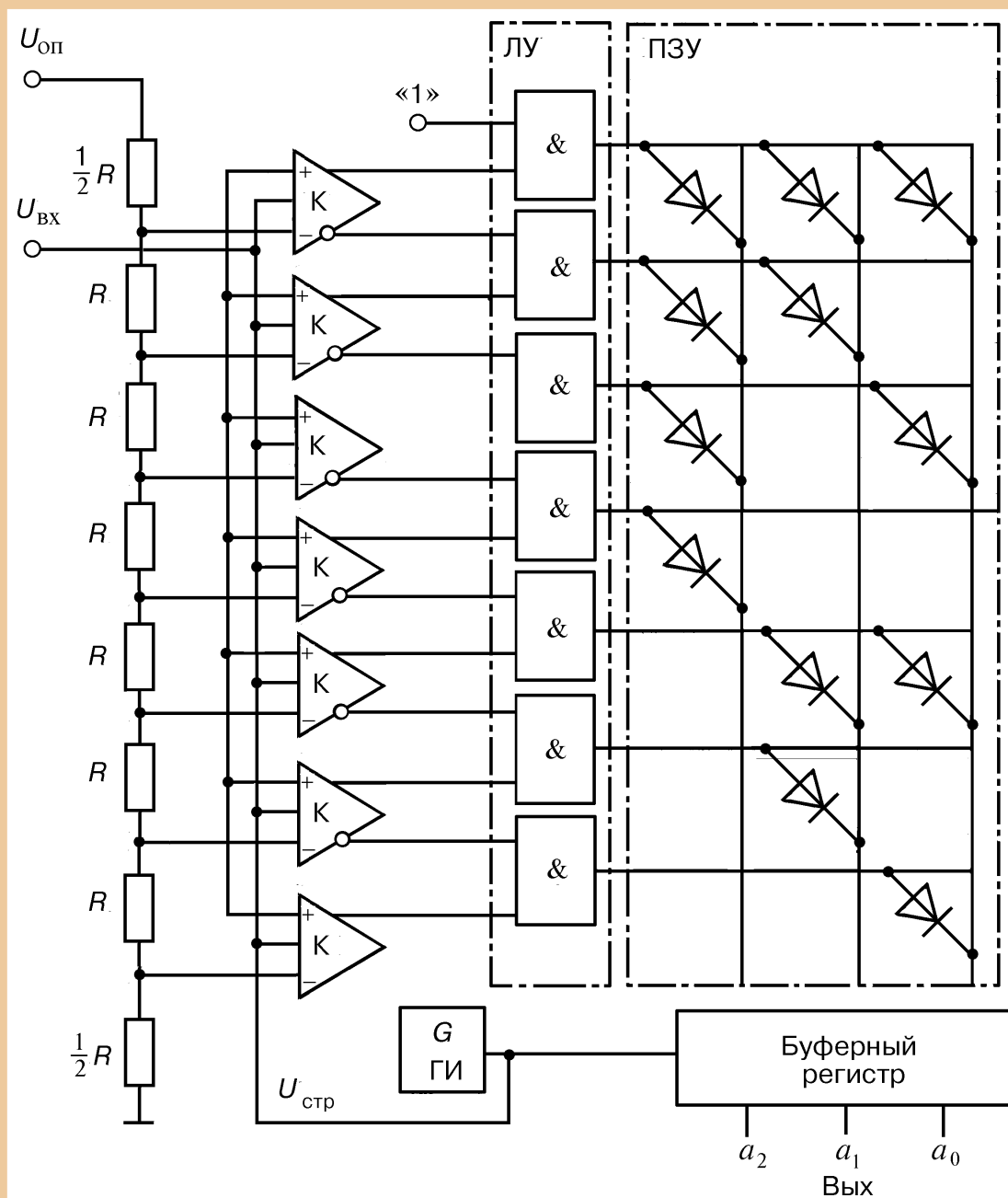


Рис. 5.20. Схема параллельного АЦП с элементами стабилизации

Параллельные АЦП обладают самым высоким быстродействием по сравнению с другими типами АЦП, но содержат большое число компараторов, что сдерживает разработку многоразрядных схем преобразователей. Кроме того, точность преобразования ограничивается точностью и стабильностью компараторов и резистивных делителей. По данному принципу преобразования



построены серийно выпускаемые АЦП в интегральном исполнении типа К1107ПВ1 со временем преобразования не более 0,1 мкс.

АЦП двухтактного интегрирования. Недостаток всех рассмотренных АЦП — их относительно низкая помехоустойчивость, что ограничивает их разрешающую способность (как правило, 8...10 разрядов). Этому недостатка лишены АЦП интегрирующего типа. Наиболее распространенным вариантом такого преобразователя является АЦП двойного интегрирования (рис. 5.21, а). Такой преобразователь имеет хорошую линейную характеристику, малые шумы, высокую помехозащищенность и низкую стоимость. Полный рабочий цикл состоит из двух тактов: первый такт интегриро-

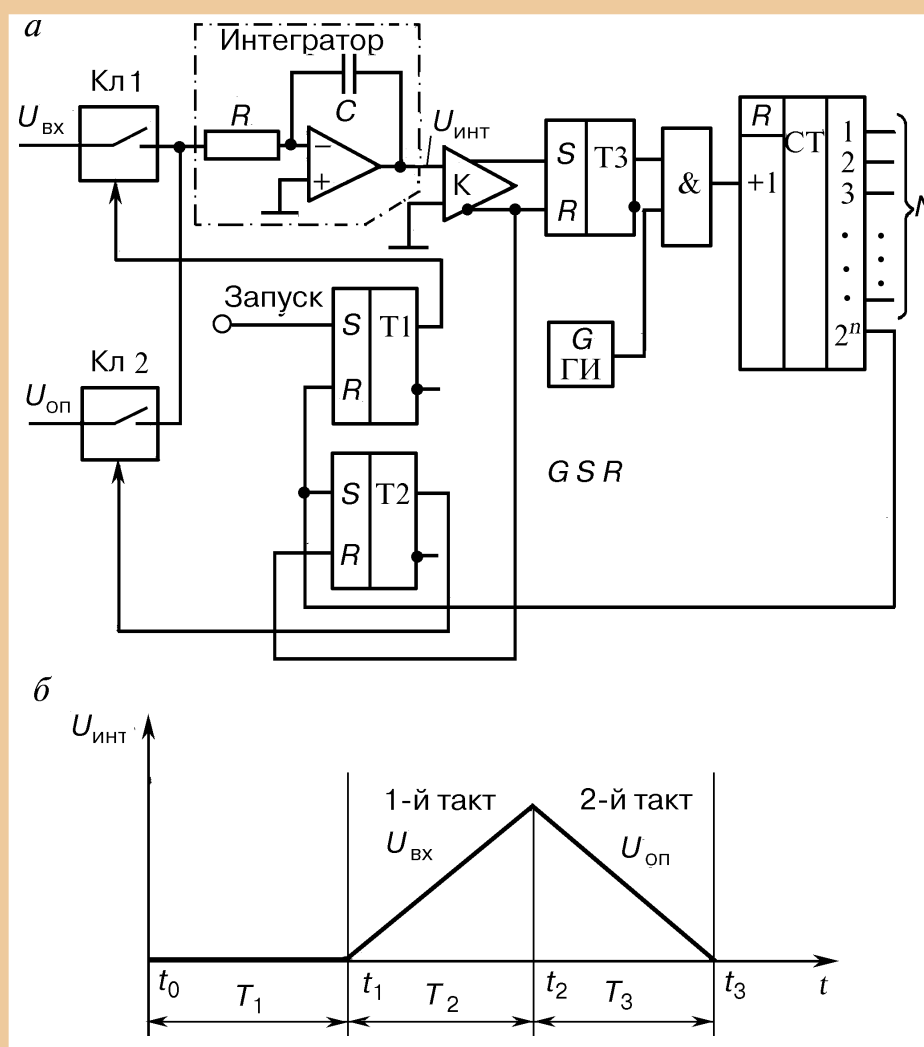


Рис. 5.21. Схема АЦП двухтактного интегрирования (а) и диаграмма его работы (б)

вания входного сигнала и второй такт интегрирования опорного напряжения. Сигнал «Запуск» воздействует на триггер, включает-ся ключ Кл1. Входной сигнал напряжением  $U_{\text{вх}}$  поступает на вход интегратора, где он преобразуется по закону (см. рис. 5.21, б):

$$U_{\text{инт}} = \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{вх}}(t) dt.$$

На вход компаратора К подается сигнал интегрирования и нулевое напряжение. Так как в начальный момент времени  $t_1$  напряжение интегратора равно нулю, компаратор срабатывает и переводит триггер Т3 в состояние «1», в результате чего элемент И открывается и импульсы с генератора ГИ поступают на счетчик. Входной сигнал интегрируется за фиксированный интервал времени  $T_2 = t_2 - t_1 = 2^n \Delta t_{\text{сч}}$ . Конец интервала  $T_2$  фиксируется счетчиком, который в момент времени  $t_2$  выдает сигнал пере-полнения, поступающий на триггеры. При этом ключ Кл1 выключается, а ключ Кл2 включается, и начинается второй рабочий такт. Теперь на вход интегратора поступает опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  обратной полярности. Начиная с момента времени  $t_2$  счетчик вновь заполняется импульсами от генератора, а напряжение на выходе интегратора изменяется по закону:

$$U_{\text{инт}} = U_{\text{инт}}(t_2) - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} U_{\text{оп}} dt.$$

В момент времени  $t_3$  напряжение на выходе интегратора стано-вится равным нулю, компаратор возвращается в исходное положение и по инверсному выходу переводит триггеры Т1 и Т2 в нулевое состояние. При этом напряжение  $U_{\text{оп}}$  отключается от интегратора, а сигнал с триггера Т3 запрещает подачу импульсов с ГИ на счетчик, который фиксирует при этом числовой код  $N = T_3 / \Delta t_{\text{сч}}$ . Быстро-действие данного АЦП невелико. При известном числе разрядов оно определяется частотой счетных импульсов  $f_{\text{сч}} = 1/\Delta t_{\text{сч}}$ . Пример данного типа АЦП — 11-разрядный АЦП на микросхеме К572ПВ2.

#### 5.4.2. Цифро-аналоговые преобразователи

Устройство, осуществляющее автоматическое преобразование цифровой информации в эквивалентную аналоговую величину, на-зывается *цифро-аналоговым преобразователем* (ЦАП). Эти преобра-

зователи применяют, когда необходимо с помощью цифровой информации, выдаваемой микроЭВМ, управлять аналоговым сигналом электроаппаратов или тиристорных преобразователей. ЦАП входят также в аналого-цифровые преобразователи управляющих сигналов. Основные параметры ЦАП: диапазон изменения входных и выходных значений сигналов; быстродействие; погрешность преобразования. Наибольшее распространение получили ЦАП с использованием резистивной матрицы с весовыми двоично-взвешенными сопротивлениями, а также матрицы с двумя номиналами сопротивлений, которую обычно называют *матрицей R-2R*.

ЦАП входят в схему АЦП, в состав внешних устройств автоматических устройств управления и выполняются как на дискретных электронных элементах, так и в интегральном исполнении.

ЦАП с весовыми двоично-взвешенными сопротивлениями (рис. 5.22) состоят из  $n$  электронных ключей (по одному на каждый разряд), управляемых преобразуемым двоичным кодом  $N$ ; матрицы двоично-взвешенных резисторов; источника опорного напряжения  $U_{оп}$ ; выходного операционного усилителя, суммирующего токи для получения аналогового выходного сигнала  $U_{вых}$ , пропорционального цифровому. На входы  $a_0...a_{n-1}$  от регистров, являющихся внешними устройствами по отношению к ЦАП, поступают сигналы в двоичном коде на управление ключами. При поступлении на  $i$ -й вход сигнала логической «1» срабатывает соответствующий ключ и подключает источник опорного

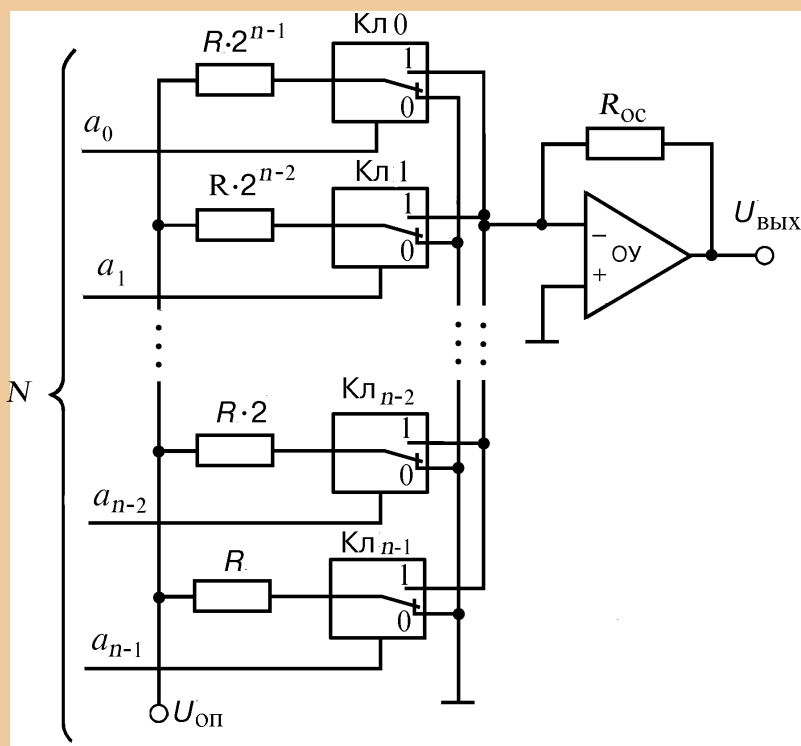


Рис. 5.22. Схема ЦАП с весовыми двоично-взвешенными сопротивлениями

напряжения к операционному усилителю, а при поступлении на  $i$ -й вход сигнала логического «0» — к общей шине. Сопротивления резисторов, соединенных с ключами, таковы, что обеспечивается пропорциональность протекающего по ним тока двоичному весу соответствующего разряда входного кода. Сопротивление резистора старшего разряда принимается равным  $R$ , следующего разряда  $R \cdot 2$  и т.д. до сопротивления резистора младшего разряда  $R \cdot 2^{n-1}$ . Отсюда суммарный ток, поступающий на вход операционного усилителя:

$$I = \frac{a_{n-1}U_{\text{оп}}}{R} + \frac{a_{n-2}U_{\text{оп}}}{R \cdot 2} + \dots + \frac{a_1U_{\text{оп}}}{R \cdot 2^{n-2}} + \frac{a_0U_{\text{оп}}}{R \cdot 2^{n-1}}.$$

Соответственно выходное напряжение ЦАП

$$U_{\text{вых}} = -IR_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}R_{\text{ос}}}{R \cdot 2^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i.$$

Максимальное выходное напряжение будет, когда на всех разрядах будут логические «1»:

$$U_{\text{max}} = \left| U \frac{(2^{n-1})R_{\text{ос}}}{R \cdot 2^{n-1}} \right|.$$

Номиналы сопротивлений в младшем и старшем разрядах отличаются в  $2^{n-1}$  раз и должны выбираться с высокой точностью. Например, для 12-разрядного ЦАП использование в старшем разряде сопротивления 10 кОм потребует в младшем разряде сопротивление примерно 20 МОм. Это создает некоторые неудобства при интегральном исполнении ЦАП.

Цифро-аналоговые преобразователи с матрицей  $R$ - $2R$  не имеют таких сложностей благодаря наличию дополнительного резистора в каждом разряде (рис. 5.23, а). Работает данный ЦАП так же, как и ранее рассмотренный, т.е. по принципу сложения входных сигналов, а следовательно, и токов в операционном усилителе. Если на вход ЦАП поступает код 1000 (на вход  $a_{n-1}$  — «1», а на все остальные — «0»), то ключ  $\text{Кл}_{n-1}$  подключен к источнику опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ , а все остальные к общей шине. При этом эквивалентное сопротивление цепи справа от узла  $\text{М}_{n-1}$  равно  $2R$ , так как входной вывод ОУ фактически имеет нулевой потенциал (рис. 5.23, б). Ток, вызван-

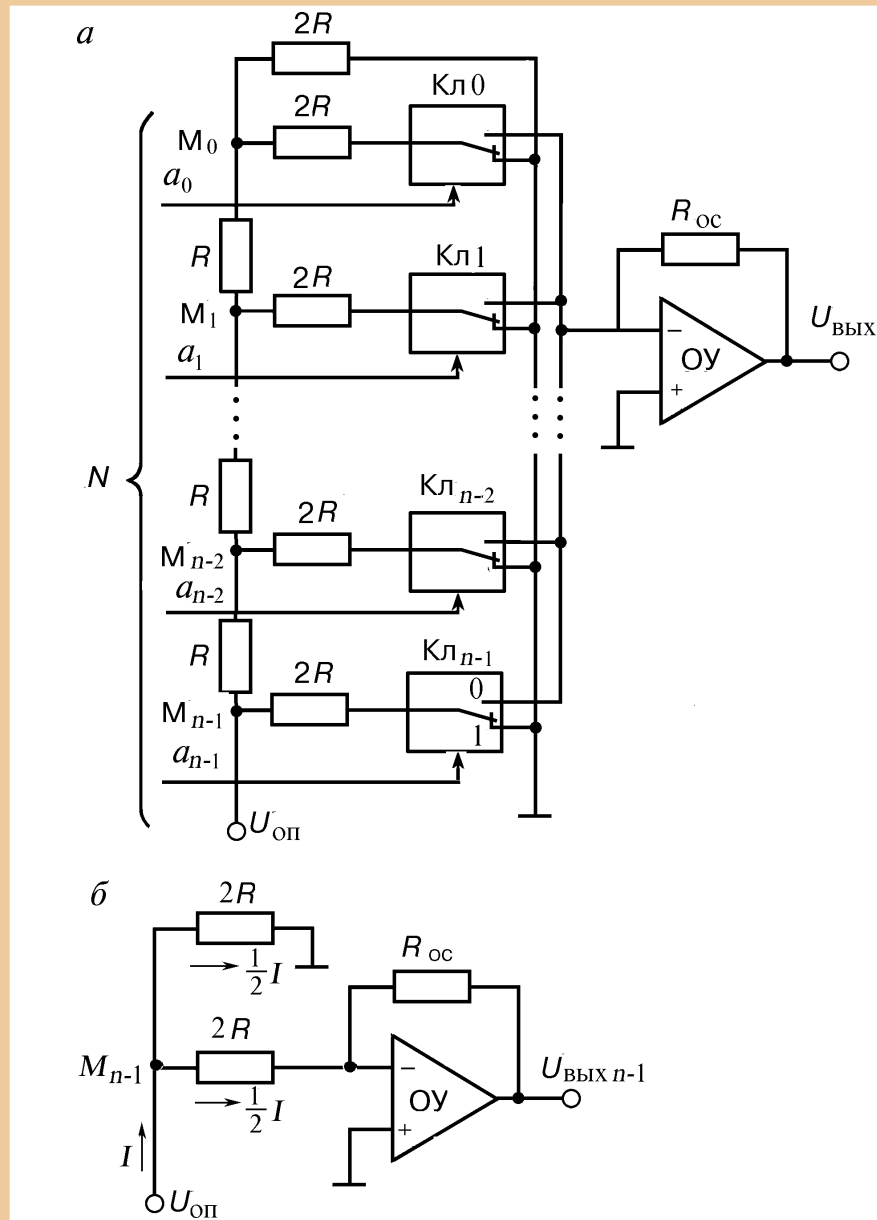


Рис. 5.23. Схема ЦАП с матрицей  $R$ - $2R$  с суммированием токов ( $a$ ), схема ОУ с нулевым потенциалом на входе ( $b$ )

ный опорным напряжением  $U_{оп}$ , в узле  $M_{n-1}$  делится пополам, обеспечивая на выходе ОУ напряжение, пропорциональное входному сигналу,  $U_{вых\ n-1} = -1/2 IR_{oc}$ . То же самое происходит и с остальными разрядами. Таким образом, выходное напряжение ЦАП пропорционально сумме напряжений со своими весами, обусловленных теми ключами, которые подключены к  $U_{оп}$ . По таким схемам выпускаются ЦАП в интегральном исполнении: 10—12-разрядные схемы К572ПА1, К572ПА2 со временем преобразования соответственно 5 и 15 мкс.

## 5.5. Релейные схемы

### 5.5.1. Электромагнитные контактные реле.

#### Общие сведения и основные параметры

Реле — это устройство, состояние которого изменяется скачком при достижении входным сигналом определенного порогового значения. В настоящее время широко распространены контактные электромеханические реле, в которых электрическая энергия преобразуется в скачкообразное механическое перемещение, вызывающее замыкание или размыкание контакта во внешней цепи.

Основные параметры электромеханических реле:

1. Ток срабатывания  $I_{\text{сраб}}$  — наименьшее значение тока в обмотке реле, при котором происходит срабатывание реле, т.е. замыкание или размыкание контактов. Для обеспечения надежной работы реле рабочий ток  $I_{\text{раб}}$ , протекающий через обмотку реле во включенном состоянии, выбирают в 1,2...4 раза больше, чем ток срабатывания. Зная сопротивление обмотки постоянному току  $R_{\text{обм}}$ , можно найти напряжение срабатывания:  $U_{\text{сраб}} = I_{\text{сраб}} R_{\text{обм}}$  и рабочее напряжение реле:  $U_{\text{раб}} = I_{\text{раб}} R_{\text{обм}}$ .

$I_{\text{сраб}}$  зависит от числа витков обмотки  $\omega_{\text{обм}}$  и может лежать в достаточно широких пределах. Чем больше число витков  $\omega_{\text{обм}}$ , тем меньше значение  $I_{\text{сраб}}$  и тем выше чувствительность реле. У наиболее чувствительных электромеханических реле обмотка имеет несколько тысяч витков, а ток срабатывания составляет единицы миллиампер.

Чувствительность выбранного типа электромеханического реле можно повысить, включив обмотку реле в выходную цепь усилителя. Такое реле называют электронным. Его чувствительность зависит от коэффициента усиления схемы.

2. Ток отпускания  $I_{\text{отп}}$  — наибольшее значение тока в обмотке, при котором происходит отпускание реле, т.е. размыкание и замыкание контактов. Для электромеханических реле ток отпускания меньше тока срабатывания. Разницу между токами  $I_{\text{отп}}$  и  $I_{\text{сраб}}$  оценивают с помощью коэффициента возврата

$$k_{\text{возв}} = I_{\text{отп}} / I_{\text{сраб}} < 1.$$



В зависимости от типа реле коэффициент возврата лежит в пределах 0,2...0,95.

3. Время срабатывания  $t_{\text{сраб}}$ , отсчитываемое от момента подачи на обмотку реле скачка напряжений до момента срабатывания реле. Время срабатывания состоит из двух составляющих:

а) времени трогания  $t_{\text{трог}}$ , за которое ток в обмотке реле возрастает до значения тока срабатывания (якорь реле за время  $t_{\text{трог}}$  остается неподвижным);

б) времени движения якоря реле  $t_{\text{д.я}}$ , в течение которого якорь совершает полное перемещение (замыкает или размыкает контакты).

В электромеханических реле с маломощными контактами время трогания составляет примерно 10...30 % от времени срабатывания.

При использовании электромеханических реле в системах автоматического управления время срабатывания должно быть минимальным, чтобы обеспечить достаточное быстродействие системы.

При автоматизации производственных процессов часто приходится сталкиваться с необходимостью включения или выключения автоматических цепей через определенный интервал времени после подачи управляющего сигнала. Реле, в которых обеспечивается время срабатывания в диапазоне свыше 0,5 с с заданной степенью точности, называются реле времени. Время срабатывания этого реле называется временем выдержки.

4. Время отпускания  $t_{\text{отп}}$ , за которое реле приходит в исходное состояние при скачкообразном снятии напряжения на обмотке.

Время  $t_{\text{сраб}}$  и  $t_{\text{отп}}$  характеризуются одними и теми же физическими процессами, поэтому для большинства типов реле они соизмеримы друг с другом.

### 5.5.2. Электронные реле

Простейшая схема электронного контактного реле на транзисторе приведена на рис. 5.24.

В исходном состоянии, т.е. при отсутствии входного сигнала, транзистор закрыт благодаря наличию источника смещения  $E_{\text{см}}$ , подключенного через резистор  $R_2$  к базе и обеспечивающего отрицательный потенциал базы относительно эмиттера при самых неблагоприятных условиях. Для надежного запираания транзистора должно выполняться условие  $R_2 \leq E_{\text{см min}} / I_{\text{кб0 max}}$ ,

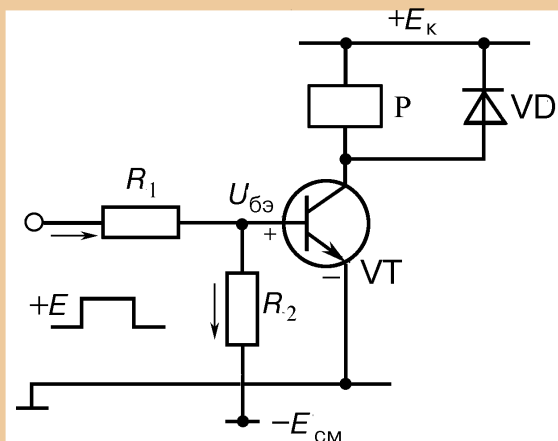


Рис. 5.24. Простейшая схема электронного реле на транзисторе

где  $I_{кб0 \max}$  — обратный ток, протекающий в базе закрытого транзистора при самой высокой рабочей температуре.

Напряжение  $E_{см}$  по абсолютному значению обычно выбирают, пользуясь соотношением  $|E_{см}| = (0,1 \dots 0,3)|E_k|$ .

При подаче входного сигнала, например ступеньки отпирающего напряжения, равного  $+E$ , транзистор открывается и в его базовой цепи скачком возникает ток

$$I_б = \frac{E - U_{бэ}}{R_1} - \frac{E_{см} - U_{бэ}}{R_э},$$

вызывающий появление коллекторного тока:

$$I_k(t) = I_б h_{21э} (1 - e^{-t/\tau_L}).$$

Коллекторный ток скачком возрасти не может из-за инерционных свойств транзистора и обмотки реле. Если пренебречь инерционностью транзистора, то коллекторный ток нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau_L = L_{обм}/R_{обм}$  (где  $L_{обм}$  — индуктивность обмотки реле), стремясь к уровню  $I_б h_{21э}$ .

Если  $I_б h_{21э} < E_k/R_{обм}$ , то значение  $I_б h_{21э}$  определяет рабочий ток реле. При  $I_б h_{21э} \geq E_k/R_{обм}$  транзистор входит в режим насыщения и рабочий ток реле равен коллекторному току насыщения:

$$I_{раб} = I_{кн} = E_k / R_{обм}.$$

Когда ток коллектора при своем нарастании достигнет значения  $I_{сраб}$ , начнет двигаться якорь реле и через время  $t_{дв}$  его контакты займут рабочее положение.

$$I_{сраб} = I_б h_{21э} \left( 1 - e^{-t_{трөг}/\tau_L} \right).$$

Положив  $I_k(t_{трөг}) = I_{сраб}$ , получим

$$t_{трөг} = \tau_L \cdot \ln \frac{I_б h_{21э}}{I_б h_{21э} - I_{сраб}},$$

откуда легко определить время трогания.

Учитывая, что  $t_{\text{дв}} = 0,4...1,0 t_{\text{трог}}$ , можно найти время срабатывания реле

$$t_{\text{сраб}} = t_{\text{дв}} + t_{\text{трог}} = (1,4...2,0) t_{\text{трог}}.$$

В момент снятия входного напряжения  $E$  через базу транзистора протекает обратный ток  $I_{\text{бзап}} \approx \frac{E_{\text{см}} - U_{\text{бэ}}}{R_2}$ , способствующий

быстрому запираанию транзистора. При уменьшении коллекторного тока до значения  $I_{\text{отп}}$  реле возвращается в исходное состояние.

При выборе транзистора следует учитывать, что напряжение на коллекторе закрытого транзистора может существенно превышать напряжение источника питания из-за ЭДС обратного выброса, возникающей при запираании транзистора и направленной согласно напряжению  $E_{\text{к}}$ . Для устранения обратного выброса коллекторного напряжения или колебательного процесса в коллекторной цепи параллельно обмотке реле включают диод, который отпирается, если напряжение на коллекторе превысит напряжение  $E_{\text{к}}$ , и шунтирует обмотку реле.

Электронное контактное реле позволяет существенно уменьшить мощность управления, однако, быстродействие его ограничивается временем срабатывания и временем отпускания электромеханического реле, являющегося его составной частью. Поэтому в быстродействующих системах автоматического управления, как правило, применяются бесконтактные электронные реле, например триггер Шмитта, принципиальная схема которого и временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы, приведены на рис. 5.25, а, б.

В исходном состоянии при  $E_{\text{р}} = 0$  транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт и находится в режиме насыщения. Условие насыщения транзистора VT2 определяется соотношением  $I_{\text{б2}} h_{21\text{э min}} \geq I_{\text{кн2}}$ . При рассмотрении триггера Шмитта индекс 2 относится к параметру транзистора VT2, а индекс 1 — к параметру транзистора VT1.

Предполагая, что  $R_{\text{к1}} + R_1 \gg R_{\text{к2}}$ ,  $R_2 \gg R_3$ , и пренебрегая обратным током транзистора VT1, а также падением напряжения на переходах транзистора VT2, условие насыщения приближенно можно записать следующим образом:

$$h_{21\text{э min}} \left( \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{э2}}}{R_{\text{к1}} + R_1} - \frac{U_{\text{э2}}}{R_2} \right) \geq \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{э2}}}{R_{\text{к2}}},$$

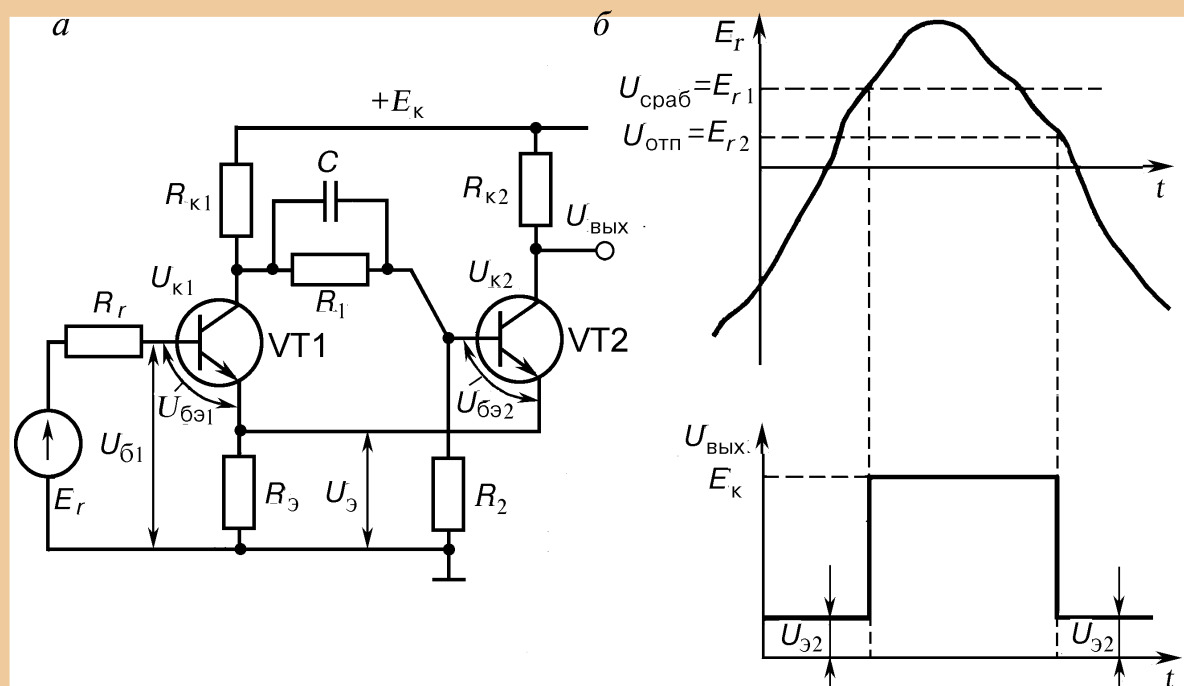


Рис. 5.25. Схема бесконтактного электронного реле на основе триггера Шмитта (а) и временные диаграммы работы (б)

где  $U_{э2} = I_{э2}R_э \approx E_к R_э / (R_{к2} + R_э)$  — падение напряжения на резисторе  $R_э$  от протекания тока эмиттера транзистора VT2.

Условие запираения транзистора  $U_{бэ1} = U_{б1} - U_э < 0$  при  $E_r = 0$  выполняется автоматически, так как  $U_э = U_{э2} > 0$ ,  $U_{б1} \approx E_r = 0$ .

При увеличении входного напряжения  $E_r$  транзистор VT1 открывается при  $U_{бэ1} = 0$ , т.е. когда

$$E_r = E_{r1} = U_{э2} = E_к R_э / (R_{к2} + R_э).$$

Напряжение  $E_{r1}$  является пороговым уровнем, определяющим уровень срабатывания  $U_{сраб}$ .

При  $E_r = E_{r1}$  появляется коллекторный ток  $I_{к1}$ , приращение которого через конденсатор  $C$  передается в базу транзистора VT2, создавая запирающий базовый ток  $I_{б2 \text{ зап}}$  и выводя транзистор VT2 из режима насыщения. Ток  $I_{к2}$  уменьшается. Это приводит к уменьшению эмиттерного напряжения  $U_э = I_{э2}R_э$  и, следовательно, еще большему отпираанию VT1, т.е. дальнейшему возрастанию тока  $I_{к1}$ . Таким образом, в схеме действует положительная обрат-

ная связь, создаваемая резистором  $R_3$ . Процесс развивается лавинообразно до тех пор, пока транзистор VT1 не войдет в режим насыщения, а VT2 не закроется. При этом напряжение на выходе схемы изменится от значения  $U_{32}$  до  $E_k$ .

Кроме положительной обратной связи резистор  $R_3$  создает еще и отрицательную обратную связь, которая препятствует отпиранию транзистора VT1. Однако действие положительной обратной связи гораздо сильнее, так как приращение эмиттерного тока за счет положительной обратной связи  $\Delta I_{32}$  больше, чем за счет отрицательной  $\Delta I_{31}$ .

Действительно,  $\Delta I_{61} \ll \Delta I_{62} = \Delta I_{k1} = h_{213} \Delta I_{61}$ . Следовательно,  $\Delta I_{31} \ll I_{32}$ .

Для обеспечения насыщения транзистора VT1 при срабатывании триггера необходимо выполнить условие  $R_{k1} > R_{k2}$ . Обычно выбирают:

$$R_{k1} = (2...3)R_{k2}.$$

Условие запираания VT2 ( $U_{62} = U_{62} - U_{31} < 0$ ) при насыщении VT1 выполняется автоматически, так как пренебрегая падением напряжения на переходах насыщенного транзистора VT1 ( $U_{k61} \approx 0$ ,  $U_{631} \approx 0$ ,  $U_{k31} \approx 0$ ), можно записать  $U_{k1} \approx U_{31}$ . Тогда

$$U_{62} = \frac{U_{k1}R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{U_{31}R_2}{R_1 + R_2} < U_{31}.$$

При дальнейшем увеличении входного сигнала  $E_r > E_{r1}$  состояние триггера не изменяется, лишь увеличивается ток базы  $I_{61}$  транзистора VT1.

При снижении входного напряжения до значения  $E_r = E_{r2} < E_{r1}$  ток базы уменьшается настолько, что транзистор VT1 выходит из режима насыщения. Напряжение  $U_{k1}$  увеличивается, что приводит к отпиранию VT2. Напряжение  $E_r = E_{r2}$ , при котором происходит отпирание транзистора VT2, называется пороговым напряжением отпускания  $U_{отп}$ . После отпирания VT2 триггер Шмитта перебрасывается в исходное состояние, когда транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт и насыщен. Выходное напряжение  $U_{вых} = U_{k2}$  изменяется от значения  $E_k$  до  $U_{32}$ .

Напряжение  $E_{r2}$  всегда меньше  $E_{r1}$ , так как определяется моментом выхода транзистора  $VT_1$  из режима насыщения и увеличением  $U_{к1}$  до значения, при котором будет иметь место равенство:

$$U_{б2} \approx \frac{U_{к1}R_2}{R_1 + R_2} = U_{э1} \approx I_{к1}R_э.$$

Учитывая, что:

$$U_{к1} = E_k - I_{к1}R_{к1};$$

$$I_{б1} = \frac{I_k}{h_{21э}} = \frac{E_{r2}}{R_r + h_{21э}R_э},$$

после преобразований найдем:

$$E_{r2} = \frac{E_k \lambda (R_r + h_{21э})}{h_{21э} (R_э + R_{к1} \lambda)},$$

где  $\lambda = R_2 / (R_1 + R_2)$ .

При  $R_r \ll h_{21э}R_э$  формула упрощается, т. е.

$$E_{r2} \approx \lambda E_k / \left( 1 + \lambda \frac{R_{к1}}{R_э} \right).$$

Если элементы схемы рассчитаны так, что получается  $E_{r1} < E_{r2}$ , то триггер Шмитта превращается в обычный двухкаскадный усилитель с обратной связью.

Электронное реле можно выполнить и на основе операционного усилителя (ОУ) без обратной связи.

При включении такого ОУ даже небольшое входное напряжение (доли милливольт) вызывает скачкообразное изменение выходного напряжения до определенного уровня, называемого уровнем насыщения  $U_{нас}$ .

В зависимости от знака входного напряжения уровень насыщения может быть положительным и отрицательным. Например, в схеме так называемого детектора нуля (рис. 5.26, а) при положительном входном напряжении будем иметь отрицательный уровень насыщения и, наоборот, при отрицательном входном напряжении — положительный уровень насыщения (рис. 5.26, б).



Временные диаграммы работы триггера Шмитта на ОУ с положительной обратной связью приведены на рис. 5.27.

При входном сигнале  $U_{вх}$ , меньшем порогового напряжения срабатывания схемы  $U_{сраб}$ , выходное напряжение определяется положительным уровнем насыщения. При  $U_{вх} \geq U_{сраб}$  выходное напряжение изменяется от  $+U_{нас}$  до уровня  $-U_{нас}$  и остается равным ему до тех пор, пока  $U_{вх}$  не станет меньше порогового напряжения отпускания  $U_{отп}$ . При  $U_{вх} \leq U_{отп}$  выходное напряжение снова скачком изменяется от  $-U_{нас}$  до  $+U_{нас}$ . Схема возвращается в исходное состояние. Пороговое напряжение срабатывания и отпускания можно найти по формуле:

$$U_{сраб}(U_{отп}) = \frac{R_2 (\pm U_{нас} - U_{вх})}{R_1 + R_2} + U_{оп}, \quad (5.1)$$

где  $\pm U_{нас}$  — положительный или отрицательный уровень насыщения выходного напряжения при определении  $U_{сраб}$  или  $U_{отп}$  соответственно.

Из формулы (5.1) видно, что пороговое напряжение существенно зависит от значения опорного напряжения  $U_{оп}$ .

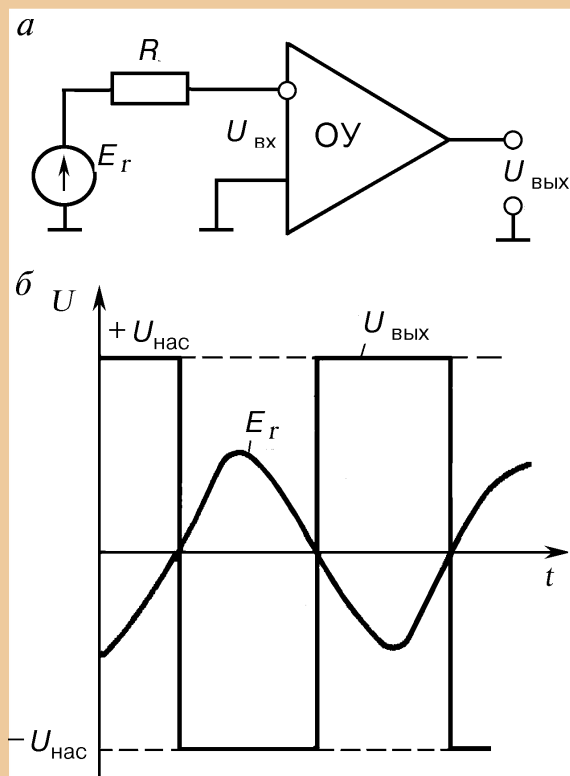


Рис. 5.26. Схема детектора нуля (а) и временные диаграммы его работы (б)

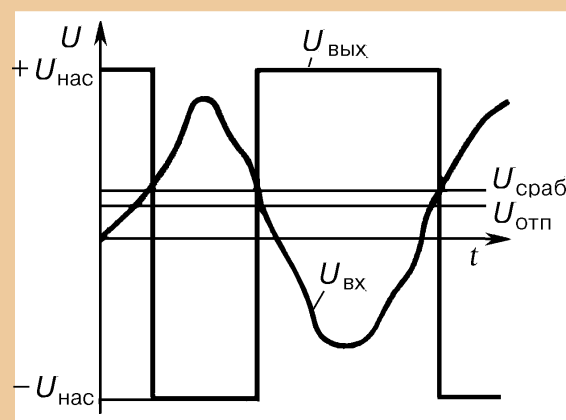


Рис. 5.27. Временные диаграммы триггера Шмитта на ОУ

### 5.5.3. Фотоэлектронные реле

Реле называют фотоэлектронным, если на его входе включен элемент, обладающий свойством изменять электропроводность под действием света.

Фотоэлектронные реле служат в автоматике для контроля и измерения оптических величин. Элемент реле, осуществляющий преобразование оптического входного сигнала в электрический, называется фотоприемником. Различают полупроводниковые, электровакуумные и ионные фотоприемники. Наиболее широко применяются полупроводниковые фотоприемники (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы), имеющие меньшие габариты по сравнению с электровакуумными и ионными.

Основные параметры фоторезисторов:

а) темновое сопротивление, т.е. сопротивление фоторезистора при отсутствии светового воздействия; значения темнового сопротивления различных типов фоторезисторов лежат в пределах от 40 кОм до 10 МОм;

б) удельная интегральная чувствительность, т.е. значение фототока, приходящегося на единицу светового потока, отнесенное к номинальному напряжению. Чувствительность фоторезисторов показывает степень изменения сопротивления при изменении светового потока и имеет значение от 500 до 20 000 мкА/(лм·В).

Достоинства фоторезисторов: простота и малая стоимость их изготовления; недостаток — малое быстродействие. Постоянная времени переключения фоторезисторов составляет единицы миллисекунд, что ограничивает их применение в схемах фотореле.

Большое быстродействие переключения фотореле можно получить при использовании фотодиодов и фототранзисторов.

Фотодиоды могут работать в вентильном режиме (без внешнего источника питания), когда при освещении фотодиода на его электродах при разомкнутой внешней цепи возникает так называемая фото-ЭДС (рис. 5.28, а)

$$U_{\text{фд}} = \varphi_{\text{т}} \ln(1 + I_{\text{ф}} / I_0),$$

где  $\varphi_{\text{т}} \approx 0,025$  В — температурный потенциал;  $I_{\text{ф}}$  — фототок, прямо пропорциональный световому потоку  $\Phi$ ;  $I_0$  — обратный темновой ток фотодиода при  $\Phi = 0$ . Для кремниевых фотодиодов  $I_0 = 1 \dots 2$  мкА, для германиевых  $I_0 = 10 \dots 20$  мкА.

При подключении к фотодиоду внешнего сопротивления через фотодиод и внешнюю цепь потечет ток нагрузки  $I_H$ . В результате напряжение на фотодиоде уменьшится до значения

$$U_K = I_H R_H = U_{\text{фд.н}} = \Phi_T \ln \left( \frac{I_\Phi - I_H}{I_0} + 1 \right).$$

Таким образом, фотодиод при работе в вентильном режиме можно рассматривать как мало-мощный источник питания.

Чаще, чем вентильный, применяется фотодиодный режим, когда к фотодиоду прикладывается обратное напряжение  $E$  (рис. 5.28, б).

Проводя нагрузочную прямую на семействе вольт-амперных характеристик фотодиода, положение которой соответствует выбранным (или заданным) значениям  $R_H$  и  $E$ , можно найти ток в цепи при воздействии некоторого светового потока  $\Phi$ .

При отсутствии освещения ( $\Phi = 0$ ) в цепи будет протекать ток  $I_H \approx I_0$  и почти все напряжение источника приложено к фотодиоду.

При изменении светового потока по определенному закону рабочая точка А перемещается по нагрузочной прямой, а ток в цепи изменяется в соответствии с законом изменения  $\Phi$ .

При  $\Phi = \Phi_3$  ток в цепи максимален и равен  $I_{H \max} = E/R_H$ . Напряжение батареи  $E$  практически приложено к нагрузке  $R_H$ , а падение напряжения на фотодиоде близко к нулю.

Основной параметр фотодиода — интегральная чувствительность, характеризующая изменение фототока  $I_\Phi$  через диод при изменении интенсивности светового потока  $\Phi$ :

$$K_\Phi = dI_\Phi / d\Phi.$$

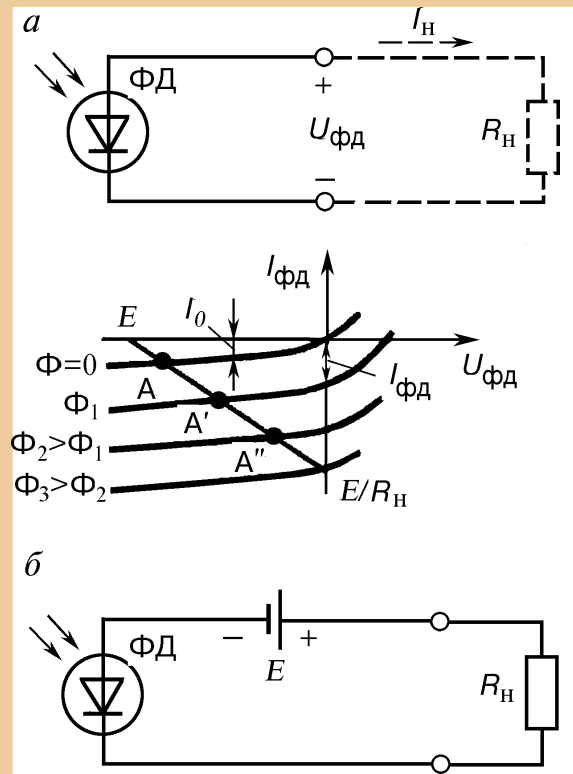


Рис. 5.28. Фотодиод в вентильном режиме (а) и в фотодиодном режиме (б)

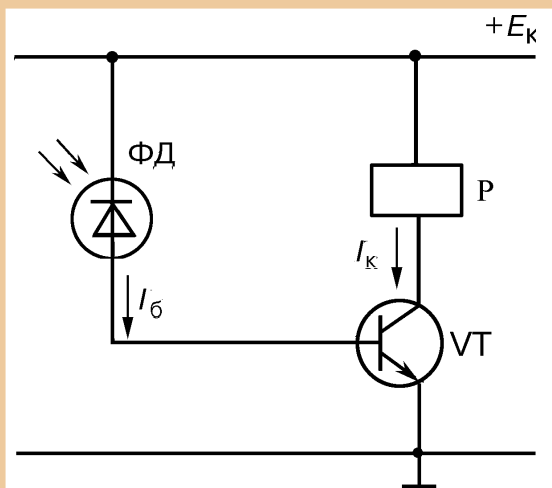


Рис. 5.29. Схема фотоэлектронного реле, срабатывающего на повышение уровня светового потока

Значение  $K_\Phi$  в широких пределах уровней освещенности остается неизменным, т.е. фототок прямо пропорционален световому потоку  $\Phi$ . Интегральная чувствительность фотодиодов имеет порядок несколько десятков мА/лм.

Интегральную чувствительность фотоприемника можно повысить с помощью фототранзистора, представляющего собой биполярный транзистор, база которого вместо электрического сигнала управляется световым потоком.

Интегральная чувствительность фототранзистора достигает значений около 1 А/лм.

За счет высокой интегральной чувствительности выходной ток фототранзистора обычно не требует усиления. Однако темновой ток фототранзистора больше темнового тока фотодиода в  $(1 + h_{21э})$  раз. Так как  $h_{21э}$  зависит от температуры, то температурная нестабильность фототранзистора намного выше, чем температурная нестабильность фотодиода.

На рис. 5.29 приведена схема фотоэлектронного реле, реагирующего на уровень светового потока, превышающий заданный.

В исходном состоянии, например при  $\Phi = 0$ , ток, протекающий через фотодиод, не превышает значения темнового тока фотодиода. Поэтому транзистор закрыт.

При освещении фотодиода световым потоком с интенсивностью, большей заданного уровня, ток через фотодиод, соответствующий току базы транзистора, увеличивается. Транзистор открывается, в его коллекторной цепи появляется ток, вызывающий срабатывание электромеханического реле.

На рис. 5.30 приведена схема бесконтактного фотоэлектронного реле, реагирующего на уровень светового потока, меньший заданного. По принципу построения схема аналогична схеме триггера Шмитта.

В исходном состоянии, при освещенном фоторезисторе, транзистор VT1 открыт, а VT2 закрыт. Ток через нагрузку  $R_{к2} = R_n$  не протекает. Если прервать световой поток или уменьшить его до некото-

рого критического уровня, то в схеме происходит лавинообразный процесс, приводящий к запиранию VT1 и отпиаранию VT2. Через нагрузку  $R_{к2}$  протекает ток  $I_{к2}$ .

При необходимости в коллекторную цепь транзистора VT2 вместо резистора  $R_{н}$  можно включить элект-

ромеханическое реле, срабатывающее при протекании тока через транзистор VT2.

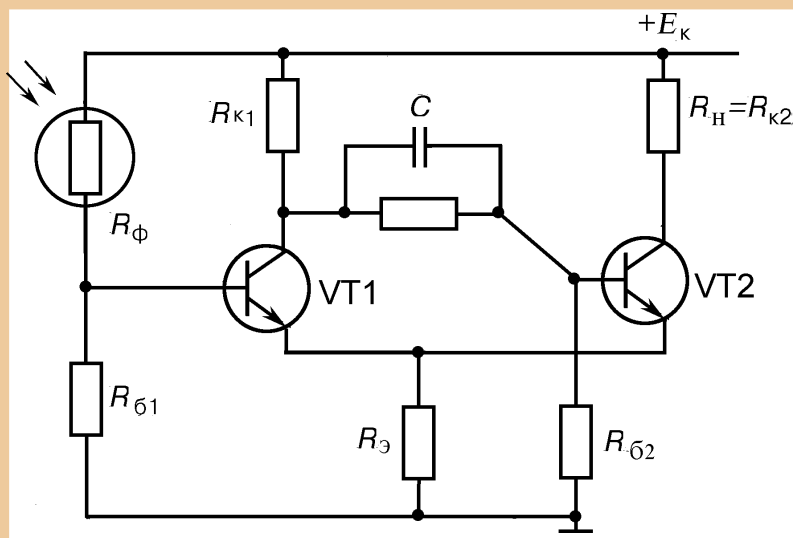


Рис. 5.30. Схема бесконтактного фотоэлектронного реле, реагирующего на уровень светового потока, меньший заданного

#### 5.5.4. Электронные реле на тиристорах

При протекании больших токов через нагрузку в качестве переключающих элементов бесконтактного реле используются тиристоры, рабочий ток которых может достигать значений десятков и даже сотен ампер.

Промышленность выпускает два вида тиристоров: с двумя электродами, подключаемыми к источнику питания, — динисторы и с тремя, два из которых подключаются к источнику питания, а третий является управляющим, — тринисторы.

Вольт-амперная характеристика динистора приведена на рис. 5.31, б (кривая  $L$ ). Ее особенность — наличие участка отрицательного сопротивления А'В, в пределах которого рабочая точка занимает неустойчивое положение, что и обуславливает переключательные свойства прибора.

Пусть в схеме рис. 5.31, а сопротивление резистора нагрузки  $R_{н}$  таково, что нагрузочная прямая М (рис. 5.31, б) пересекает вольт-амперную характеристику динистора в трех точках: А, С и Д. Предположим, что динистор выключен, т.е. рабочая точка находится в устойчивом положении А. Повысим напряжение питания

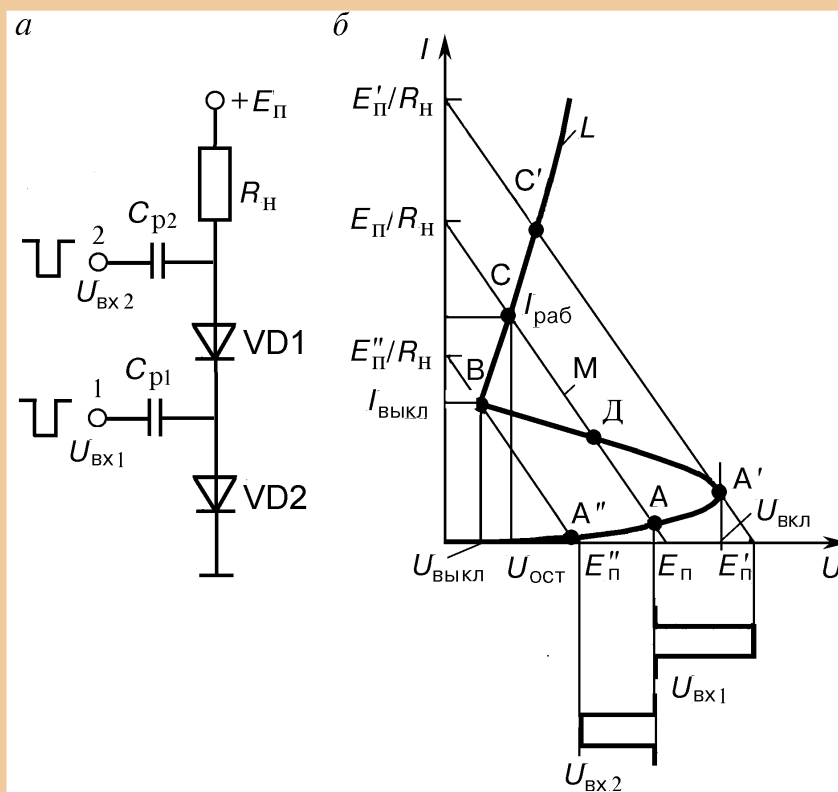


Рис. 5.31. Схема электронного реле на динисторах (а), ВАХ динистора (б)

$E_{II}$  до значения  $E'_{II}$ , подав на вход 1 скачком отрицательный сигнал  $U_{BX1} = |E'_{II} - E_{II}|$ . При этом нагрузочная прямая сместится вправо параллельно самой себе, а рабочая точка займет положение  $A'$ . Сопротивление динистора становится отрицательным. Это вызывает лавинообразный процесс нарастания тока, в результате которого рабочая точка скачком переходит в положение  $C'$ . После снятия входного напряжения рабочая точка займет положение  $C$ , соответствующее включенному состоянию динистора. Напряжение на динисторе при его включении упадет до значения  $U_{ост}$ , а ток возрастет до значения  $I_{раб}$ .

Значения напряжений включения зависят от типа выпускаемого прибора и обычно лежат в пределах 25...500 В, но могут достигать и 1000 В.

Остаточное напряжение  $U_{ост}$  на включенном приборе обычно составляет 0,5...2,0 В при рабочем токе  $I_{раб} = 0,5...100$  А.

Для выключения динистора рабочую точку из положения  $C$  необходимо сместить в положение  $B$ , соответствующее значениям  $I_{выкл}$ ,  $U_{выкл}$ .



Этого можно достигнуть за счет уменьшения напряжения питания путем подачи на вход 2 отрицательного сигнала  $U_{\text{вх}2} = |E_{\text{п}} - E_{\text{п}}''|$ .

Время выключения динистора на порядок больше времени включения и составляет обычно единицы или десятки микросекунд.

В качестве резистора нагрузки  $R_{\text{н}}$  схемы (на рис. 5.31, а) можно включить обмотку электромагнитического контактного реле.

Схема бесконтактного реле на динисторах может иметь общий вход, на который подаются импульсы отрицательной полярности (рис. 5.32).

Состояния диодов VD5, VD6 в цепи запуска схемы определяются состояниями динисторов. Например, если динистор VD1 закрыт, а VD2 открыт, то диод VD5 открыт, а VD6 закрыт. Поэтому входной импульс проходит только в цепь динистора VD1, вызывая переключение схемы.

Семейство вольт-амперных характеристик тринистора при различных значениях управляющего тока  $I_y$  представлено на рис. 5.33. При  $I_y = 0$  характеристика тринистора совпадает с характеристикой динистора.

При наличии тока в цепи управляющего электрода участки 0A' и A'B вольт-амперной характеристики тринистора становятся короче, а параметр  $U_{\text{вкл}}$  уменьшается. Это позволяет включать тринистор путем подачи импульса тока в цепь управляющего электрода.

Амплитуда управляющего импульса не должна быть больше значения  $I_{yc}$ , называемого током спрямления, так как при  $I_y = I_{yc}$  вольт-амперная характеристика тринистора подобна характеристике обычного полупроводникового диода, в которой отсутствует участок отрицательного сопротивления.

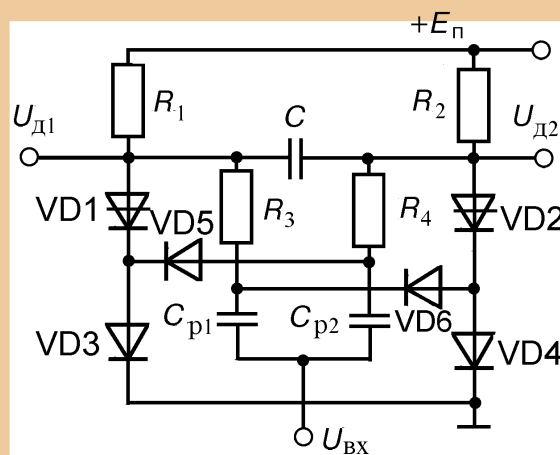


Рис. 5.32. Схема бесконтактного реле на динисторах

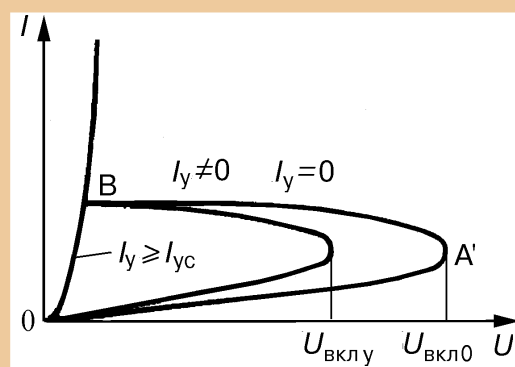


Рис. 5.33. Семейство ВАХ тринистора

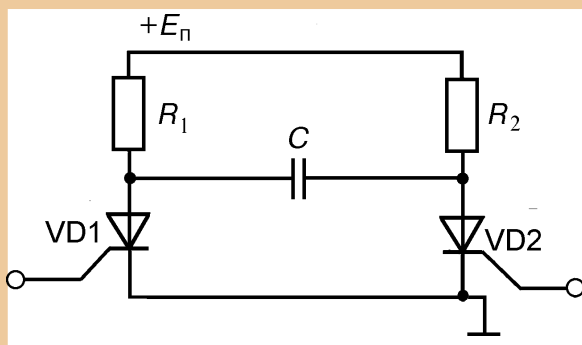


Рис. 5.34. Схема бесконтактного реле триггерного типа на тринисторах

Схема бесконтактного реле триггерного типа на тринисторах приведена на рис. 5.34. Переключение схемы осуществляется подачей импульса тока в цепь управляющего электрода закрытого тринистора. Принцип работы этой схемы не отличается от принципа работы схемы на динисторах.

## 5.6. Магнитные усилители, их назначение и классификация

Исполнительные устройства систем автоматического регулирования обычно вырабатывают маломощные сигналы управления. Непосредственно они не могут привести в действие исполнительные механизмы. Малая мощность сигналов объясняется стремлением уменьшить влияние нагрузки на точность преобразований, а также конструктивными особенностями и физической природой исполнительных устройств.

Чтобы получить мощность, необходимую для работы исполнительных устройств, применяют магнитные усилители. Они практически нечувствительны к вибрациям и механическим воздействиям, позволяют получить на выходе значительные токи, удобны в эксплуатации, сравнительно недороги и очень надежны.

В зависимости от характера физических процессов, определяющих принцип работы магнитного усилителя, различают дроссельные и трансформаторные магнитные усилители.

В дроссельных усилителях рабочая обмотка (обмотка переменного тока) выполняет функцию дроссельной «заслонки», ограничивающей ток в нагрузке, включенной (обычно последовательно) в цепь рабочей обмотки.

В трансформаторных усилителях цепь нагрузки электрически не связана с цепью питания. Передача энергии из цепи питания в цепь нагрузки осуществляется за счет магнитной связи между ними. Воздействуя на общий магнитный поток, сцепленный с витками обмо-

ток цепей питания и нагрузки, можно изменять мощность, передаваемую в цепь нагрузки.

Как дроссельные, так и трансформаторные усилители могут быть собраны по однотоктной или двухтактной схеме. В однотоктных магнитных усилителях фаза тока в нагрузке не зависит от полярности входного сигнала. В двухтактных магнитных усилителях фаза тока в нагрузке меняется на  $180^\circ$  при изменении полярности тока в обмотке управления.

В зависимости от типа обратной связи различают магнитные усилители с внешней обратной связью, у которых выпрямленный рабочий ток проходит по специальной обмотке обратной связи, и магнитные усилители с внутренней обратной связью, у которых постоянная составляющая рабочего тока проходит по той же рабочей обмотке (дополнительная обмотка отсутствует).

Двухтактный магнитный усилитель может быть собран по дифференциальной схеме с подмагничиванием и с обратной связью, а также по мостовой схеме.

Рассмотрим принцип действия дроссельного магнитного усилителя. Ферромагнитный материал, из которого изготавливаются магнитопроводы магнитных усилителей, можно представить состоящим из отдельных малых областей (доменов), самопроизвольно намагничивающихся в различных направлениях.

При наложении на магнитопровод магнитного поля обмотки эти намагниченные области («магнитки») ориентируются преимущественно вдоль силовых линий внешнего поля. В результате общий магнитный поток резко возрастает. При изменении полярности тока в обмотке «магнитки» поворачиваются и направление общего магнитного потока в магнитопроводе изменяется на обратное.

Будем называть магнитодвижущей силой (МДС)  $A\omega$  произведение тока в обмотке на число витков. Эта величина пропорциональна току, так как число витков обмотки обычно постоянно.

На рис. 5.35 изображена полученная опытным путем зависимость магнитного потока в магнитопроводе от количества ампервитков его обмоток. Это усредненная кривая, характерная для магнитомягких материалов.

На рис. 5.36 изображен магнитопровод, на который намотаны две обмотки: рабочая  $\omega_p$ , питаемая синусоидальным напряжением, и управляющая  $\omega_y$ , к которой подводится усиливаемое напряжение.

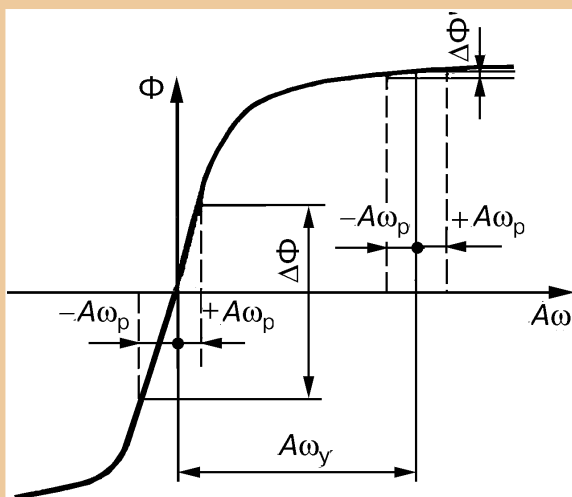


Рис. 5.35. Зависимость намагничивания сердечника от количества ампервитков

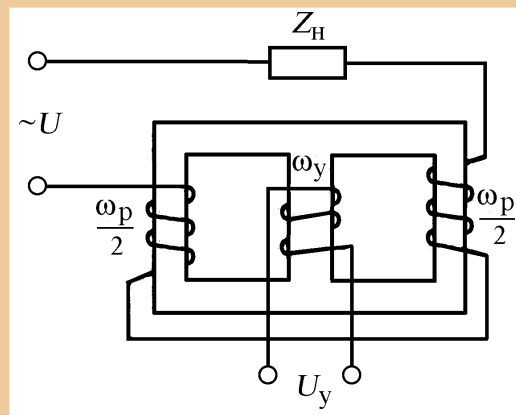


Рис. 5.36. Схема дроссельного магнитного усилителя

Предположим, что управляющая обмотка обесточена, а МДС рабочей обмотки изменяется по синусоидальному закону от  $+A\omega_p$  до  $-A\omega_p$ . При этом магнитный поток в магнитопроводе изменяется на  $\Delta\Phi$  (см. рис. 5.36).

Предположим, что через управляющую обмотку проходит ток и ее МДС равна некоторому значению  $A\omega_y$ . МДС рабочей обмотки изменяется в прежних пределах от  $+A\omega_p$  до  $-A\omega_p$ . При этом магнитный поток в магнитопроводе изменяется на  $\Delta\Phi'$ . Из рис. 5.36 видно, что  $\Delta\Phi'$  значительно меньше  $\Delta\Phi$ .

Таким образом, в первом случае скорость изменения магнитного потока будет большой, во втором — незначительной. ЭДС самоиндукции рабочей обмотки, пропорциональная скорости изменения магнитного потока (закон электромагнитной индукции), в первом случае будет значительно больше, чем во втором. Эта ЭДС, направленная навстречу приложенному напряжению, и ограничивает ток в цепи. При постоянно действующем значении синусоидального напряжения питания в первом случае ток в рабочей обмотке будет меньше, чем во втором.

Изменяя магнитное состояние магнитопровода, можно менять ток в рабочей обмотке, а следовательно, и в нагрузке  $Z_H$ , которая включена последовательно с  $\omega_p$ .

Пока магнитопровод не насыщен, основная часть напряжения питания тратится на преодоление ЭДС самоиндукции рабочей об-

мотки, падение напряжения на нагрузке невелико, ток нагрузки мал. Когда магнитопровод переходит в насыщенное состояние, ЭДС самоиндукции рабочей обмотки практически исчезает и все напряжение питания оказывается приложенным к нагрузке. Ток в нагрузке возрастает.

На рис. 5.37 изображена зависимость тока в нагрузке (рабочего тока)  $I_p$  от тока в обмотке управления  $I_y$ . Из рисунка видно, что с увеличением тока управления  $I_y$ , т.е. по мере насыщения магнитопровода и уменьшения ЭДС самоиндукции рабочей обмотки увеличивает ток в нагрузке  $I_p$ . При этом небольшие изменения тока  $I_y$  вызывают значительные изменения рабочего тока. Следовательно, устройство работает как усилитель.

В действительности картина физических процессов несколько сложнее. В современных магнитных усилителях применяются магнитопроводы с прямоугольной кривой намагничивания. Они либо сразу размагничиваются, либо полностью насыщаются. Поэтому перераспределение напряжения питания между рабочей обмоткой и нагрузкой происходит в течение каждого периода. Например, в течение четверти каждого периода напряжение питания приложено к нагрузке, а в течение  $3/4$  периода гасится на рабочей обмотке (рис. 5.38).

Изменяя ток управления в обмотке  $\omega_y$ , это распределение можно изменить, увеличив или уменьшив часть периода, в течение которого напряжение приложено к нагрузке, а следовательно, увеличив или уменьшив (в среднем) ток в нагрузке.

Дроссельный магнитный усилитель сравнительно прост как по устройству, так и по принципу работы. Однако его

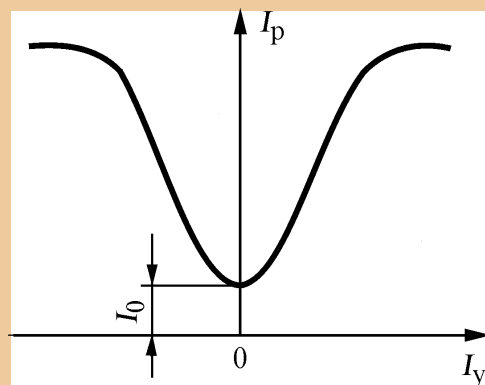


Рис. 5.37. Рабочая характеристика дроссельного усилителя

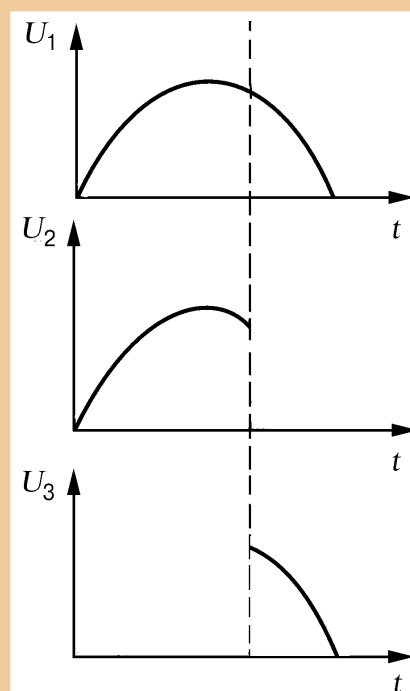


Рис. 5.38. Распределение напряжения между рабочей обмоткой и нагрузкой

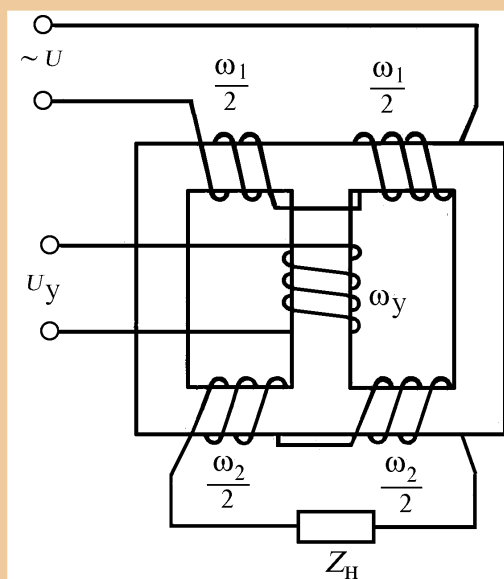


Рис. 5.39. Схема трансформаторного магнитного усилителя

применение в системах автоматического регулирования ограничено, так как ему присущ ряд недостатков. Прежде всего отметим существенную нелинейность зависимости тока в нагрузке от тока управления (см. рис. 5.37). Так, при токе управления  $I_y = 0$  ток в нагрузке  $I_p \neq 0$ . Этот нулевой ток  $I_0$  увеличивает погрешность регулирования и потери мощности. Другой недостаток дроссельного усилителя — сравнительно низкий коэффициент усиления. Кроме того, во многих случаях существенно и то, что дроссельный усилитель не реагирует на полярность сигнала управления. Эти недостатки устранены в более сложных схемах магнитных усилителей.

Рассмотрим принцип действия трансформаторного магнитного усилителя, схема которого изображена на рис. 5.39. Синусоидальное напряжение питания подводится к обмотке  $\omega_1$ , а нагрузка  $Z_n$  включена в цепь специальной обмотки  $\omega_2$ .

Пока сердечник не насыщен, синусоидальный ток, проходящий по обмотке  $\omega_1$ , вызывает значительные изменения магнитного потока в магнитопроводе. Переменный магнитный поток, пронизывая витки обмотки  $\omega_2$ , наводит в этой обмотке ЭДС, которая используется при питании нагрузки  $Z_n$ . Чем больше скорость изменения магнитного потока, тем больше наведенная ЭДС и ток в нагрузке.

Когда происходит насыщение магнитопровода, скорость изменения магнитного потока резко уменьшается, ЭДС, индуцируемая во вторичной обмотке  $\omega_2$ , становится небольшой, соответственно уменьшается и ток в нагрузке.

Рабочая характеристика трансформаторного магнитного усилителя (зависимость рабочего тока от тока управления) изображена на рис. 5.40. Видно, что с увеличением тока управления  $I_y$  ток в нагрузке  $I_p$  уменьшается.

Рабочие характеристики дроссельного и трансформаторного усилителей являются как бы зеркальным отображением друг друга.



Это объясняется тем, что ЭДС, индуцируемая в цепи нагрузки, в одном случае играет роль «заслонки», а в другом — источника питания нагрузки.

Рассмотрим влияние обратной связи на коэффициент усиления магнитного усилителя. Для характеристики усилительных свойств вводят коэффициенты усиления по току  $k_I$ , по напряжению  $k_u$ , по мощности  $k_p$ . Коэффициентом

усиления магнитного усилителя по току называют отношение изменения действующего значения рабочего тока к соответствующему изменению тока управления (полагаем  $I_n = I_p$ ):

$$k_I = \frac{\Delta I_p}{\Delta I_y}.$$

Аналогично:

$$k_u = \frac{\Delta U_p}{\Delta U_y}; \quad k_p = \frac{\Delta P_p}{\Delta P_y},$$

где  $U_p$  — напряжение на нагрузке;  $U_y$  — управляющее напряжение;  $P_p$  — мощность, выделяемая в нагрузке;  $P_y$  — мощность, потребляемая цепью управления.

Для магнитных усилителей справедливо (с достаточной степенью точности) следующее равенство:

$$\Delta I_p \omega_p = \Delta I_y \omega_y.$$

С учетом этого равенства выражение для коэффициента усиления по току можно представить в виде

$$k_I = \frac{\omega_y}{\omega_p}.$$

Коэффициент усиления по току магнитных усилителей, собранных по схемам, изображенным ранее, составляет несколько десятков единиц.

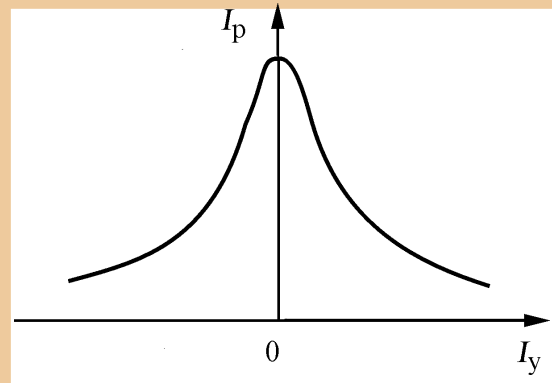


Рис. 5.40. Рабочая характеристика трансформаторного магнитного усилителя

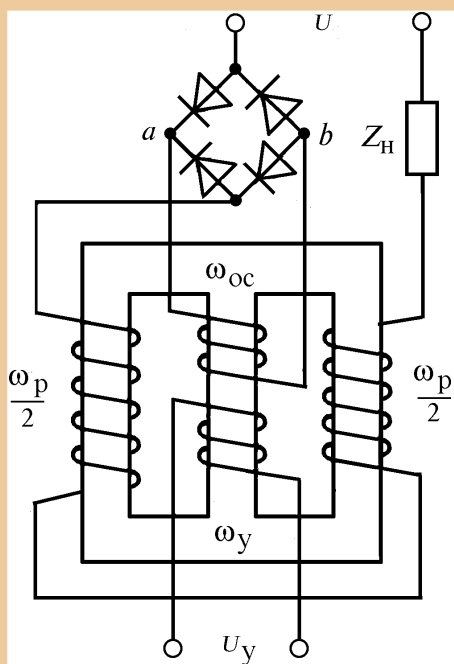


Рис. 5.41. Схема дроссельного магнитного усилителя с обратной связью

Приведенные формулы показывают, что коэффициенты усиления магнитного усилителя теоретически не зависят, а практически очень мало зависят от колебаний напряжения, частоты источника питания и изменений сопротивления нагрузки. Такая стабильность характеристик позволяет использовать в магнитном усилителе глубокую положительную обратную связь ПОС.

Обратной связью называют подачу сигнала с выхода усилителя на его вход. В магнитных усилителях наибольшее распространение получила обратная связь по току (рис. 5.41).

Обмотка обратной связи  $\omega_{oc}$  намотана на том же стержне, что и обмотка управления. Если магнитный поток обмотки обратной связи усиливает магнитный поток обмотки управления, то обратная связь называется положительной, в противном случае — отрицательной. Изменить характер обратной связи можно, поменяв полярность управляющего напряжения.

При наличии положительной обратной связи уравнение магнитного усилителя принимает вид:

$$I_p \omega_p = I_y \omega_y + I_p \omega_{oc}.$$

Отношение  $k_{oc} = \frac{\dot{u}_{oc}}{\dot{u}_p}$  называют коэффициентом обратной связи. При этом

$$I_p = \frac{I_y \omega_y}{\omega_p - \omega_{oc}} = \frac{I_y \frac{\omega_y}{\omega_p}}{1 - \frac{\omega_{oc}}{\omega_p}} = \frac{I_y k_I}{1 - k_{oc}}.$$

Коэффициент усиления по току усилителя с обратной связью:

$$k_{ocI} = \frac{\Delta I_p}{\Delta I_y} = \frac{k_I}{1 - k_{oc}}.$$

Если  $k_{oc} \rightarrow 1$ , т.е. число витков обмотки обратной связи приближается к числу витков рабочей обмотки, коэффициент усиления усилителя с обратной связью увеличивается и стремится к бесконечности. Это значит, что бесконечно малым изменениям тока управления соответствуют конечные (скачкообразные) изменения рабочего тока.

Обычно  $k_{oc} \leq 0,99$ , так как при слишком большом коэффициенте усиления нарушается стабильность параметров усилителя. Кроме того, положительная обратная связь увеличивает рабочий ток при отсутствии тока в управляющей обмотке  $I_0$  в  $1/(1-k_{oc})$  раз.

При изменении полярности управляющего сигнала положительная обратная связь становится отрицательной. Вследствие этого характеристика усилителя с обратной связью приобретает несимметричную форму. Действительно, при отрицательной обратной связи уравнение магнитного усилителя и выражение для коэффициента усиления по току записываются в следующем виде:

$$I_p \omega_p = I_y \omega_y - I_p \omega_{oc} ; k_{ocI} = \frac{k_I}{1 + k_{oc}} = \frac{\Delta I_p}{\Delta I_y} .$$

Из рис. 5.42 видно, что коэффициент усиления по току можно представить как тангенс угла наклона линейного участка к оси абсцисс. При этом

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta I'_p}{\Delta I'_y} = \frac{k_I}{1 - k_{oc}} ;$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\Delta I''_p}{\Delta I''_y} = \frac{k_I}{1 + k_{oc}} .$$

Поскольку из последних выражений следует, что  $\operatorname{tg} \alpha > \operatorname{tg} \beta$ , то ясно, что правая ветвь характеристики магнитного усилителя идет круче, чем левая, как это и показано на рис. 5.42.

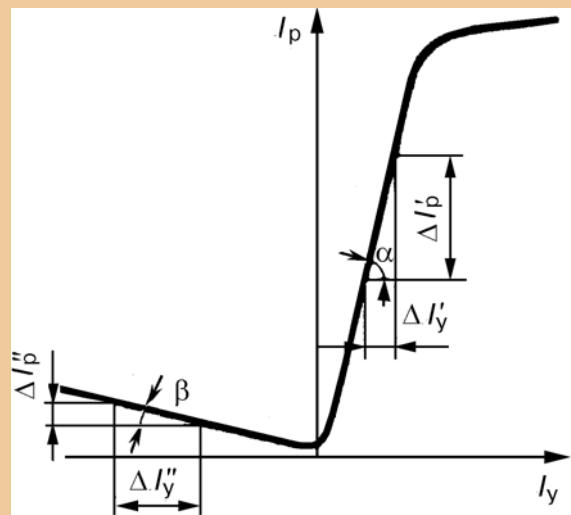


Рис. 5.42. Рабочая характеристика дроссельного магнитного усилителя с обратной связью

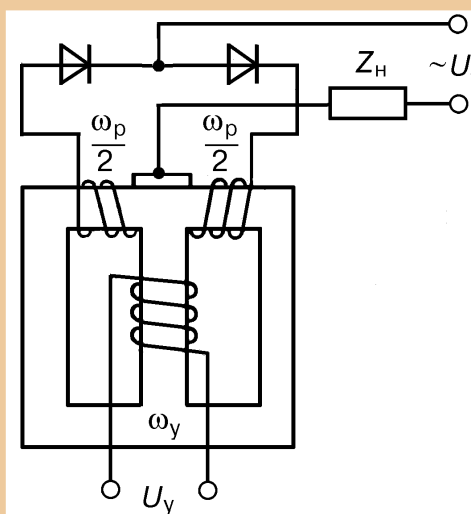


Рис. 5.43. Схема магнитного усилителя с самонасыщением

Отличительная особенность схемы магнитного усилителя с внешней обратной связью — наличие специальной обмотки обратной связи  $\omega_{oc}$ . В технике находят широкое применение усилители с внутренней положительной обратной связью, которые иногда называют усилителями с самонасыщением (рис. 5.43). Здесь функцию обмотки обратной связи выполняет сама рабочая обмотка, в которой с помощью выпрямительных диодов создается постоянная составляющая рабочего тока, магнитный поток которой совпадает по направлению с магнитным потоком управления и «помогает» ему изменять состояние магнитопровода.

## 5.7. Микропроцессоры

Успехи развития интегральной микросхемотехники привели к созданию большого числа узкоспециализированных интегральных схем для решения отдельных задач управления и переработки информации. Причиной этому послужило появление программируемых универсальных БИС, которые получили название *микропроцессоров* (МП). МП — программно управляемое, функционально законченное устройство, предназначенное для обработки цифровой информации и построенное на одной или нескольких больших интегральных схемах. МП используются в контроллерах, микроЭВМ, микропроцессорных системах и выполняют от 50 до 100 команд. Микропроцессорная техника позволяет заменить устройства циклового управления с жесткой постоянной логикой программируемыми устройствами, с помощью которых легко перестраивать программу работы различных машин и агрегатов. Появление МП знаменует собой новый этап в развитии систем автоматического управления подвижным составом, системами электроснабжения железных дорог и промышленных предприятий, а также для автоматизации подъемно-транспортных механизмов, применяемых для погрузочно-разгрузочных работ на железнодорожном транспорте.

Любой МП состоит из операционного (ОУ) и управляющего (УУ) устройств. В операционном устройстве выполняется преобразование машинных слов, а управляющее устройство управляет ходом вычислительного процесса, обеспечивая выборку нужных команд из памяти и их расшифровку, реализацию определенной последовательности сигналов и микроопераций. Все выпускаемые МП по способу обработки информации можно разделить на два класса: с аппаратной обработкой информации и микропрограммной. МП характеризуются следующими параметрами:

- разрядность адреса и данных;
- тип корпуса;
- число источников питания;
- мощность рассеивания;
- температурный диапазон;
- объем адресуемой памяти;
- число команд;
- время цикла выполнения команд;
- помехоустойчивость и надежность.

По числу БИС в микропроцессорном комплекте различают однокристалльные, многокристалльные и многокристалльные секционные микропроцессоры. *Микропроцессорный комплект* — это совокупность совместимых по основным параметрам БИС, из которых можно строить различные по сложности и назначению микропроцессорные системы, включая микроконтроллеры и микроЭВМ.

*Однокристалльные МП* получают при реализации всех аппаратных средств процессора в виде одной БИС. Размеры однокристалльного МП не превышают размеров обычных БИС, например, восьмиразрядный МП имеет размеры микросхемы  $5 \times 5 \times 0,2$  мм. Такие МП удобны для выполнения небольших программ, связанных с управлением или диагностированием небольших узлов или изделий, со встраиванием их в последние. По мере увеличения степени интеграции элементов в кристалле и числа выводов корпуса параметры однокристалльных МП улучшаются. Однако возможности однокристалльных МП ограничены аппаратными ресурсами кристалла и корпуса. Структура простейшего МП напоминает структуру ЭВМ первого поколения, в которых отсутствовали микропрограммное управление и сверхоперативные регистры.

МП (рис. 5.44) состоит из трех основных блоков: арифметическо-логического устройства (АЛУ), блока внутренних регистров и устройства управления. Для передачи адресов, информации и команд, которые должны выполняться поочередно, используется внутренняя шина данных. АЛУ выполняет одну из главных операций МП — обработку данных. Перечень операций АЛУ зависит от типа МП. Оно осуществляет логическое сложение, вычитание, арифметические операции, операции приращения, сдвига влево или вправо. К одному из входов АЛУ постоянно подключен накопитель-аккумулятор, а ко второму — временной регистр (регистр состояния). Архитектура микропроцессора определяется набором операций, выполняемых АЛУ. Поэтому одни микропроцессоры способны выполнять множество различных операций, у других же этот набор ограничен.

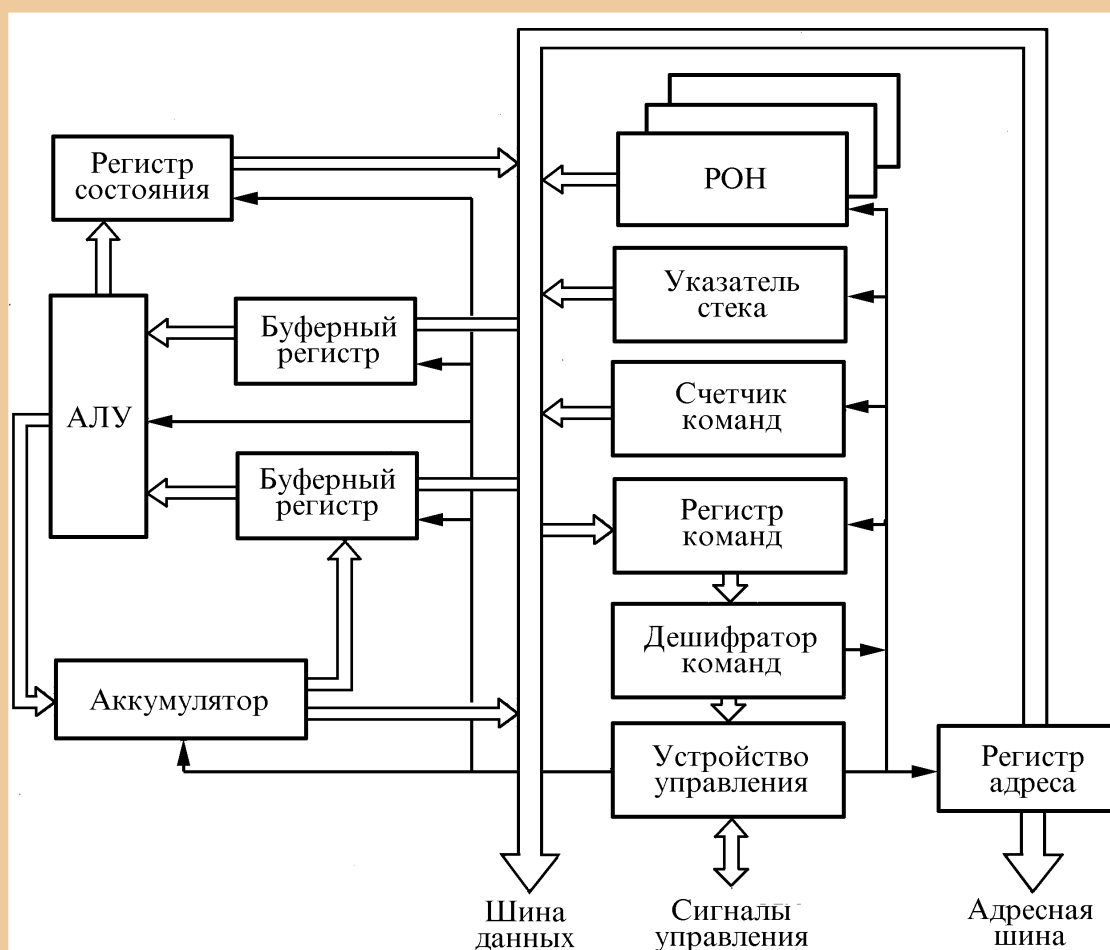


Рис. 5.44. Структурная схема микропроцессора



Большую роль в функциональных возможностях МП играют регистры. Каждый регистр можно использовать для временного хранения информации. Некоторые регистры имеют специальное назначение, другие — многоцелевое. Рассмотрим функциональное назначение основных регистров МП.

*Аккумулятор* (накопитель) — это устройство представляет собой двухтактный регистр и используется для выполнения арифметических и логических операций совместно с АЛУ. Любая такая операция над двумя словами данных (операндами) предполагает размещение одного из них в аккумуляторе, а другого в памяти или каком-либо регистре. Так, при сложении двух слов, называемых условно А и В, расположенных соответственно в аккумуляторе и памяти, результирующая сумма С загружается в аккумулятор, замещая слово А. Аккумулятор используется и в других операциях при передаче данных из одной части МП в другую, например: пересылка данных между портом ввода-вывода и памятью, между двумя областями памяти и т.д. Возможна очистка аккумулятора записью во все его разряды двоичных нулей или двоичных единиц. Аккумулятор — наиболее универсальный регистр, а число разрядов в нем равно длине слова МП. Однако некоторые МП имеют двойные аккумуляторы. Например, для умножения двух восьмибитовых слов результат (16-битовое число) размещается в аккумуляторе двойной длины.

*Счетчик команд* — один из важнейших регистров микропроцессора и служит для формирования адреса команд, записанных в памяти. Все команды, хранимые в памяти, должны выполняться в строго определенном порядке. Набор команд счетчика крайне ограничен по сравнению с подобным набором для аккумулятора и к тому же в счетчике команд не выполняются операции, осуществляемые в аккумуляторе. Перед началом работы счетчик команд загружают адресом первой выполняемой команды, которая по адресной шине пересылается в схему управления памятью, в результате чего происходит считывание ее содержимого по указанному адресу. Далее эта команда поступает в регистр команд. Во время выполнения МП текущей команды в счетчике подготавливается адрес очередной команды программы. Число разрядов счетчика команд чаще всего бывает больше, чем длина слова данных микропроцессора. В восьмиразрядных МП счетчик команд чаще всего содержит 16 разрядов.

*Регистр команд* дешифрует команду и выполняет ее. Команды поступают в регистр из памяти по мере последовательной выборки. Можно записать информацию в регистр команд и с пульта управления, используя для этого переключатели и кнопки. Обычно этим способом пользуются в тех случаях, когда необходимо передать управление в начало программы. *Регистр адреса* памяти указывает адрес памяти, подлежащей использованию микропроцессором. Выход этого регистра называется *адресной шиной* и используется для выбора области памяти или порта ввода-вывода. Так как регистр адреса памяти подключен и к внутренней шине данных, он может загружаться от разных источников информации. Большинство МП располагает командами, позволяющими загружать этот регистр в основном содержимым счетчика команд, регистра общего назначения или какой-либо области памяти. Разрядность регистра адреса совпадает с разрядностью счетчика команд, и в восьмиразрядных МП она равна 16. *Буферный регистр* предназначен для временного хранения данных. *Регистр состояния* хранит результаты некоторых проверок, осуществляемых в процессе выполнения программы. Разряды регистра состояний принимают то или иное значение при выполнении операций, использующих АЛУ и некоторые регистры.

*Регистр общего назначения (РОН)* — это набор специальных регистров, применяемых в качестве запоминающих устройств. Так как АЛУ выполняет операции с содержимым РОН без выхода на внешнюю шину адресов и данных, то они выполняются значительно быстрее, чем операции с внешней памятью. Поэтому запоминающие устройства РОН чаще всего называют сверхоперативной памятью МП. Емкость

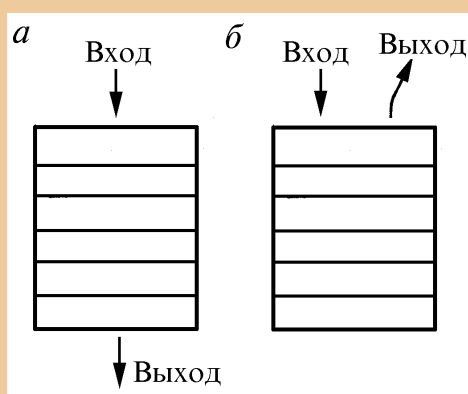


Рис. 5.45. Схемы специальной памяти стековой (а) и магазинной (б)

блока РОН определяет число команд и вычислительные возможности микропроцессора. Для расширения возможностей МП регистры можно объединять попарно для получения 16 разрядов.

Кроме обычной системы памяти, в МП часто используют *стековую* или *магазинную* память. Стековая память характеризуется тем, что при поступлении информации в верхнюю приемную ячейку стека (рис. 5.45, а) вся информация сдвигается вниз на один шаг. Ин-

формация считывается из нижней ячейки, подчиняясь закону «первым пришел — первым вышел». В магазинной памяти (рис. 5.45, б) применяют противоположный принцип: «последним пришел — первым вышел».

При этом загрузка и считывание информации прово-

дятся из одной и той же ячейки. При загрузке очередной информации в магазин вся имеющаяся информация опускается на один шаг, а при считывании поднимается тоже на один шаг. Рассмотрим рис. 5.46. Если в стек загрузить слово  $A_5$ , то оно запишется в верхней ячейке, а прежняя информация сместится вниз на один шаг. Если же извлечь слово  $A_5$ , то прежняя информация вновь поднимется на один шаг. Нельзя извлечь  $A_4$  раньше  $A_5$ . Сначала извлекается  $A_5$ , а потом  $A_4$ . В стеке обычно хранится информация об адресах возврата при обращении к подпрограммам, а также для запоминания состояния внутренних регистров при обработке прерываний. Если в стек записать больше слов, чем есть ячеек, то первое слово будет потеряно. В некоторых МП при переполнении регистров стека соответствующие слова записываются в стек памяти. Для отыскания необходимой ячейки стека используют *указатель стека*, представляющий собой трехразрядный регистр (рис. 5.47) с двоичным представлением информации. Первоначально указатель стека содержит число 011. Это означает, что последний элемент содержимого стека находится в регистре с адресом 011. Использование магазинной и стековой памяти позволяет значительно сократить число выводов корпуса, необходимых для связи МП с внешней памятью.

*Устройство управления (УУ)* формирует внутренние команды МП. При поступлении очередной команды из внешней памяти и помещении ее в регистр команд, УУ вырабатывает серию микроприказов, которые затем поступают в АЛУ и другие элементы МП. По сигналам УУ очередная команда, извлеченная из регистра команд, подлежит декодированию дешифратором команд. Кроме этих функций, УУ выполняет и другие операции, связанные с последовательностью включения питания и процессами прерываний. Процесс

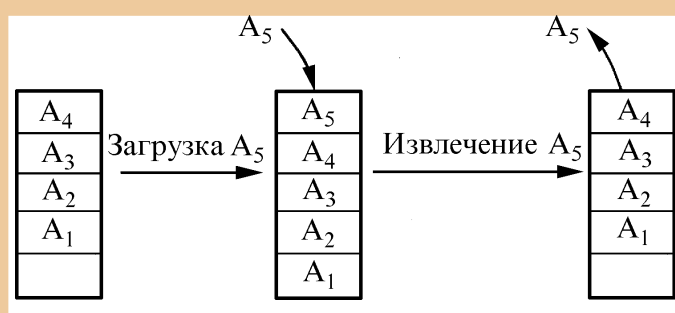


Рис. 5.46. Схема, поясняющая принцип работы стека

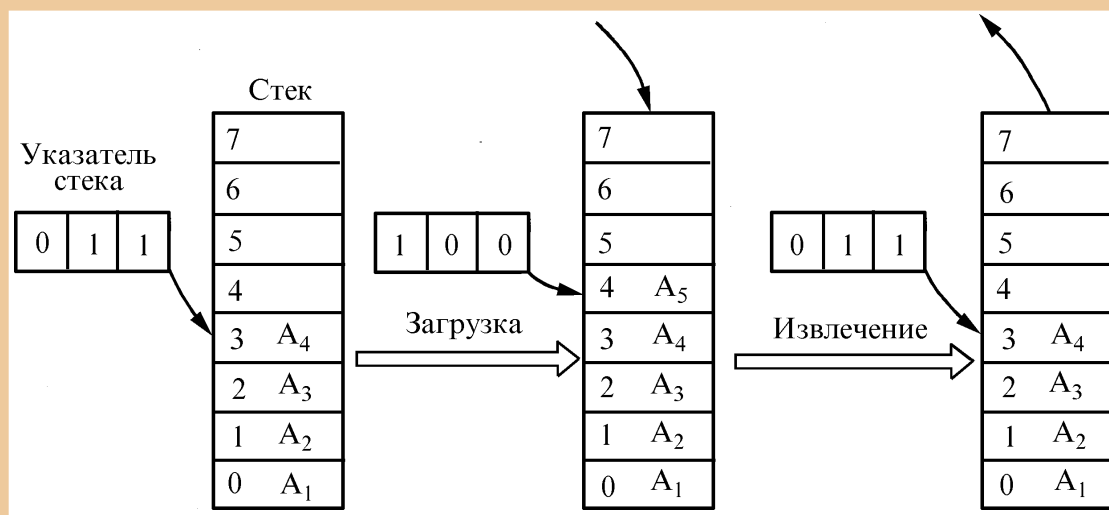


Рис. 5.47. Схема, поясняющая адресацию элемента стека с использованием указателя стека

прерывания — это своего рода запрос, поступающий в УУ от памяти или устройства «ввод-вывод». Прерывание связано с использованием внутренней шины данных микропроцессора другими устройствами или определением порядка ее (шины) использования.

Внешние команды МП могут иметь одно-, двух- и трехбайтную структуру. Поскольку внутренняя информационная шина может одновременно передать только один байт, то двухбайтные команды помещаются в два регистра и передаются по шине последовательно. Первый байт трехбайтной команды после поступления в регистр команд приходит в дешифратор, который подает команду управляющему автомату на последовательную передачу двух остальных байтов. Такой принцип передачи команд называют *тандемным*. Для управления микропроцессором используют набор из 78 команд, которые поступают из внешних логических устройств или памяти. Команды предусматривают операции ввода-вывода, логические и арифметические операции в двоичном и двоично-десятичном кодах, а также операции загрузки и хранения информации в накопителе. Однокристальные МП выпускают обычно с набором БИС, необходимых для создания микропроцессорных систем. Все микросхемы в наборе согласованы по источникам питания, уровню управляющих логических сигналов, единой системе представления чисел и по формату обрабатываемой информации.

Микропроцессорные комплекты — наиболее удобные и универсальные устройства для конструирования самых разнообразных микропроцессорных систем, нашедших применение в устройствах диагностирования, автоматического управления и регулирования на подвижном составе, а также в устройствах систем электроснабжения промышленных предприятий и электрифицированных железных дорог. Внедрение микропроцессорной техники в системы автоматического управления и регулирования существенно повысит качество работы и точность регулировки.

Рассмотрим схему использования МП для управления электрическим двигателем (рис. 5.48). Силовая схема устройства состоит из тиристорного преобразователя ТП и электродвигателя постоянного тока М. На вход МП поступает необходимая информация от системы управления, датчика тока ДТ или датчика частоты вращения G. Сигналы от датчиков в аналогово-цифровых преобразователях АЦП-1 и АЦП-2 преобразуются в цифровые и только после этого поступают в МП. На основе полученной информации МП вырабатывает оптимальный управляющий сигнал, который через блок согласования БС поступает на управляемый тиристорный преобразователь, где происходит регулирование тока или напряжения. Для выполнения всех этих операций необходимы специализированные микропроцессорные комплекты.

Отечественная промышленность выпускает секционированные микропроцессорные комплекты серий К536, К580, К581, К583 и др. Основные характеристики этих МП приведены в табл. 5.1. Наибольшее применение получает секционированный микропроцессорный комплект серии К589, состоящий из восьми микросхем, выполненных по технологии ТТЛШ. В комплект входят: блок микропрограммного управления (БМУ) К589ИК01; центральный процессорный элемент (ЦПЭ) К589ИК02; схема ускоренного переноса (СУП)

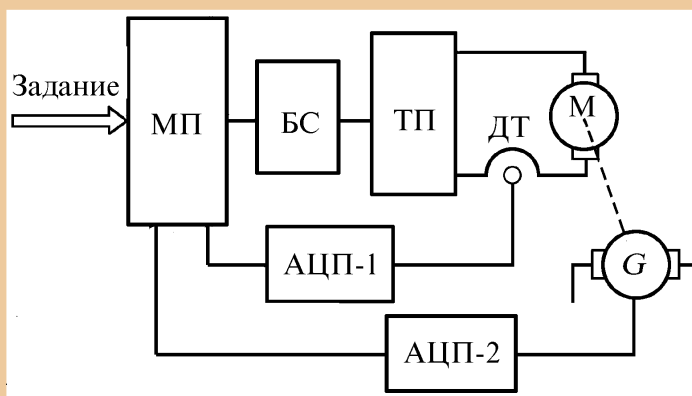


Рис. 5.48. Структурная схема тиристорного электропривода с микропроцессорным управлением

К589ИК03; многорежимный буферный регистр (МБР) К589НР12; блок приоритетных прерываний (БПП) К589ИК14; шинный формирователь без инверсий (ШФ) К589АП16; шинный формирователь с инверсией (ШФИ) К589АП26; микросхема синхронизации и управления (МСУ) К589ХЛ4. Комплект обеспечивает построение автономных микроЭВМ, контроллеров, устройств автоматики с различной архитектурой благодаря модульности структуры, возможности параллельного включения, наличию микропрограммного управления и совместимости с другими схемами, например, с ТТЛ-схемами серии К133. Микросхемы герметизированы в пластмассовых корпусах с вертикальным расположением выводов. Разрабатываются микросхемы в керамических корпусах с планарным расположением выводов.

*Таблица 5.1*

**Основные параметры микропроцессорных комплектов**

Серия	Технология изготовления	Разрядность	Число микросхем	Число команд	Время цикла, мкс	Напряжение, В	Потребляемая мощность, мВт
К536	Р-МДП	8	7	149	10,0	+24	200
К581	n-МДП	16	3	—	1,6	+5,+12, -5	900
К587	КМДП	4	4	168	2,0	+9	5
К588	КМДП	16	4	—	2,0	+5	5
К589	ТТЛШ	2	8	—	0,1	+5	750
К586	n-МДП	16	1	150	0,5	+5,+12, -5	600
К582	И <sup>2</sup> Л	4	1	459	1,5	+5	200
К580	n-МДП	8	1	79	2,0	+5,+12, -5	500



## 6. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

### 6.1. Выпрямители

#### 6.1.1. Определение и параметры выпрямителя

Выпрямитель — это устройство, преобразующее переменное разнополярное напряжение в пульсирующее однополярное. Такое преобразование можно осуществить с помощью одного или нескольких вентилях—приборов с односторонней проводимостью, включенных по определенной схеме.

Для выпрямителей в качестве вентилях можно использовать электровакуумные (кенотроны), ионные (газотроны) и полупроводниковые диоды, обеспечивающие протекание тока только в одном направлении.

Наиболее распространены полупроводниковые диоды, имеющие по сравнению с кенотронами и газотронами меньшие габариты и вес, бóльшие срок службы и механическую прочность. Полупроводниковые диоды потребляют малую мощность, так как не нуждаются в цепи накала.

Недостаток полупроводниковых диодов — сильная зависимость их параметров от температуры. Предельная рабочая температура 70 °С для германиевых диодов, 120 °С для кремниевых.

Если обратное напряжение в схеме выпрямителя  $U_{\text{обр.сх}}$  превышает допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр max}}$  данного типа вентиля, то для обеспечения надежной работы выпрямителя можно использовать последовательное соединение вентилях. В этом случае при одинаковых обратных сопротивлениях вентилях напряжение  $U_{\text{обр max}}$  распределяется поровну между отдельными вентилями. Например, если имеем три последовательно включенных вентиля (рис. 6.1), то обратное напряжение, приложенное к каждому из них, равно  $U_{\text{обр.сх}} / 3$ .

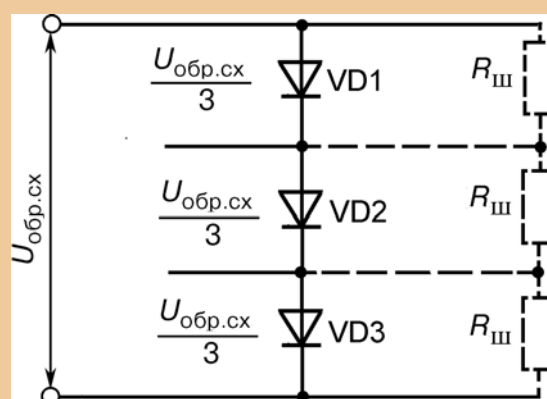


Рис. 6.1. Последовательное включение вентилях

При разбросе значений обратных сопротивлений, что характерно для полупроводниковых диодов, обратное напряжение, приложенное к каждому из диодов, различно. На диоде, с наибольшим обратным сопротивлением, наибольшее обратное напряжение падает и может превысить  $U_{\text{обр max}}$  для данного типа диода. Для равномерного распределения обратного напряжения между последовательно включенными диодами каждый из них шунтируют резистором  $R_{\text{ш}}$  (рис. 6.1), сопротивление которого на порядок меньше обратного сопротивления данного типа диодов.

При выборе типа вентиля для выпрямителя кроме  $U_{\text{обр max}}$  необходимо также знать максимально допустимый прямой ток  $I_{\text{д.доп}}$ , протекающий через вентиль. Этот параметр связан с максимально допустимой мощностью, выделяемой на диоде, соотношением:

$$P_{\text{д max}} = I_{\text{д.доп}} U_{\text{д max}},$$

где  $U_{\text{д max}}$  — падение напряжения на открытом диоде при протекании тока  $I_{\text{д.доп}}$ , которое составляет для германиевых диодов примерно 0,4...0,6 В, а для кремниевых — 1,0...1,2 В.

По значению  $I_{\text{д.доп}}$  полупроводниковые диоды условно разделяют на маломощные ( $I_{\text{д.доп}} \leq 0,3$  А), средней мощности ( $0,3 < I_{\text{д.доп}} < 10$  А) и мощные ( $I_{\text{д.доп}} \geq 10$  А).

Для выпрямления токов, больших, можно использовать параллельное включение вентилях (рис. 6.2). Выпрямленный ток распределяется поровну между параллельно соединенными вентилями, если их прямые сопротивления  $r_{\text{пр}}$  равны.

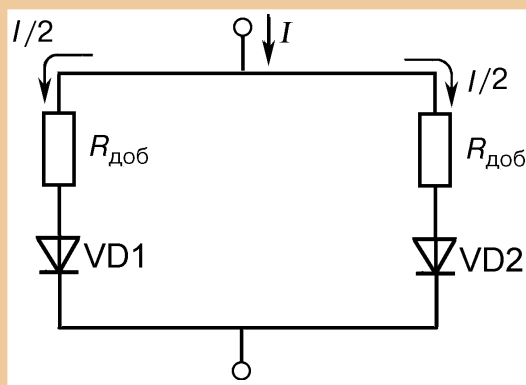


Рис. 6.2. Параллельное включение вентилях

При параллельном включении полупроводниковых диодов необходимо учитывать разброс сопротивлений  $r_{\text{пр}}$ . Наибольший ток протекает через диод с меньшим прямым сопротивлением. Для равномерного распределения токов в каждую ветвь последовательно с диодом включают небольшое добавочное сопротивление  $R_{\text{доб}}$ .

Обычно выпрямители используются как основные элементы источников питания электронной аппаратуры постоянным током.

Наличие пульсации на выходе выпрямителя ухудшает работу большинства потребителей энергии постоянного тока. Например, колебания напряжения питания усилителя могут, накладываясь на полезный сигнал, существенно исказить форму выходного сигнала.

Пульсации на выходе выпрямителя уменьшаются при включении сглаживающих фильтров и стабилизаторов постоянного напряжения.

Для оценки пульсации на выходе выпрямителя вводится коэффициент пульсации  $K_{\text{п}}$ , определяемый как отношение амплитуды основной (первой) гармоники  $U_1$  к постоянной составляющей выпрямленного напряжения, т.е.

$$K_{\text{п}} = U_1 / U_0.$$

Постоянная составляющая представляет собой среднее значение выпрямленного напряжения за период  $T$ :

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \quad (6.1)$$

и обычно является исходной величиной при расчете выпрямителя.

Постоянная составляющая выпрямленного тока также задается при расчете выпрямителя.

### 6.1.2. Схемы выпрямителей

Схемы выпрямителей разделяют на однополупериодные, двухполупериодные со средней точкой трансформатора, мостовые и схемы с умножением напряжения.

Однополупериодная схема выпрямления, работающая на активную нагрузку, представлена на рис. 6.3, а.

На первичную (входную) обмотку трансформатора обычно поступает напряжение  $U_{\text{вх1}}$  от сети переменного тока. Значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора  $U_{\text{вх2}} = n_{\text{тр}} U_{\text{вх1}}$  определяется заданным значением выпрямленного напряжения, так как при открытом диоде напряжение  $U_{\text{вх1}}$  почти полностью прикладывается к нагрузке  $R_{\text{н}}$ . При этом предполагается, что прямое сопротивление открытого диода  $r_{\text{пр}}$  много меньше  $R_{\text{н}}$ .

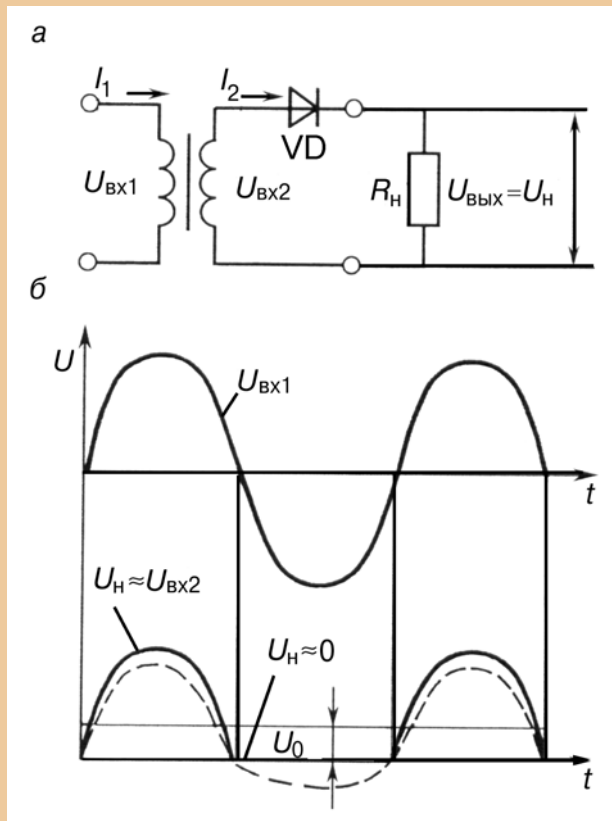


Рис. 6.3. Однополупериодный выпрямитель (а), временные диаграммы выпрямителя (б)

дывается к диоду. Максимально допустимое обратное напряжение  $U_{обр\ max}$  выбранного типа диода не должно превышать максимальное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора, т.е.

$$U_{обр\ max} \geq U_{BX2\ max} \approx U_{H\ max} = \sqrt{2} U_{BX2\ max\ эф},$$

где  $U_{BX2\ max\ эф}$  — максимальное эффективное значение синусоидального напряжения на вторичной обмотке трансформатора;  $U_{H\ max}$  — максимальное напряжение на нагрузке.

Из рис. 6.3, б видно, что напряжение на нагрузке выпрямителя является пульсирующим.

Если представить напряжение  $U_H$  как сумму гармоник, то можно показать, что амплитуда первой (основной) гармоники и постоянная однополупериодного выпрямителя связаны соотношением

$$U_{1m} = 1,57 U_0, \quad (6.2)$$

Временные диаграммы работы однополупериодного выпрямителя приведены на рис. 6.3, б. В течение положительной полуволны напряжения  $U_{BX2}$  диод открыт, напряжение на нагрузке  $U_H$  равно по величине напряжению  $U_{BX2}$  и совпадает с ним по форме. Через нагрузку протекает ток, мгновенное значение которого определяется из следующих формул:

$$I_H = U_H / R_H = U_{BX2} / (R_H + r_{пр}) \approx \approx U_{BX2} / R_H = U_{BX1} / R_H.$$

При отрицательной полуволне напряжения  $U_{BX2}$  диод закрыт и напряжение на нагрузке близко к нулю, так как  $R_H \gg r_{обр}$  и напряжение  $U_{BX2}$  полностью прикла-

т.е. амплитуда основной гармоники в 1,57 раза превышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

В соответствии с формулой (6.3) постоянная составляющая пульсирующего напряжения  $U_H$

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_{\text{вх}2m} \sin \omega t dt = U_{\text{вх}2m} / \pi \approx U_{Hm} / \pi.$$

Из выражения (6.2) найдем коэффициент пульсаций однополупериодного выпрямителя

$$K_{\Pi} = 1,57.$$

Однополупериодный выпрямитель обычно используется в тех случаях, когда нагрузкой являются цепи малой мощности, но высокого напряжения, например высоковольтные цепи электроннолучевых трубок. Основные недостатки однополупериодного выпрямителя, ограничивающие его широкое применение, — высокий уровень пульсаций на выходе и подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током. Указанных недостатков лишены двухполупериодные схемы выпрямления.

Двухполупериодная схема выпрямления, работающая на активную нагрузку, изображена на рис. 6.4, а и представляет собой соединение двух однополупериодных выпрямителей, работающих на общую нагрузку. Трансформатор двухполупериодного выпрямителя (рис. 6.4, а) должен иметь вывод от середины вторичной обмотки, который обычно заземляется.

Временные диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя на активную нагрузку  $R_H$  показаны на рис. 6.4, б.

В течение положительного полупериода синусоидального входного напряжения  $U_{\text{вх}1}$  переменный потенциал верхнего вывода вторичной обмотки трансформатора положителен относительно заземленной средней точки и совпадает по фазе с напряжением  $U_{\text{вх}1}$ , а потенциал нижнего вывода отрицателен и изменяется в противофазе с  $U_{\text{вх}1}$ . Диод VD1 оказывается под прямым напряжением и проводит ток  $I_1 \approx U'_{\text{вх}2} / R_H = U_{\text{вх}2} / 2R_H$ , а диод VD2 — под обратным и тока не пропускает.

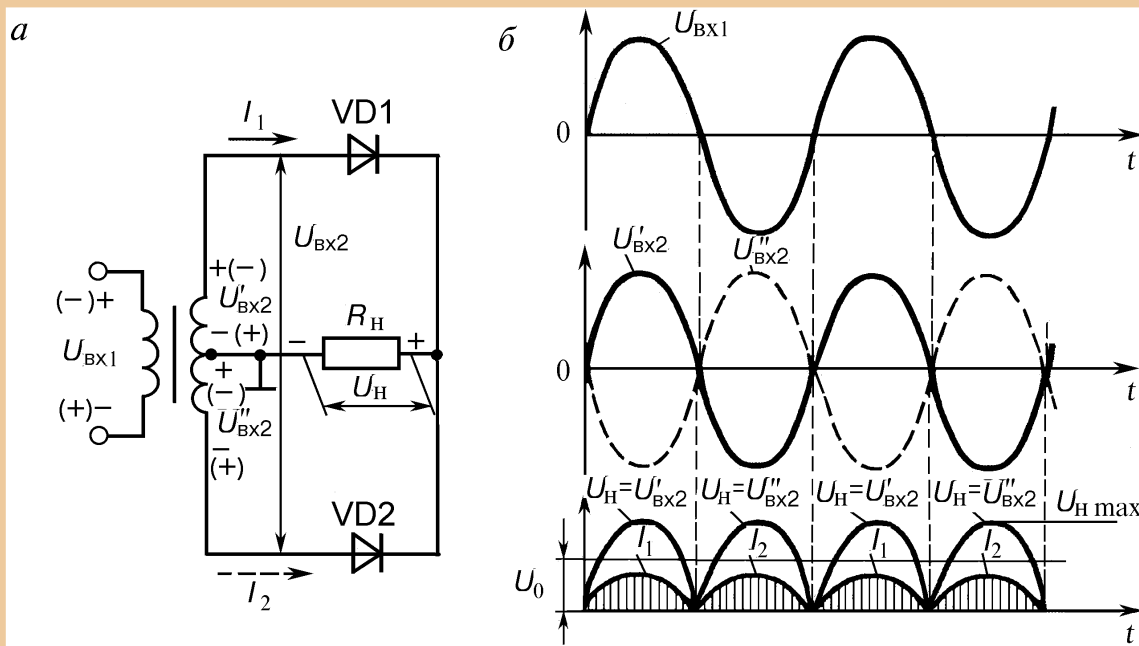


Рис. 6.4. Двухполупериодный выпрямитель (а) и его временные диаграммы (б)

Максимальное обратное напряжение, приложенное к закрытому диоду, определяется максимальным напряжением между верхним и нижним выводами вторичной обмотки  $U_{\text{вх}2 \text{ max}}$  и не должно превышать  $U_{\text{обр max}}$  выбранного типа диода:

$$U_{\text{обр max}} \geq U_{\text{вх}2 \text{ max}} = 2U_{\text{н max}}, \quad (6.3)$$

где  $U_{\text{н max}}$  — максимальное значение напряжения на нагрузке.

В отрицательный полупериод входного напряжения  $U_{\text{вх}1}$  полярность потенциалов на концах вторичной обмотки меняется на противоположную. Диод VD1 закрывается, а диод VD2 открывается и проводит ток  $I_2 \approx U_{\text{вх}2}'' / R_{\text{н}} = U_{\text{вх}2} / R_{\text{н}}$ .

Токи  $I_1$  и  $I_2$  протекают через нагрузку  $R_{\text{н}}$  в одном направлении, поэтому временная диаграмма  $U_{\text{н}} = (I_1 + I_2)R_{\text{н}}$  представляет собой пульсирующее напряжение, достигающее максимального значения  $U_{\text{н max}}$  два раза за период.

Постоянная составляющая выходного напряжения двухполупериодного выпрямителя:

$$U_0 = 2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{U_{\text{вх}2}}{2} \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{U_{\text{вх}2}}{\pi} = \frac{2U_{\text{н}}}{\pi}.$$



Коэффициент пульсации двухполупериодного выпрямителя со средней точкой меньше, чем коэффициент пульсации однополупериодного, и составляет 0,67.

В двухполупериодной схеме выпрямления магнитные потоки в сердечнике трансформатора, обусловленные постоянными составляющими тока вторичных полуобмоток, направлены встречно и взаимно компенсируются. Поэтому в двухполупериодной схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей, которое характерно для трансформатора однополупериодной схемы. Отсутствие подмагничивания сердечника позволяет использовать в двухполупериодной схеме трансформатор меньших размеров, чем трансформатор однополупериодной схемы.

Широко распространена мостовая схема выпрямителя, в которой вторичная обмотка трансформатора подключена к одной из диагоналей моста, собранного из четырех диодов (рис. 6.5, а), к другой подключается нагрузочное сопротивление  $R_H$ .

Временные диаграммы работы мостовой схемы выпрямителя приведены на рис. 6.5, б.

В течение положительного полупериода входного синусоидального напряжения диоды VD1 и VD3 открыты, а диоды VD2 и

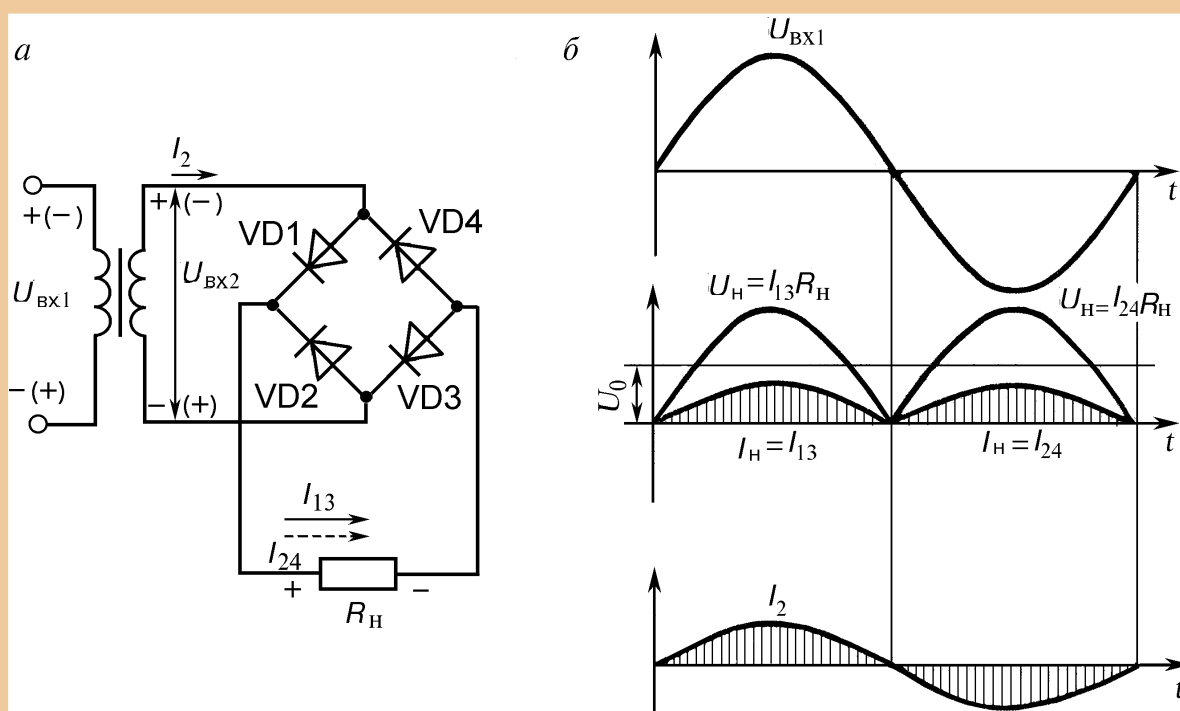


Рис. 6.5. Мостовой выпрямитель (а) и его временные диаграммы (б)

VD4 закрыты. Через нагрузку протекает ток  $I_{13} = \frac{U_{\text{BX2}}}{R_{\text{H}} + 2r_{\text{пр}}} \approx \frac{U_{\text{BX2}}}{R_{\text{H}}}$

в направлении, показанном на рис. 6.5, *a* сплошной стрелкой.

В течение отрицательного полупериода диоды VD2 и VD4 открыты, а диоды VD1 и VD3 закрыты. Через нагрузку протекает

ток  $I_{24} \approx \frac{U_{\text{BX2}}}{R_{\text{H}}} = I_{13}$ , направление которого совпадает с направлением

тока  $I_{13}$ . Поэтому кривая напряжения на нагрузке  $U_{\text{H}} = (I_{13} + I_{24})R_{\text{H}}$  так же, как и в двухполупериодной схеме, представляет собой пульсирующее напряжение, достигающее максимального значения  $U_{\text{H max}}$  два раза за период.

Максимальное напряжение на нагрузке не должно превышать  $U_{\text{обр max}}$  выбранного типа диода, т.е.

$$U_{\text{обр max}} > U_{\text{H max}}. \quad (6.4)$$

Сравнивая соотношения (6.3) и (6.4), можно сделать вывод, что при заданном напряжении  $U_{\text{H max}}$  максимально допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр max}}$  выбранного типа диода в двухполупериодной схеме должно быть в два раза больше, чем в мостовой схеме.

Остальные соотношения между параметрами мостовой и двухполупериодной схем совпадают. Постоянная составляющая:

$$U_{\text{H}} = (I_{13} + I_{24})R_{\text{H}};$$

коэффициент пульсации мостовой схемы при работе на активную нагрузку:

$$K_{\text{п}} = 0,67.$$

В мостовой схеме отсутствует подмагничивание сердечника трансформатора, так как во вторичной обмотке отсутствует постоянная составляющая тока.

Сравнивая параметры двухполупериодных схем выпрямителя, можно сделать вывод, что мостовая схема имеет следующие преимущества перед схемой со средней точкой:

- 1) меньшие габариты и вес;

2) вдвое меньшее напряжение между выводами вторичной обмотки трансформатора для получения заданного выпрямленного напряжения;

3) вдвое меньшее напряжение на вентиле.

Недостатком мостовой схемы является большее количество вентиляей.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения позволяют получить на выходе схемы умноженное в несколько раз входное напряжение без использования повышающего трансформатора.

Двухполупериодный выпрямитель с удвоением выходного напряжения (схема Латура) изображен на рис. 6.6, *а*. Схема работает следующим образом. В начале положительного полупериода входного напряжения  $U_{\text{вх}2}$  диод VD1 открыт, а VD2 закрыт (рис. 6.6, *б*). Конденсатор  $C_1$  быстро заряжается через открытый диод VD1 практически до значения  $U_{\text{вх}2m}$ . В момент времени  $t_1$ , когда входное напряжение становится меньше напряжения на конденсаторе  $C_1$ , диод VD1 закрывается и конденсатор  $C_1$  стремится разрядиться через нагрузку  $R_{\text{н}}$ .

В начале отрицательного полупериода входного напряжения  $U_{\text{вх}2}$  открывается диод VD2, а VD1 остается закрытым. Конденсатор  $C_2$  быстро заряжается через открытый диод VD2 также до значения  $U_{\text{вх}2m}$ . В момент времени  $t_2$  диод VD2 закрывается и конденсатор  $C_2$  начинает разряжаться через нагрузку  $R_{\text{н}}$ . Поскольку постоянные времени разряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  выбирают по возможности большими, напряжения на конденсаторах  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  во время их разряда изменяются незначительно, т.е.  $U_{c1} \approx U_{\text{вх}2m}$ ,  $U_{c2} \approx U_{\text{вх}2m}$ .

Напряжение на нагрузке равно сумме напряжений на конденсаторах. Следовательно,

$$U_{\text{н}} = U_{c1} + U_{c2} \approx 2U_{\text{вх}2m}.$$

Изменения напряжений  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  во время заряда конденсаторов определяют величину пульсации напряжений на выходе выпрямителя. Очевидно, для уменьшения пульсации необходимо увеличивать емкость конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , а также сопротивление нагрузки  $R_{\text{н}}$ .

На рис. 6.6, *в* приведена несимметричная схема удвоителя напряжения, которая работает следующим образом. В течение отрицательного полупериода напряжения вторичной обмотки транс-

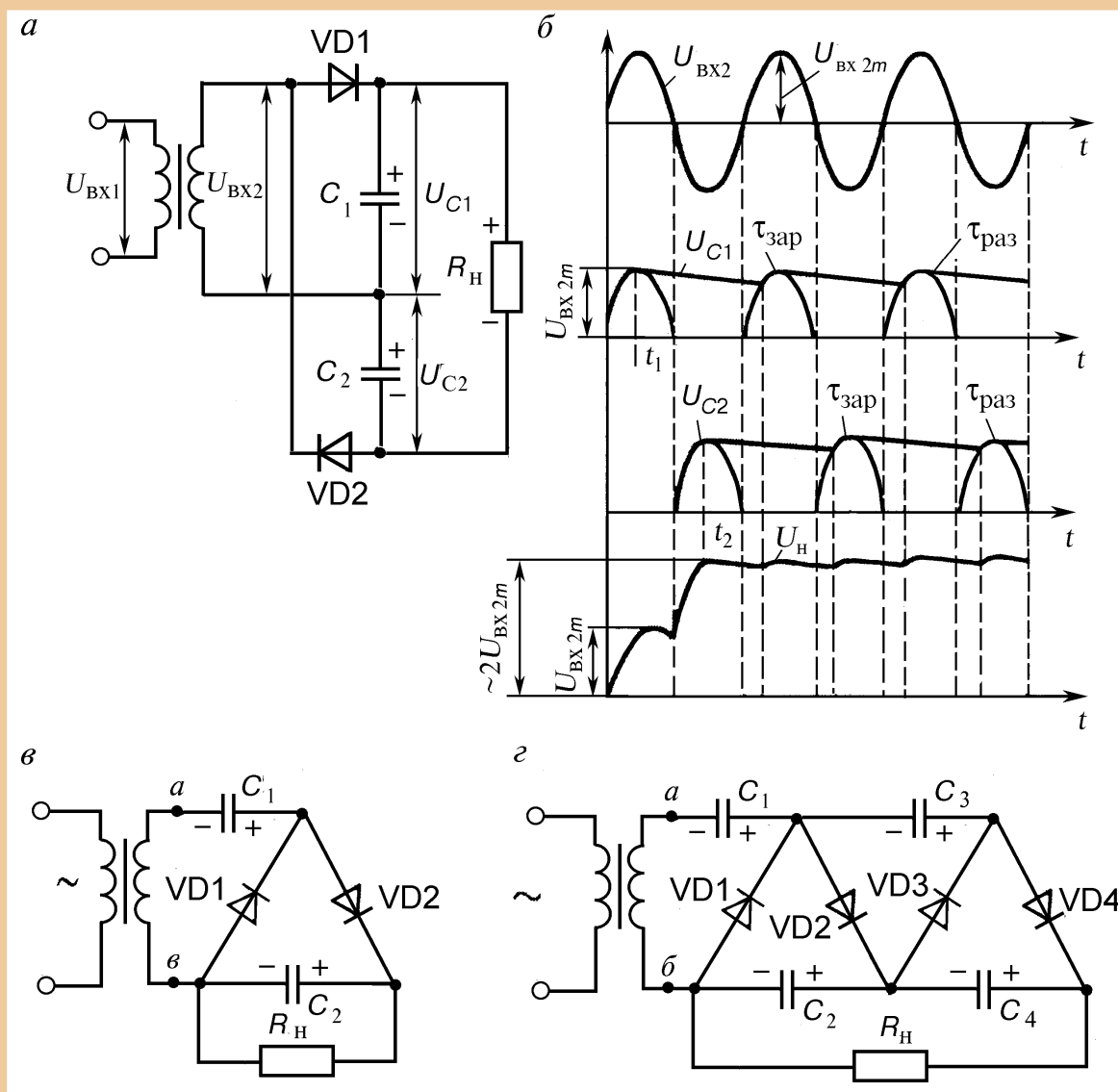


Рис. 6.6. Двухполупериодный выпрямитель с удвоением выходного напряжения (а) и его временные диаграммы (б); несимметричный удвоитель напряжения (в) и умножитель напряжения в четыре раза (г)

форматора ( $U_{a\delta} < 0$ ) вентиль  $VD1$  открыт, а  $VD2$  закрыт. Конденсатор заряжается через открытый вентиль  $VD1$  до амплитудного значения напряжения  $U_{a\delta}$ . В следующий положительный полупериод ( $U_{a\delta} > 0$ ) открывается вентиль  $VD2$ , суммарное напряжение конденсатора и обмотки трансформатора прикладывается к конденсатору  $C_2$  и нагрузке.

Конденсатор  $C_2$  заряжается через открытый вентиль  $VD2$  до удвоенного амплитудного значения напряжения  $U_{a\delta}$ , а конденса-

тор  $C_1$  в это время частично разряжается. При запираании  $VD_2$  в следующий полупериод  $C_2$  разряжается через нагрузку, а конденсатор  $C_1$  быстро подзаряжается до амплитудного значения  $U_{аб}$ .

Схема рис. 6.6, в может послужить основой для построения схем с умножением напряжения в  $n$  раз.

На рис. 6.6, г приведена схема умножения напряжения в четыре раза, состоящая из двух последовательно соединенных удвоителей напряжения.

Недостатки выпрямителей с умножением напряжения — низкий КПД и зависимость выходного напряжения выпрямителя от сопротивления нагрузки.

Схемы трехфазных выпрямителей, получивших наиболее широкое распространение в ИВЭП, приведены на рис. 6.7, а, б. Первичные обмотки трансформаторов  $Tr$  могут включаться по схеме звезды или треугольника, а вторичные обмотки включены по схеме звезды. На рис. 6.7, а приведена схема трехфазного выпрямителя с отводом от нулевой точки  $0'$  вторичных обмоток. На рис. 6.7, б приведены временные диаграммы напряжений и токов для этой схемы при резистивной нагрузке без фильтра. Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения составляет  $K_{\Pi} = 25\%$ , в то время как для двухполупериодного однофазного выпрямителя он составляет  $67\%$ , при этом частота пульсаций в три раза выше частоты питающей сети. Это значительно облегчает фильтрацию выпрямленного напряжения, а в ряде случаев позволяет вообще обойтись без фильтра.

К недостаткам такой схемы следует отнести низкий КПД трансформатора, который работает с подмагничиванием постоянным током, и повышенное обратное напряжение на выпрямительных диодах.

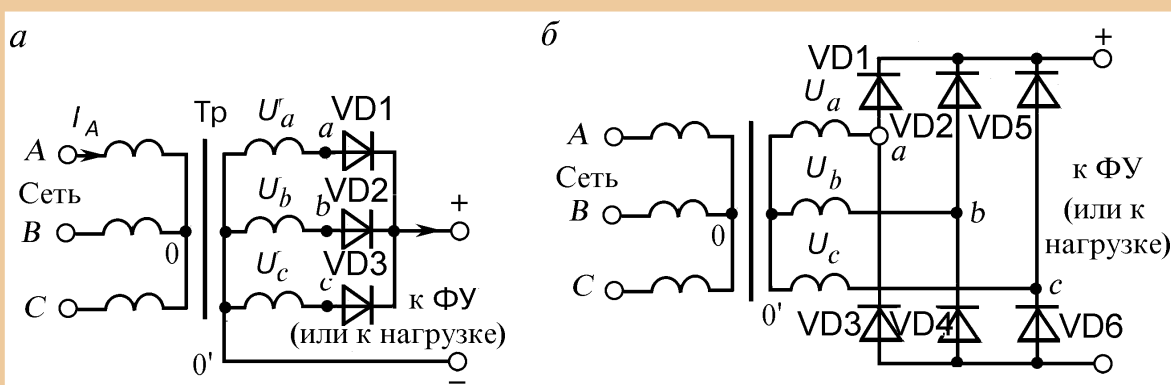


Рис. 6.7. Схемы трехфазного выпрямителя с отводом от нулевой точки (а), и мостового трехфазного выпрямителя (б)

Мостовая схема трехфазного выпрямителя (схема Ларионова) приведена на рис. 6.8, *а*. В этой схеме включены шесть диодов, которые выпрямляют как положительные, так и отрицательные полуволны трехфазного напряжения. При этом в любой произвольный момент времени ток проводят два диода, у которых на аноде наибольшее положительное напряжение, а на катоде — наибольшее отрицательное. Графики токов и напряжений для трехфазной мостовой схемы приведены на рис. 6.8, *б*.

Достоинства схемы Ларионова: отсутствие подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током, вдвое меньшее (по сравнению с предыдущей схемой) обратное напряжение; малый коэффициент пульсаций (равный 5,7 %) и вдвое увеличенная частота пульсаций  $f_{\Pi} = 6f_c$  ( $f_c$  — частота питающей сети). Все это позволяет во многих случаях не использовать выходной фильтр.

Для сравнения рассмотренных схем выпрямителей в табл. 6.1 приведены их основные параметры при работе на резистивную нагрузку без фильтра. В этой таблице приняты следующие обозначения основ-

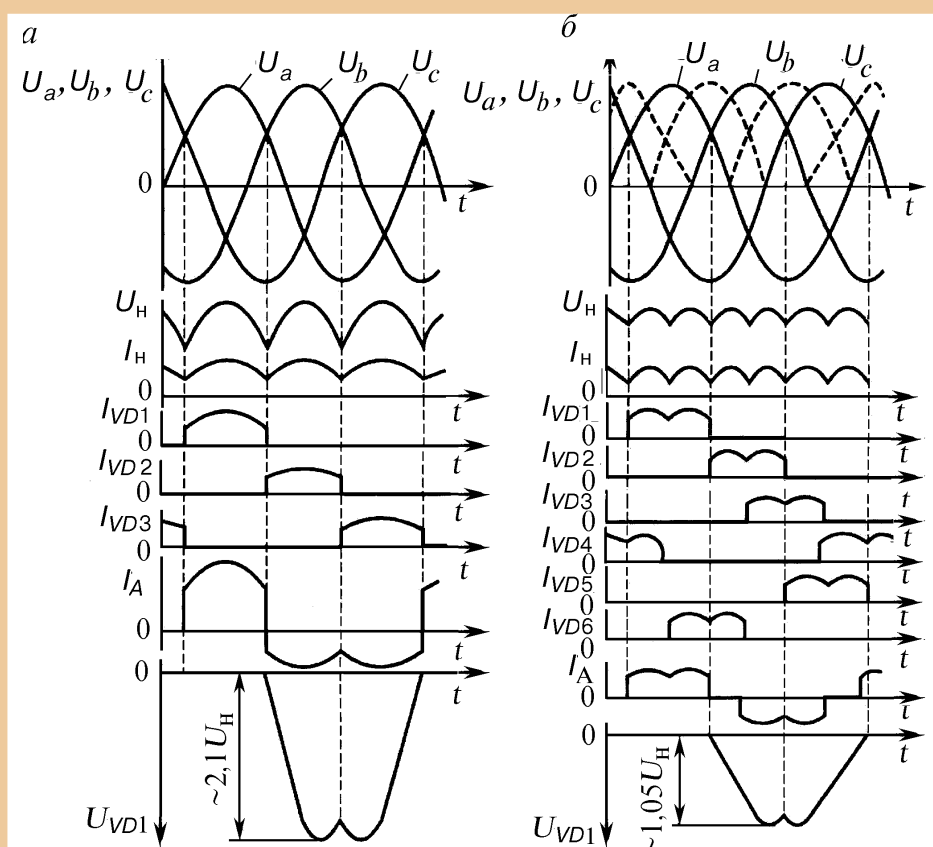


Рис. 6.8. Диаграммы напряжений и токов в трехфазном выпрямителе с нулевой точкой (*а*) и в трехфазном мостовом выпрямителе (*б*)



ных характеристик:  $n = U_1 / U_2 = \omega_1 / \omega_2$  — коэффициент трансформации,  $U_1$  — действующее значение напряжения на первичной обмотке,  $U_2$  — действующее значение напряжения на вторичной обмотке,  $\omega_1$  и  $\omega_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток соответственно,  $U_n = n_d U_{np} + U_v$  — расчетное значение напряжения на нагрузке,  $n_d$  — число последовательно включенных диодов,  $U_v$  — среднее значение выпрямленного напряжения;  $U_{np}$  — прямое падение напряжения на диоде,  $f_c$  — частота питающей сети,  $K_{\Pi} = U_{um} / U_n$  — коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения,  $U_{um}$  — амплитуда напряжения с частотой пульсаций на выходе выпрямителя.

Таблица 6.1

**Основные характеристики схем выпрямителей при работе на резистивную нагрузку**

Характеристика	Тип выпрямителя			
	Одно- фазный со сред- ней точкой	Одно- фазный мосто- вой	Трех- фазный с нуле- вой точ- кой	Трех- фазный мосто- вой
Действующее напряжение вторичной обмотки (фазное) $U_2$	$2 \times 1,11 U_n$	$1,11 U_n$	$0,855 U_n$	$0,43 U_n$
Действующий ток вторичной обмотки $I_2$	$0,785 I_n$	$1,11 I_n$	$0,58 I_n$	$0,82 I_n$
Действующий ток первичной обмотки $I_1$	$1,11 I_n / n$	$1,11 I_n / n$	$0,48 I_n / n$	$0,82 I_n / n$
Расчетная мощность трансформатора $P_{тр}$	$1,48 P_n$	$1,23 P_n$	$1,35 P_n$	$1,045 P_n$
Обратное напряжение на диоде $U_{обр}$	$3,14 U_n$	$1,57 U_n$	$2,1 U_n$	$1,05 U_n$
Среднее значение тока диода $I_{д. ср}$	$0,5 I_n$	$0,5 I_n$	$0,33 I_n$	$0,33 I_n$
Действующее значение тока диода $I_d$	$0,785 I_n$	$0,785 I_n$	$0,587 I_n$	$0,58 I_n$
Амплитудное значение тока диода $I_{д. м}$	$1,57 I_n$	$1,57 I_n$	$1,21 I_n$	$1,05 I_n$
Частота основной гармоники пульсации	$2 f_c$	$2 f_c$	$3 f_c$	$6 f_c$
Коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{\Pi}$	0,67	0,67	0,25	0,057

## 6.2. Сглаживающие фильтры

### 6.2.1. Активные фильтры на транзисторах

В настоящее время широко применяют активные сглаживающие фильтры на транзисторах, позволяющие исключить нетехнологичные катушки индуктивности и снизить тем самым габариты, массу и стоимость источников питания. Фильтры на транзисторах характеризуются сравнительно большими КПД и коэффициентом сглаживания. Их действие основано на том, что сопротивление транзистора между эмиттером и коллектором для переменной составляющей выпрямленного тока во много раз больше, чем для постоянной. Фильтр (его схема приведена на рис.6.9, а) целесообразно применять при малых токах нагрузки, поскольку часть выпрямленного напряжения падает на резисторе  $R_1$ . При увеличении сопротивления этого резистора повышается коэффициент сглаживания, однако снижается КПД фильтра.  $R_1 = 80...100$  Ом, а  $R_2$  — порядка десятков кОм. Емкость конденсатора определяют по формуле:

$$C_1 = 5 \cdot 10^5 / mfR_1,$$

где  $C_1$  — емкость, мкФ;  $m$  — число фаз выпрямителя;  $f$  — частота питающей сети, Гц;  $R_1$  — сопротивление, Ом.

В фильтре, схема которого приведена на рис.6.9, б, функции резистора, включенного в цепь эмиттера транзистора, выполняет нагрузка фильтра, поэтому КПД этих фильтров выше. Напряжение коллектор-эмиттер  $U_{кэ}$  должно быть на 2...3 В больше амплитуды пульсации на входе фильтра. Сопротивление резистора в цепи базы можно определить по формуле:

$$R_6 = U_{кэ} / I_6,$$

где  $I_6$  — ток базы, определяемый по выходным характеристикам транзистора в зависимости от заданного тока нагрузки  $I_n \cong I_k$ .

Емкость конденсатора в цепи базы определяют по формуле:

$$C_1 \cong 10^6 K_c / (\pi mfR_6),$$

Емкость конденсатора в цепи базы определяют по формуле:

где  $C_1$  — емкость, мкФ;  $K_c$  — коэффициент сглаживания;  $m$  — число фаз выпрямителя;  $f$  — частота питающей сети, Гц;  $R_6$  — сопротивление резистора, Ом.

Коэффициент сглаживания фильтра без резистора  $R_1$  значительно ниже, а температурная стабильность выше, чем фильтра с этим резистором. Коэффициент сглаживания увеличивается при увеличении сопротивления резистора  $R_6$  (уменьшения тока нагрузки). Его можно увеличить в 1,5...3 раза, если резистор  $R_6$  заменить двумя резисторами, включив между ними конденсатор (см. рис. 6.9, в). Сумма сопротивлений этих резисторов должна быть равна сопротивлению  $R_6$ . Емкости конденсаторов можно определить по формулам:

$$C_1 \cong 160 K_c h_{226} / mf; \quad C_2 \cong 3 \cdot 10^3 / (mf h_{226} R_6^2),$$

где  $h_{226}$  — параметр транзистора, (мкСм);  $C_1$  и  $C_2$  — емкости, (мкФ);  $R_6$  — сопротивление, (кОм);  $f$  — частота сети, (Гц).

При малом коэффициенте усиления тока транзистора или большом токе нагрузки сопротивление резистора  $R_6$  получается

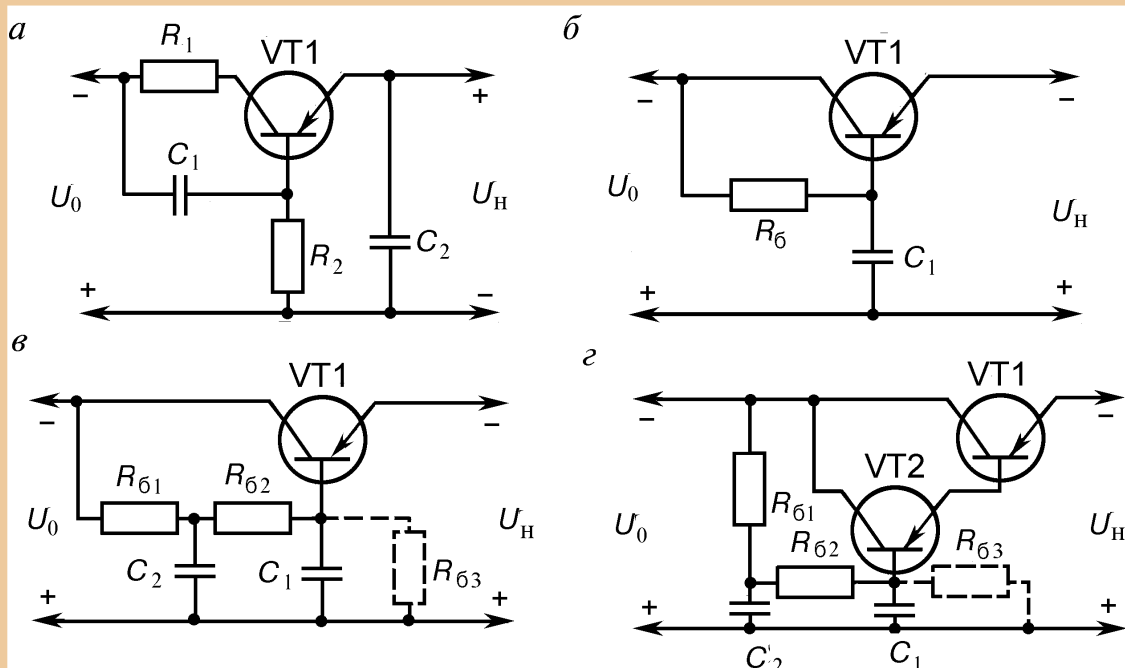


Рис. 6.9. Активные фильтры на транзисторах (а), (б), (в) и (г)

малым и может оказаться, что  $C_2 > C_1$ . В этом случае емкости конденсаторов следует определять по формулам:

$$C_1 \cong \frac{160 \sqrt{K_c (K_c h_{226}^2 + 4 / R_6^2)}}{mf}; \quad C_2 = \frac{160 \sqrt{K_c}}{mf R_6},$$

где  $C_1$  и  $C_2$  — емкости, (мкФ);  $h_{226}$  — параметр транзистора, (мкСм);  $R_6$  — сопротивление, (кОм);  $f$  — частота сети, (Гц).

Чтобы повысить температурную стабильность фильтра, следует подавать напряжение в цепь базы от делителя напряжения. Для этого включают дополнительный резистор  $R_{63}$  (см. рис. 6.9, в, г). Сопротивления делителя напряжения можно определить по формулам:

$$R_{63} \cong U_H / 5I_6; \quad R_{61} = R_{62} = 0,5U_{кэ} R_{63} / U_H,$$

где  $U_H$  — напряжение на нагрузке фильтра.

Фильтр с делителем напряжения в цепи базы транзистора менее чувствителен к разбросу параметров транзистора. Однако при этом уменьшается коэффициент сглаживания, поскольку сопротивление  $R_{61} + R_{62}$  получается меньшим.

Транзисторы для сглаживающих фильтров выбирают в зависимости от тока нагрузки, падения напряжения на фильтре и рассеиваемой мощности на транзисторе. В некоторых случаях (когда это необходимо) транзисторы устанавливаются на теплоотводы (радиаторы).

### 6.2.2. Активные фильтры на операционных усилителях

В данном случае фильтры также реализуются на основе пассивных  $RC$ -фильтров и ОУ. Преимуществом фильтров на ОУ по сравнению с фильтрами на одном транзисторе является более высокий коэффициент передачи.

В самом общем случае можно считать, что ОУ в активном фильтре корректирует амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) пассивного фильтра, компенсирует потери амплитуды сигнала. Максимальная добротность фильтра на частоте 50 Гц не превышает 100.

Широко применяются фильтры в источниках напряжения, управляемых напряжением (ИНУН). На рис. 6.10 приведена принципиальная схема простейшего фильтра на ИНУН первого порядка (порядок определяется количеством емкостей в пассивном фильтре). Такой активный фильтр состоит из пассивного  $RC$ -фильтра и изолирующего (буферного) каскада на ОУ с большим входным и малым выходным сопротивлениями. Коэффициент передачи фильтра  $K_{U0} = 1$ . Преимущество фильтра на ИНУН состоит в том, что обеспечивается постоянство параметров фильтра при изменении сопротивления нагрузки  $R_H$ .

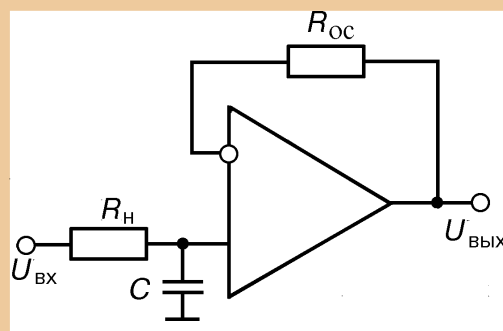


Рис. 6.10. Активный фильтр на ИНУН

Более качественными показателями обладают фильтры на ОУ с пассивными  $RC$ -фильтрами второго порядка (рис. 6.11, а, б). Здесь коэффициент передачи  $K_{U0} = (R_{oc} / R_3) + 1$  и  $U_{ВЫХ}$  имеют максимальные значения, так как сопротивления емкостей велики и не оказывают влияния на работу фильтра. В фильтре используются две  $RC$ -цепи. При построении таких фильтров обычно задаются  $C_1 = C_2$  и  $R_1 = R_2$ , что позволяет легко рассчитать и реализовать устройство. Коэффициент передачи такого фильтра  $K_U < 3$ ; если необходимо получить  $K_U > 3$ , сопротивления резисторов не могут быть равными. Чем больше разница величин резисторов, тем меньше устойчивость (стабильность) работы фильтра (за счет ПОС).

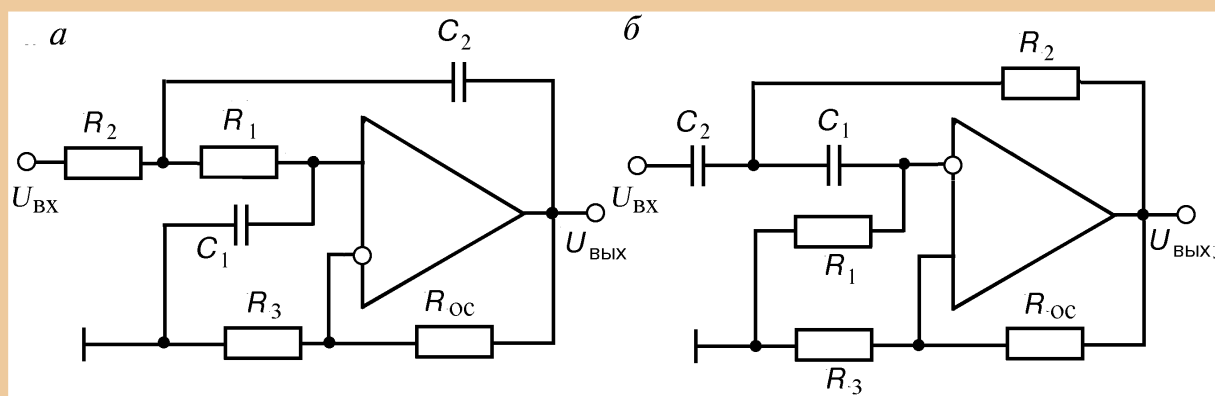


Рис. 6.11. Активные ФНЧ (а) и ФВЧ (б) второго порядка на ИНУН

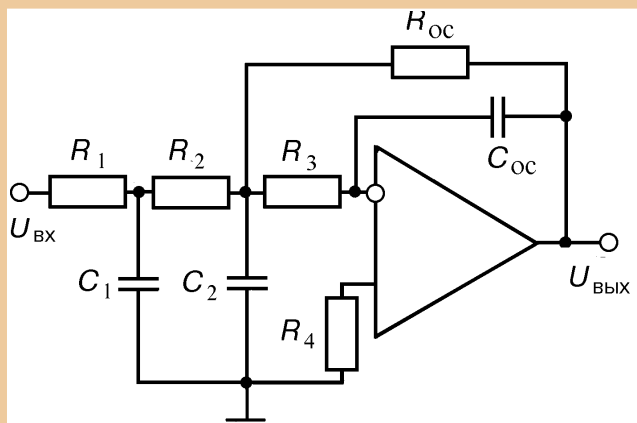


Рис. 6.12. Схема ФНЧ третьего порядка с многопетлевой ООС

резистор  $R_{oc}$  и через конденсатор  $C_{oc}$ . Если из устройства убрать фильтр первого порядка, состоящий из элементов  $R_1$  и  $C_1$ , то получится фильтр второго порядка. Коэффициент усиления такого фильтра определяется из выражения:

$$K_{U \text{ инв}} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = -R_{oc} / R_1,$$

где для фильтра третьего порядка вместо  $R_1$  следует поставить  $(R_1 + R_2)$ . При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_{oc}$ ,  $K_U = 0,5$ .

Помимо рассмотренных фильтров на ИНУН могут быть выполнены полосопропускающие активные фильтры (в частности, с  $f_0 = 50$  Гц). На рис. 6.13 приведена принципиальная схема полосопропускающего активного фильтра с мостом Вина. Здесь мост Вина, состоящий из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$ , включен в цепь ПОС ОУ. При частоте сигнала  $f_0 = 50$  Гц по цепи ПОС поступает на вход ОУ максимальное напряжение обратной связи. Следовательно, на выходе будет напряжение  $U_{\text{ВЫХ max}}$ .

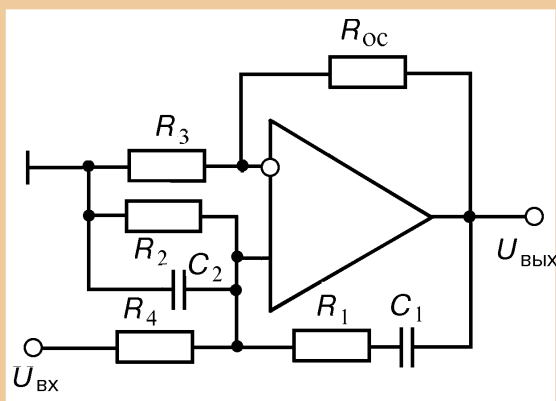


Рис. 6.13. Активный фильтр с мостом Вина

Для обеспечения качественной работы фильтра необходимо, чтобы глубина ООС была больше глубины ПОС. Поскольку для моста Вина на частоте



квазирезонанса  $U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = 1/3$ , то нужно обеспечить  $K_U < 3$ . В противном случае активный фильтр перейдет в режим автогенерации, что свойственно устройствам с ПОС.

Наиболее оптимальным вариантом многопетлевого полосопропускающего активного фильтра является устройство, выполненное на основе двойного Т-образного моста и ОУ с многопетлевой ООС. На рис. 6.14 приведена принципиальная схема (а) и АЧХ (б) такого фильтра. Здесь цепь Т-образного моста образует частотно-избирательную последовательную ООС по напряжению. На частоте  $f_0$  (в нашем случае  $f_0 = 50$  Гц) коэффициент обратной связи  $\chi = 0$ , а при частотах сигнала, отличных от  $f_0$ ,  $\chi \cong 1$ . Верхняя кривая на рис. 6.14, б представляет АЧХ ОУ без обратной связи. Из теории усилителей с обратной связью известно, что коэффициент усиления по напряжению в общем виде может быть найден из следующего соотношения:

$$K_{U_{\text{ос}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} \pm U_{\text{ос}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} (1 + \chi K_U)} = K_U (1 + \chi K_U),$$

где отношение  $U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = K$  — коэффициент усиления по напряжению усилителя без обратной связи; величины  $K_U$  и  $\chi$  комплексные, но для простоты изложения можно использовать их действительные значения, что соответствует области средних рабочих частот усилителя.

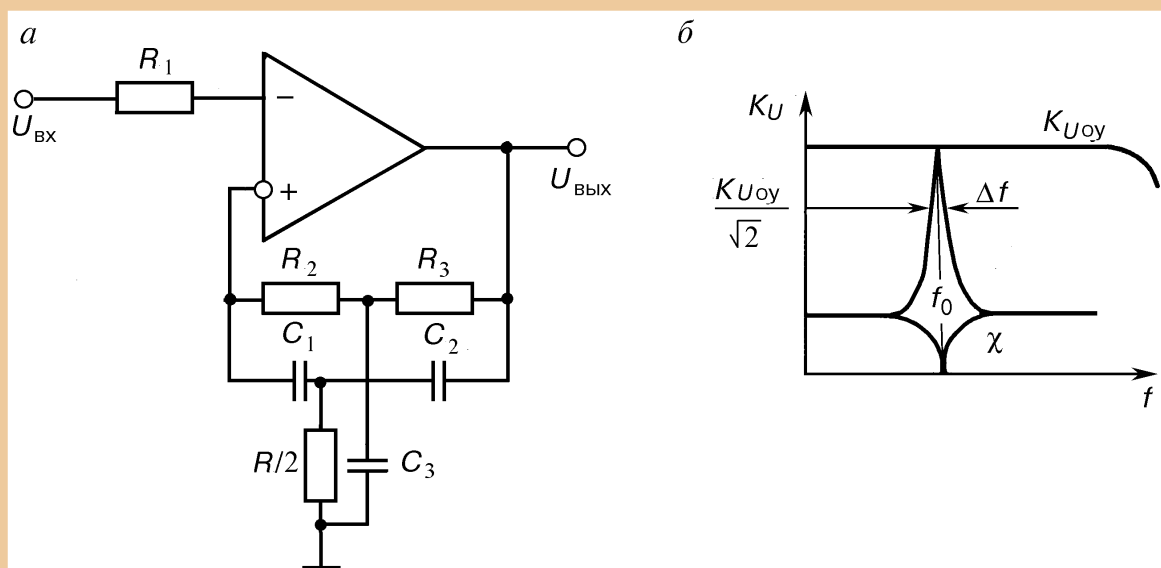


Рис. 6.14. Активный фильтр на основе двойного Т-образного моста (а) и его АЧХ (б)

Знак «+» в выражении (в знаменателе) относится к ООС, а «-» — к ПОС. Очевидно, для ООС справедливо  $K_{Uoc} < K$ , а для ПОС —  $K_{Uoc} > K$ .

Возвращаясь к описанию принципа работы рассматриваемого фильтра и используя последнее выражение, можно констатировать, что при  $\chi = 1$  для активного фильтра  $K \cong 1$ . По мере приближения частоты сигнала к  $f_0$  коэффициент передачи двойного Т-образного моста уменьшается, что вызывает снижение ООС, т.е.  $\chi$ , а следовательно, повышение  $K_U$  фильтра. На частоте  $f_0$  (50 Гц) ООС будет отсутствовать и  $K_U = K_{Uoy}$ .

В полосопропускающем фильтре с Т-образным мостом используется только ООС, что стабилизирует его работу и улучшает эксплуатационные свойства. Такой активный фильтр находит широкое применение. Из-за большого коэффициента усиления его часто называют частотно-избирательным усилителем. Частота квазирезонанса в нем  $f_0 = 1/2\pi RC$ , а эквивалентная добротность  $Q_{эkv} = K_{Uoy}/4$ .

Помимо рассмотренных выше фильтров существует и используется достаточно большое количество и других активных фильтров, обладающих определенной универсальностью.

## 6.3. Стабилизаторы напряжения

### 6.3.1. Виды стабилизаторов и основные характеристики

Стабилизатор напряжения — это устройство, поддерживающее с определенной точностью неизменным напряжение на нагрузке. Изменение напряжения на нагрузке может быть вызвано: колебаниями напряжения первичного источника питания (сети переменного напряжения, аккумулятора, гальванического элемента), изменением нагрузки, изменением температуры окружающей среды и др.

По принципу работы стабилизаторы делят на параметрические и компенсационные. В свою очередь параметрические стабилизаторы бывают однокаскадными, многокаскадными и мостовыми. Компенсационные стабилизаторы могут быть с непрерывным или с импульсным регулированием; и те и другие могут быть последовательного и параллельного типа.

Параметрические стабилизаторы осуществляют стабилизацию напряжения за счет изменения параметров полупроводниковых приборов: стабилитронов, транзисторов и др. Изменяемым пара-

метром полупроводниковых стабилизаторов напряжения является их сопротивление или проводимость.

Компенсационные стабилизаторы — это замкнутые системы автоматического регулирования напряжения на нагрузке, выполненные на полупроводниковых приборах. Выходное напряжение в этих стабилизаторах поддерживается равным или пропорциональным стабильному опорному напряжению, которое обычно создается одним из типов параметрических стабилизаторов. Компенсационные стабилизаторы содержат регулирующий элемент (обычно транзистор), который может включаться последовательно или параллельно нагрузке. Стабилизатор с последовательным включением регулирующего элемента называют серийным, а с параллельным включением — шунтовым. Регулирующий элемент может работать в непрерывном или ключевом режиме. В импульсных стабилизаторах используется ключевой режим работы регулирующего элемента. В стабилизаторах с непрерывным регулированием регулирующий элемент работает в непрерывном режиме.

По выходной мощности стабилизаторы можно разделить на маломощные (до 1 Вт), средней мощности (до 250 Вт) и большой мощности (свыше 250 Вт). Маломощные стабилизаторы используются в измерительной технике, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях. Стабилизаторы средней мощности используются для питания малых ЭВМ и маломощных электронных устройств. Мощные стабилизаторы применяют для питания лазерных установок, электронных микроскопов и др.

По точности поддержания выходного напряжения на нагрузке стабилизаторы делят на прецизионные (изменение напряжения не более 0,005 %), точные (изменение напряжения от 0,01 до 0,005 %), средней точности (изменение напряжения от 1 до 0,01 %) и низкой точности (изменение напряжения от 1 до 0,01 %). В прецизионных стабилизаторах для получения наивысшей точности поддержания выходного напряжения используются специальные устройства, исключаящие влияние изменения температуры окружающей среды (термостаты или креостаты).

*Основные параметры стабилизаторов напряжения.* Параметры стабилизаторов напряжения позволяют сравнивать их по качеству работы, выбирать те, которые удовлетворяют требованиям эксплуатации электронных устройств. К таким параметрам относят: номинальное выход-

ное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , диапазон изменения входного напряжения  $U_{\text{вх min}}$  и  $U_{\text{вх max}}$ , диапазон изменения тока нагрузки  $I_{\text{н min}}$  и  $I_{\text{н max}}$ , коэффициент полезного действия  $\eta$ , коэффициент стабильности по напряжению  $K_{\text{н}U}$  и коэффициент стабильности по току  $K_{\text{н}I}$ , коэффициент сглаживания пульсаций  $K_{\text{ст}}$  и быстродействие. Кроме эксплуатационных используются также расчетные параметры, которые необходимы при проектировании стабилизаторов с заданными свойствами. К таким параметрам относят: дифференциальное выходное сопротивление  $R_{\text{ст}}$ , температурный коэффициент напряжения ТКН, напряжение шумов  $U_{\text{ш}}$ , временной дрейф выходного напряжения  $\Delta U_{\text{т}}$  и некоторые другие.

Номинальное напряжение стабилизации  $U_{\text{вых}}$  — это выходное напряжение стабилизатора при нормальных условиях его эксплуатации (определенное входное напряжение, заданный ток нагрузки, установленная температура окружающей среды). Если стабилизатор позволяет регулировать выходное напряжение, то задается диапазон изменения выходного напряжения  $U_{\text{вых min}}$  и  $U_{\text{вых max}}$ .

Диапазон изменения входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  позволяет установить пределы изменения напряжения на входе стабилизатора, при которых сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Диапазон изменения тока нагрузки  $I_{\text{н}}$  позволяет установить пределы изменения тока нагрузки, при которых сохраняются точностные свойства стабилизатора.

Коэффициент полезного действия стабилизатора  $\eta_{\text{ст}}$  — это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку  $P_{\text{н}}$ , к мощности  $P_{\text{пот}}$ , потребляемой от первичного источника питания:

$$\eta_{\text{ст}} = P_{\text{н}} / P_{\text{пот}}.$$

Коэффициент нестабильности по напряжению  $K_{\text{н}U}$  — это отношение относительного изменения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$  к вызвавшему его изменению входного напряжения  $\Delta U_{\text{вх}}$ :

$$K_{\text{н}U} = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}} : \Delta U_{\text{вх}}, (\% / \text{В}).$$

Коэффициент нестабильности по току  $K_{\text{н}I}$  — это отношение относительного изменения выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}}$  к вызвавшему его относительному изменению тока нагрузки  $\Delta I_{\text{н}} / I_{\text{н}}$ :

$$K_{\text{н}I} = \Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых}} : \Delta I_{\text{н}} / I_{\text{н}}.$$

Коэффициент сглаживания пульсаций — это отношение амплитудного значения пульсаций входного напряжения к амплитудному значению пульсаций выходного напряжения:

$$K_{\text{сг}} = U_{\text{вх max}} / U_{\text{вых max}} .$$

Быстродействие стабилизатора характеризует его способность быстро обрабатывать скачкообразные изменения входного напряжения или тока нагрузки. Обычно быстродействие стабилизатора определяют временем установления выходного напряжения при заданном скачкообразном изменении напряжения на входе или тока нагрузки.

Дифференциальное выходное сопротивление стабилизатора — это отношение приращения выходного напряжения к приращению тока нагрузки:

$$R_{\text{сг}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{н}} .$$

Температурный коэффициент напряжения — это отношение относительного изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению температуры окружающей среды:

$$\text{ТКН} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta T U_{\text{вых}} , (\% / ^\circ\text{C}).$$

Приведенная система параметров достаточно полно отражает функциональные свойства стабилизатора напряжения любого типа независимо от схемы и конструкции.

### 6.3.2. Параметрические стабилизаторы напряжения

Параметрические стабилизаторы напряжения выполняют на специальных полупроводниковых диодах: стабилитронах и стабилсторах. Для стабилизации напряжения при помощи стабилитрона используют обратную ветвь вольт-амперной характеристики полупроводникового диода, а при помощи стабилстора — его прямую ветвь.

В стабилитронах используется явление электрического лавинного пробоя. В широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нем изменяется очень незначительно. Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включают сопротивление.

Типовая схема включения стабилитрона приведена на рис. 6.15, *а*. Основные параметры стабилитрона: номинальное напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$ ; его дифференциальное сопротивление  $R_{\text{ст}}$  и температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизации.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации зависит от напряжения стабилизации и тока, протекающего через стабилитрон. Типовые зависимости ТКН стабилитрона от  $U_{\text{ст}}$  и  $I_{\text{ст}}$  приведены на рис. 6.15, *б*. Из этих зависимостей следует, что при низком напряжении стабилизации (менее 5В) ТКН имеет отрицательный знак и при токе около 10 мА составляет примерно  $-2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . При напряжении выше 6 В ТКН имеет положительный знак и при  $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$  достигает значения  $6 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Выбирая ток стабилитрона, можно добиться почти нулевого значения ТКН.

Работа типовой схемы стабилизатора, приведенной на рис. 6.15, *а*, происходит следующим образом. Входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  через ограничительное сопротивление  $R_{\text{Г}}$  подводится к параллельно включенным стабилитрону VD и сопротивлению нагрузки  $R_{\text{Н}}$ . Поскольку напряжение на стабилитроне меняется значительно, то тоже относится и к напряжению на нагрузке. Если входное напряжение увеличивается, то практически все приращение  $\Delta U_{\text{вх}}$  передается на сопротивление  $R_{\text{Г}}$ , что приводит к увеличению тока в нем. Это увеличение тока происходит за счет увеличения тока стабилитрона при почти неизменном токе нагрузки. Схему однокаскадного стабилизатора можно проанализировать с помощью графических вольт-амперных характеристик.

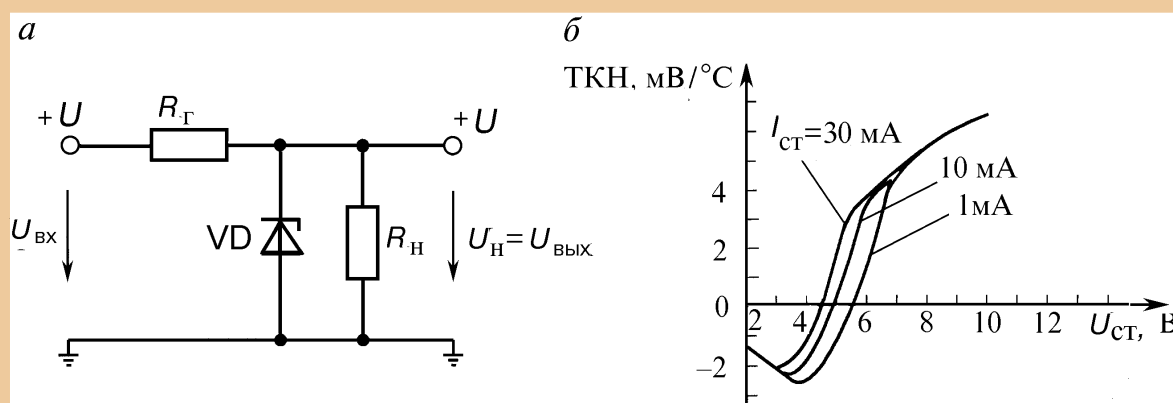


Рис. 6.15. Типовая схема включения стабилитрона (*а*) и зависимость ТКН стабилитрона от напряжения и тока стабилитрона (*б*)



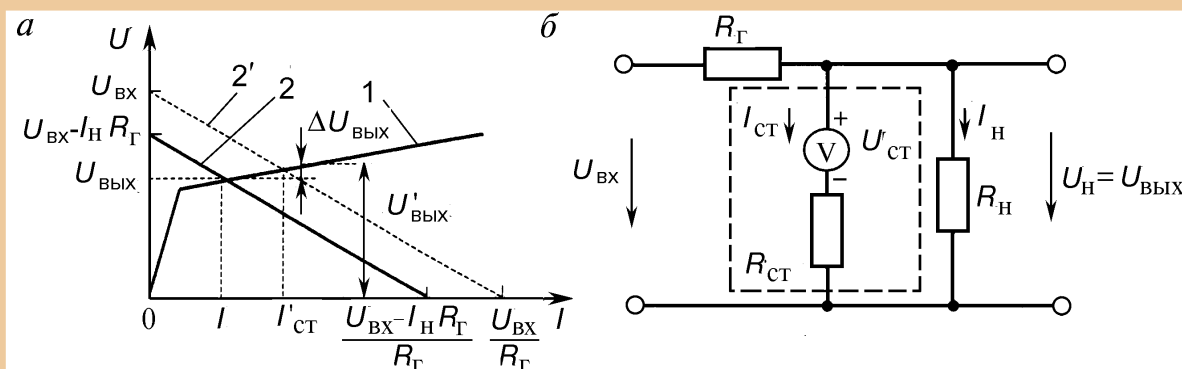


Рис. 6.16. Вольт-амперная характеристика однокаскадного стабилизатора (а) и его схема замещения (б)

На рис. 6.16, а приведены вольт-амперные характеристики стабилитрона (кривая 1) и гасящего сопротивления  $R_{\Gamma}$  (линия 2). При токе нагрузки  $I_{\text{H}} = 0$  нагрузочная линия 2' соединяет точки  $U = U_{\text{ВХ}}$  и  $I = U_{\text{ВХ}} / R_{\Gamma}$ . Наличие тока нагрузки  $I_{\text{H}}$  смещает линию 2 вниз параллельно самой себе, в результате чего она проходит через точку  $(U_{\text{ВХ}} - I_{\text{H}} R_{\Gamma})$ .

Пересечение ВАХ стабилитрона 1 и нагрузочной линии 2 дает рабочую точку стабилизатора, что позволяет найти выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  и ток стабилитрона  $I_{\text{СТ}}$ . Если заменить стабилитрон источником напряжения  $U_{\text{СТ}}$  с последовательным сопротивлением  $R_{\text{СТ}}$ , то для схемы рис. 6.16, б можно записать следующие уравнения:

$$U_{\text{ВХ}} = (I_{\text{СТ}} + I_{\text{H}} R_{\Gamma}) + U_{\text{ВЫХ}};$$

$$U_{\text{СТ}} = U_{\text{ВЫХ}} - I_{\text{СТ}} R_{\text{СТ}}.$$

Из этих уравнений следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot \frac{R_{\text{СТ}}}{R_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}} + U_{\text{СТ}} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}} - I_{\text{H}} \cdot \frac{R_{\text{СТ}} R_{\Gamma}}{R_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}},$$

где  $I_{\text{H}} = U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{H}}$ ,

ПОЭТОМУ

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot \frac{R_{\text{СТ}} R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} (R_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}) + R_{\text{СТ}} R_{\Gamma}} + U_{\text{СТ}} \cdot \frac{R_{\Gamma} R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} (R_{\text{СТ}} + R_{\Gamma}) + R_{\text{СТ}} R_{\Gamma}}.$$

Из этого выражения находим выходное сопротивление однокаскадного стабилизатора:

$$R_{\text{вых}} = -\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} = \frac{R_{\text{ст}} R_{\Gamma}}{R_{\text{ст}} + R_{\Gamma}}.$$

Поскольку на практике выполняется условие  $R_{\text{ст}} \gg R_{\Gamma}$ , то  $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{ст}}$ , аналогично можно определить коэффициент сглаживания пульсаций:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{н}}(R_{\text{ст}} + R_{\Gamma}) + R_{\text{ст}} R_{\Gamma}}{R_{\text{ст}} R_{\text{н}}} \approx \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{ст}}},$$

откуда следует, что в однокаскадном стабилизаторе напряжения влияние абсолютного изменения  $U_{\text{вх}}$  ослабляется в  $R_{\Gamma}/R_{\text{ст}}$  раз.

Таким же образом устанавливается влияние изменения напряжения стабилитрона:

$$G_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{ст}}} = \frac{R_{\Gamma} R_{\text{н}}}{R_{\text{н}}(R_{\text{ст}} + R_{\Gamma}) + R_{\text{ст}} R_{\Gamma}} \approx 1;$$

следовательно, любое изменение напряжения стабилитрона полностью передается на выход.

Коэффициент неустойчивости по напряжению:

$$K_{\text{н}U} = \frac{1}{U_{\text{вых}}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вых}}} \approx \frac{1}{U_{\text{вых}}} \cdot \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\Gamma}}.$$

Коэффициент неустойчивости по току нагрузки:

$$K_{\text{н}I} = -\frac{I_{\text{н}}}{U_{\text{вых}}} \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} \approx \frac{R_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}}.$$

Например, для стабилитрона Д814В с параметрами  $R_{\text{ст}} = 10 \text{ Ом}$ ;  $R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм}$ ;  $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$  и  $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$  в результате расчета по формулам, приведенным выше, находим следующие параметры стабилизатора:

$$R_{\text{вых}} = 10 \text{ Ом}, \quad K_{\text{ст}} = 10^2, \quad K_{\text{н}U} = 0,1\%, \quad K_{\text{н}I} = 1\%.$$

*Многокаскадные параметрические стабилизаторы.* Для уменьшения неустойчивости при изменении входного напряжения используются многокаскадные параметрические стабилизаторы, в которых выход первого каскада соединен со входом второго и т.д.

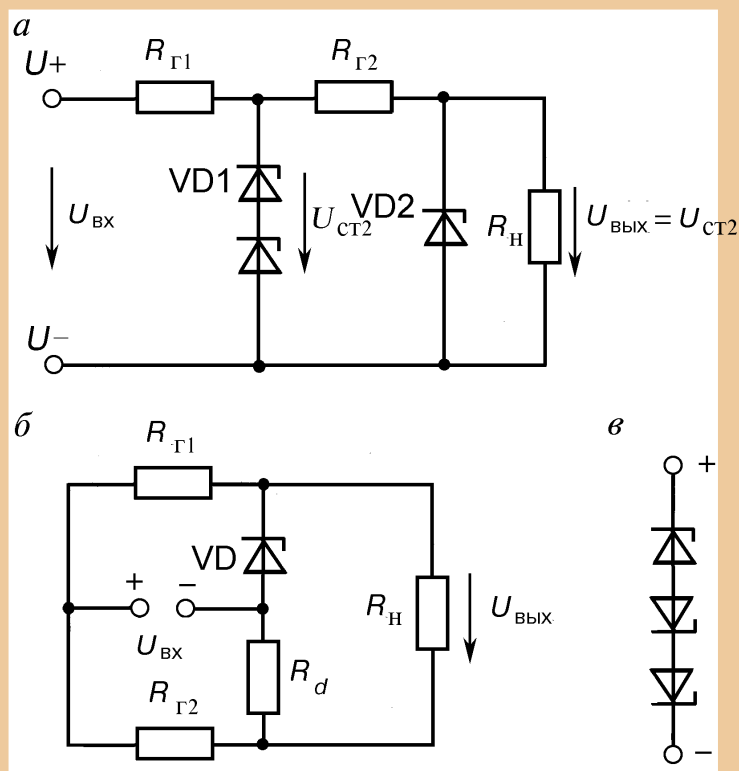
Например, в двухкаскадном параметрическом стабилизаторе, приведенном на рис. 6.17, а, должно выполняться условие  $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{СТ1}} > U_{\text{СТ2}}$ . При этом питание второго стабилизатора производится почти неизменным напряжением  $U_{\text{СТ1}}$ , даже при изменении  $U_{\text{ВХ}}$ . Недостаток такой схемы — пониженный КПД, так как для нее требуется значительное увеличение входного напряжения  $U_{\text{ВХ}}$ .

Параметры двухкаскадного стабилизатора определяют по формулам:

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{СТ2}}; \quad K_{\text{СТ}} \approx K_{\text{СТ1}}; \quad K_{\text{СТ2}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta U_{\text{СТ1}}} \cdot \frac{\Delta U_{\text{СТ1}}}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}};$$

$$K_{\text{НУ}} \approx K_{\text{НУ1}} K_{\text{НУ2}}; \quad K_{\text{НЛ}} \approx \frac{R_{\text{СТ2}}}{R_{\text{Н}}}.$$

Рис. 6.17. Схемы двухкаскадного параметрического стабилизатора (а), мостового стабилизатора (б) и схема температурной стабилизации (в)



Из приведенных выражений видно, что в двухкаскадном стабилизаторе существенно увеличиваются значения  $K_{ст}$  и  $K_{нU}$ , в то же время значения  $R_{вых}$  и  $K_{нI}$  определяются только вторым стабилизатором и почти не зависят от первого.

*Мостовой параметрический стабилизатор* приведен на рис. 6.17, б. В его схеме используется принцип компенсации изменений напряжения стабилизации стабилитрона за счет противоположного изменения напряжения на компенсирующем сопротивлении  $R_d$ . Выходное напряжение равно разности напряжения стабилизации стабилитрона VD и падения напряжения на сопротивлении  $R_d$ .

При увеличении напряжения  $U_{вх}$  увеличивается напряжение на стабилитроне VD. Одновременно с этим увеличивается напряжение на сопротивлении  $R_d$ . Если сопротивление  $R_d$  подобрано таким образом, чтобы увеличение напряжения на стабилитроне было равно увеличению напряжения на сопротивлении  $R_d$ , то выходное напряжение  $U_{вых}$  почти не изменяется. Для этого необходимо выполнить условие:

$$R_{ст} / R_{г1} = R_d / R_{г2} .$$

Для мостовой схемы можно пользоваться следующими формулами для определения параметров стабилизатора:

$$R_{вых} = R_{ст} + R_d ;$$

$$K_{ст} = \left( \frac{r_{ст}}{R_{г1}} - \frac{R_d}{R_{г2}} \right)^{-1} ; K_{нU} = \frac{1}{U_{вых}} \left( \frac{r_{ст}}{R_{г1}} - \frac{R_d}{R_{г2}} \right) .$$

Очевидно, что при выполнении условия компенсации  $K_{ст} \rightarrow \infty$ , а  $K_{нU} \rightarrow 0$ . На практике, однако, удастся увеличить  $K_{ст}$  не более чем в пять раз по сравнению с однокаскадным стабилизатором. К недостаткам мостового стабилизатора следует отнести увеличенное входное сопротивление.

*Температурная стабилизация параметрических схем* может выполняться посредством компенсации ТКН, как показано на рис. 6.17, в. Так как стабилитроны с напряжением стабилизации больше 6 В имеют положительный температурный коэффициент напряжения около 4 мВ / °С, а диоды при прямом включении имеют отрицательный температурный коэффициент напряжения (около -2 мВ / °С), то

при последовательном соединении стабилитрона и двух или нескольких диодов можно в значительной мере обеспечить температурную стабилизацию напряжения стабилитрона. Например, в стабилитронах типа Д818Е последовательно со стабилитроном (при его изготовлении) включены два диода, обеспечивающие его температурную стабилизацию. Такие стабилитроны имеют ТКН до 0,001 % от номинального значения выходного напряжения, равного 9 В.

Термокомпенсированные стабилитроны можно использовать в качестве источников высокостабильного напряжения, если обеспечить их питание стабильным током. Если сравнить влияние температуры и изменения тока в таких стабилитронах, то можно заметить следующее: для стабилитрона Д818Е дифференциальное сопротивление равно 18 Ом, следовательно, изменение тока на 1 мА приводит к изменению напряжения стабилизации на 18 мВ. Для этого же стабилитрона изменение температуры на 100 °С приводит к изменению напряжения стабилизации только на 9 мВ, что в два раза меньше, чем дает изменение тока всего на 1 мА. Из этого примера становится очевидной роль стабилизации тока, питающего стабилитрон.

Для термокомпенсации изменений напряжения на КС (кремниевом стабилитроне) и, следовательно, на нагрузке последовательно КС включают полупроводниковые диоды (рис. 6.18, а). Тип и количество КС выбирают в зависимости от необходимого напряжения на нагрузке и тока нагрузки. Выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений на последовательно включенных КС и диодах в прямом направлении, но определяется главным образом на КС. Для термокомпенсации можно использовать стабилитроны или германиевые диоды, включенные в прямом направлении. Их количество выбирается в зависимости от типа и количества КС,

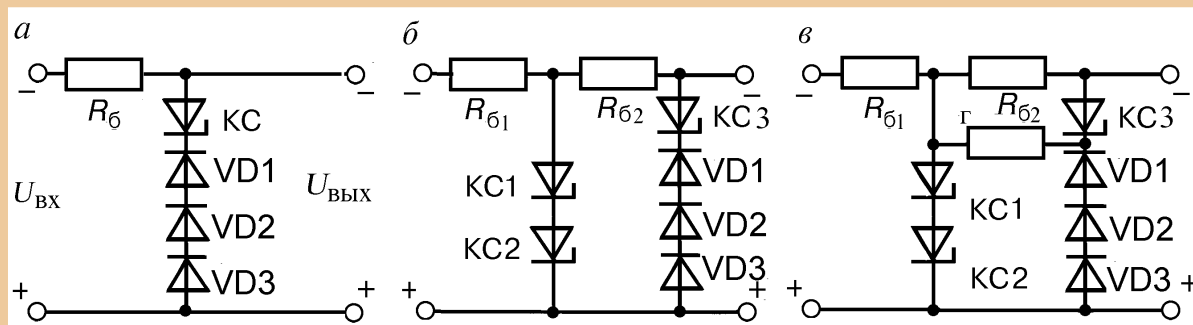


Рис. 6.18. Схемы однокаскадных (а), двухкаскадных (б) и параметрических стабилизаторов (в)

включенных в обратном направлении. Используя простейшую схему ППС (рис. 6.18, *а*), можно получить коэффициент стабилизации напряжения не более 100 (без термокомпенсации) при изменении входного напряжения на  $\pm 10\%$ . При термокомпенсации коэффициент стабилизации уменьшается в два-четыре раза. Коэффициент стабилизации уменьшается также при увеличении тока нагрузки и допуска на входное напряжение. Выходное сопротивление такого ППС составляет 6...10 Ом без термокомпенсации и 25...40 Ом при термокомпенсации (определяется типом КС).

Если необходимо получить более высокий коэффициент стабилизации (до 1000), следует использовать двухкаскадные ППС (рис. 6.18, *б*, *в*). В таких ППС термокомпенсацию целесообразно осуществлять только во втором каскаде, поскольку при этом можно достичь большего коэффициента стабилизации в первом каскаде и во всем стабилизаторе. Результирующий коэффициент стабилизации двухкаскадного ППС равен произведению коэффициентов стабилизации первого и второго каскадов; выходное сопротивление определяется выходным сопротивлением второго каскада.

В ППС, схема которого приведена на рис. 6.18, *в*, через включенные в прямом направлении диоды пропускается дополнительный ток. При этом уменьшается их динамическое сопротивление, следовательно, и выходное сопротивление стабилизатора и увеличивается коэффициент стабилизации. Достоинство такого ППС — возможность плавной регулировки термокомпенсации путем изменения дополнительного тока (сопротивление резистора  $R_T$ ), недостаток — более низкий КПД.

Рассмотрим работу стабилизаторов тока. Основным параметром стабилизаторов тока, кроме выходного сопротивления, — коэффициент стабилизации выходного тока, равный отношению относительного приращения входного тока к относительному приращению тока нагрузки, т.е.

$$K_{с\tau I} = \frac{\Delta I_{вх}}{I_{вх}} \bigg/ \frac{\Delta I_{н}}{I_{н}}.$$

В маломощных параметрических стабилизаторах тока используются элементы с большим сопротивлением по переменному току, вольт-амперная характеристика которых содержит участок, где ток, протекающий через элемент, не зависит от напряжения на нем.



Такую характеристику имеют биполярные транзисторы, включенные с общей базой (рис. 6.19), сопротивление которых переменному току составляет несколько мегаом. В качестве стабилизатора тока можно использовать также схему на полевом транзисторе (рис. 6.20), в которой стабилизация тока осуществляется за счет действия глубокой отрицательной обратной связи по току, создаваемой резистором в цепи истока  $R_{\text{и}}$ . Падение напряжения на резисторе  $R_{\text{и}}$  от протекания тока  $I_{\text{и}} = I_{\text{с}}$  равно по абсолютной величине напряжению «затвор-исток», т.е.:

$$I_{\text{с}} R_{\text{и}} = |U_{\text{зи}}|.$$

Записав  $R_{\text{и}} = |U_{\text{зи}}| / I_{\text{с}}$  и учитывая, что стоко-затворная характеристика полевого транзистора описывается выражением

$$I_{\text{ст}} = I_{\text{с0}} \left( 1 - \left| \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} \right|^2 \right)$$

где  $I_{\text{с0}}$  – ток стока при  $U_{\text{зи}} = 0$ ;  $U_{\text{отс}}$  — напряжение «затвор-исток» при отсечке тока ( $I_{\text{с}} = 0$ ); будем иметь

$$R_{\text{и}} = \frac{|U_{\text{отс}}| (1 - \sqrt{I_{\text{с}} / I_{\text{с0}}})}{I_{\text{с}}}.$$

Для обеспечения хорошей стабилизации тока сопротивление должно быть по возможности большим, так как при увеличении  $R_{\text{и}}$  возрастает внутреннее сопротивление транзистора, определяемое формулой

$$R_{\text{I}} = R_{\text{сн}} (1 - SR_{\text{и}}),$$

где  $R_{\text{сн}} = dU_{\text{си}} / dI_{\text{с}}$  (при  $U_{\text{зи}} = \text{const}$ ) — дифференциальное сопротивление «сток-исток», значение которого лежит в диапазоне 80...100 кОм.

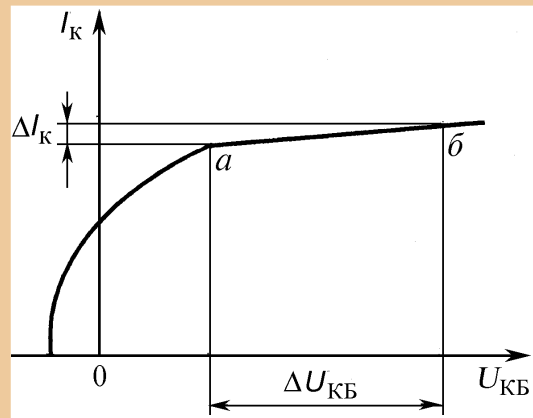


Рис. 6.19. Вольт-амперная характеристика транзистора с ОБ

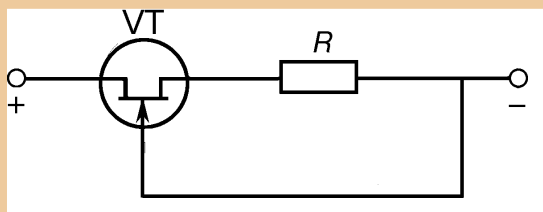


Рис. 6.20. Стабилизатор тока на полевом транзисторе

Схема стабилизатора тока (рис. 6.20) является двухполюсником и может быть включена вместо любого омического сопротивления. Эта особенность схемы используется для повышения коэффициента стабилизации параметрического стабилизатора напряжения, заменив в нем балластный резистор  $R_b$  стабилизатором тока. В этом случае коэффициент стабилизации напряжения может достигать  $10^4$ .

Повышение коэффициента стабилизации ППС достигается при увеличении входного напряжения и сопротивления балластного резистора, следовательно, за счет снижения КПД стабилизатора. Однако можно повысить коэффициент стабилизации без снижения КПД, если вместо балластного резистора включить источник стабильного тока (рис. 6.21, а), выполненный на биполярном транзисторе (БТ), стабилитроне и двух резисторах. В этом случае стабилизируется ток, протекающий через стабилитрон, поэтому резко уменьшаются отклонения напряжения на нагрузке при отклонениях входного напряжения. Коэффициент стабилизации повышается в 5...10 раз. Вместо стабилитрона можно включить два диода, соединенные последовательно в прямом направлении, исключив резистор  $R_1$ .

Максимальная выходная мощность рассмотренных ППС ограничивается предельными значениями тока стабилизации и рассеиваемой мощностью стабилитрона. Ее можно увеличить, если дополнить ППС эмиттерным повторителем (рис. 6.21, б). Коэффициент стабилизации при этом не увеличивается. Выходное сопротивление

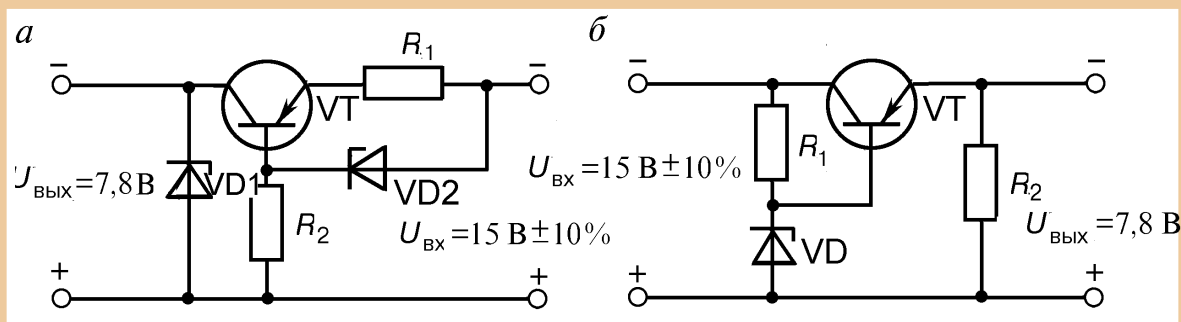


Рис. 6.21. Схемы ППС и ИСТ, позволяющие повысить коэффициент стабилизации (а), выходную мощность (б)

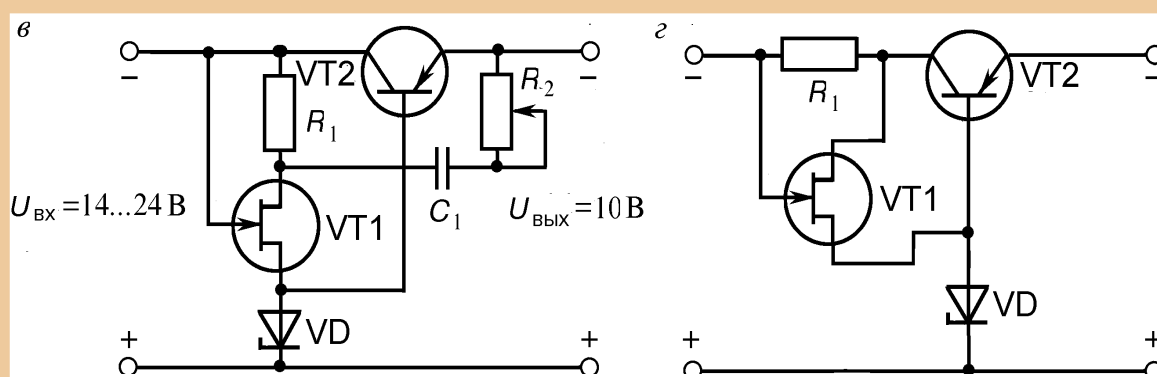


Рис. 6.21. Схемы ППС и ИСТ, позволяющие увеличить коэффициент пульсаций (в) и (г)

тивление такого ППС составляет несколько ом. Выходное напряжение определяется напряжением стабилизации КС.

Схемы ППС с ИСТ (на полевом транзисторе) и эмиттерным повторителем приведены на рис. 6.21, в и г. Сопротивление резистора  $R_1$  определяет значение стабильного тока  $I_{VT1}$ , от которого, в свою очередь, зависит максимальный ток нагрузки стабилизатора, определяемый отношением:

$$I_{н\max} = (-I_{ст\min})h_{21э},$$

где  $I_{ст\min}$  — минимальный ток стабилизации КС;  $h_{21э}$  — коэффициент передачи тока базы транзистора VT2 при включении по схеме с ОЭ.

Максимальный ток нагрузки таких ППС — 0,2 А, коэффициент стабилизации около 500 (при токе нагрузки до 100 мА), выходное сопротивление — 1,5 Ом (измеренное при изменении тока нагрузки от 10 до 110 мА), коэффициент сглаживания пульсаций — 60 дБ (при входном напряжении 18 В и частоте 25...100 Гц).

Если в ППС, схема которого приведена на рис. 6.21, в, выбрать  $R_1 = 0$ , то максимальный ток нагрузки достигает 0,5 А, однако коэффициент стабилизации несколько снижается. Коэффициент сглаживания пульсаций можно увеличить примерно в 10 раз, если включить цепь  $C_1$   $R_2$  и подобрать сопротивление резистора  $R_2$ . Эта цепь вместе с резистором  $R_1$  образует для переменной составляющей напряжения на транзисторе VT2 делитель, с выхода которого напряжение поступает в цепь управления этим транзистором таким образом, что ток базы транзистора изменяется в противофазе с напряжением пульсаций.

Применение ИСТ для питания КС (рис. 6.21, в) позволяет ограничить ток базы транзистора VT2 и, следовательно, ток его коллектора при коротком замыкании в цепи нагрузки ( $I_{к.з} = I_{VT1} h_{21э}$ ). Однако в стабилизаторах с большим  $U_{ВЫХ}$  возможен перегрев транзистора VT2 в следствие резкого повышения рассеиваемой мощности и эффекта саморазогрева. В стабилизаторе (рис. 6.21, г) действует ООС по току, поскольку ток нагрузки протекает через резистор  $R_1$ . Поэтому ток короткого замыкания очень слабо зависит от температуры корпуса транзистора VT2 (лавинный саморазогрев не проявляется до температуры корпуса 45...50 °С).

Часто применяется схема термокомпенсированного стабилитронного источника со стабилизацией тока питания стабилитрона (приведена на рис. 6.22, а). В этой схеме обеспечивается значительное снижение дифференциального сопротивления стабилитрона за счет его отрицательной обратной связи по току. В приведенной схеме ток стабилитрона не зависит от напряжения питания  $E_{П}$ , а определяется по формуле  $I_{ст} = U_{бэ1} / R_0$ , где  $U_{бэ1}$  — напряжение «база-эмиттер» транзистора VT1.

Выходное напряжение источника определяется выражением:

$$U_{ВЫХ} = U_{ст} + U_{бэ1},$$

где  $U_{ст}$  — напряжение на стабилитроне при токе  $I_{ст} = \text{const.}$

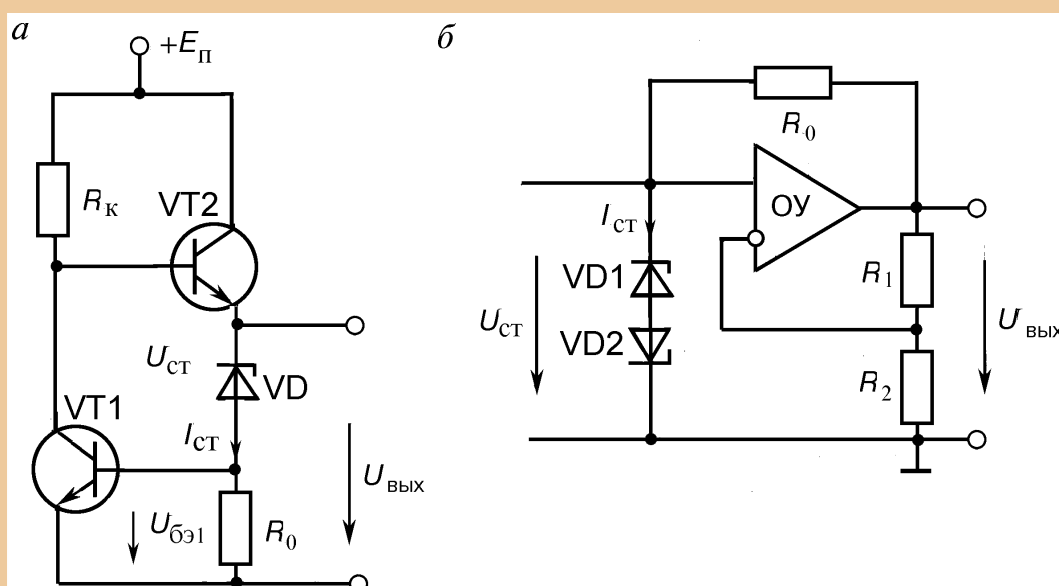


Рис. 6.22. Схемы стабилитронных источников опорного напряжения: с ООС на двух транзисторах (а) и на ОУ (б)

Эта схема также обеспечивает температурную компенсацию выходного напряжения. Если выходное напряжение около 7 В, то напряжение на стабилитроне составляет примерно 6,2 В, а его температурный коэффициент равен 2,2 мВ / °С. С другой стороны, напряжение  $U_{\text{бэ1}}$  имеет температурный коэффициент –2,2 мВ / °С. Таким образом, суммарный температурный коэффициент выходного напряжения будет близким к нулю. Достоинство этой схемы — ее простота, а недостаток — стабилизация выходного напряжения возможна только при  $U_{\text{вых}} \approx 7 \text{ В}$ .

Этого недостатка лишена схема на рис. 6.22, б. Благодаря применению операционного усилителя выходное напряжение можно изменять в достаточно широких пределах. Оно определяется по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} + I (R_1 / R_2),$$

где  $U_{\text{ст}}$  — напряжение термокомпенсированного стабилитрона;  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления делителя в цепи отрицательной обратной связи.

Ток стабилитрона поддерживается неизменным и выбирается в соответствии с формулой:

$$I_{\text{ст}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{ст}}) / R_0,$$

где  $R_0$  — сопротивление в цепи обратной связи.

Например, если  $U_{\text{ст}} = 9 \text{ В}$ , а  $U_{\text{вых}} = 10 \text{ В}$ , то необходимо выполнить условие  $R_2 = 9R_1$  (при  $R_1 = 1 \text{ кОм}$  получим  $R_2 = 9 \text{ кОм}$ ). Для обеспечения  $I_{\text{ст}} = 10 \text{ мА}$  необходимо выбрать  $R_0 = 100 \text{ Ом}$ .

### 6.3.3. Стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС)

В связи с тем, что простой стабилитрон не отвечает требованиям, предъявляемым к опорным источникам напряжения, были разработаны ИМС, имеющие два (иногда три) вывода и выполненные как обычный стабилитрон, хотя в действительности они являются интегральными микросхемами, содержащими различные активные и пассивные элементы. Все выпускаемые СИМС можно разделить на три группы:

- температурно-компенсированные стабилитронные ИМС;
- температурно-стабилизированные источники опорного напряжения;
- опорные источники с напряжением запрещенной зоны.

Температурно-компенсированные СИМС содержат стабилитроны, транзисторы, диоды и пассивные элементы, обеспечивающие стабилизацию тока и температурную компенсацию. Обычно такие ИМС оформлены как стабилитроны и имеют всего два вывода. В качестве примера на рис. 6.23, а приведена схема такого стабилитрона 1009ЕН1. Она состоит из трех групп симметричных транзисторов. Каждая группа рассчитана на стабилизацию напряжения около 10 В. Стабилизация тока питания выполняется транзистором VT1. Выходные транзисторы VT8 и VT9 работают в режиме усилителей тока. Микросхема обеспечивает стабилизацию напряжения 31...35 В (в зависимости от группы), дифференциальное сопротивление 10 Ом при токе  $I_{\text{ст}} = 5$  мА и температурный коэффициент напряжения ТКН = 0,006 % / °С. Микросхема предназначена для стабилизации напряжения питания варикапов в устройствах настройки телевизоров и радиоприемников.

Опорные источники с напряжением запрещенной зоны выполняются по схеме, изображенной на рис. 6.23, б. Идея такого источника основана на создании опорного напряжения с положительным температурным коэффициентом, численно равным отрицательному температурному коэффициенту напряжения «база-эмиттер» транзистора.

Для схемы, изображенной на рис. 6.23, б, можно записать выходное напряжение ИОН в виде

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{бэ3}} + I_2 R_2,$$

где  $U_{\text{бэ3}}$  — напряжение «база-эмиттер» транзистора VT3,  $I_2$  — ток коллектора транзистора VT2, равный  $(U_{\text{бэ1}} - U_{\text{бэ2}}) / R_1$ .

Изменение выходного напряжения при изменении температуры  $T$  на  $\Delta T$  можно определить, пользуясь уравнением (6.5):

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{бэ3}} + \frac{\Delta U_{\text{бэ1}} - \Delta U_{\text{бэ2}}}{R_1} \cdot R_2. \quad (6.5)$$

Напряжение  $U_{\text{бэ}}$  и ток  $I_{\text{к}}$  коллектора биполярного транзистора связаны уравнением Эберса-Молла:

$$U_{\text{бэ}} = (k/q) T_{\text{п}} \ln(I_{\text{к}}/I_{\text{s}}),$$

поэтому для приращения напряжений «база-эмиттер» транзисторов VT1 и VT2 можно записать уравнения:



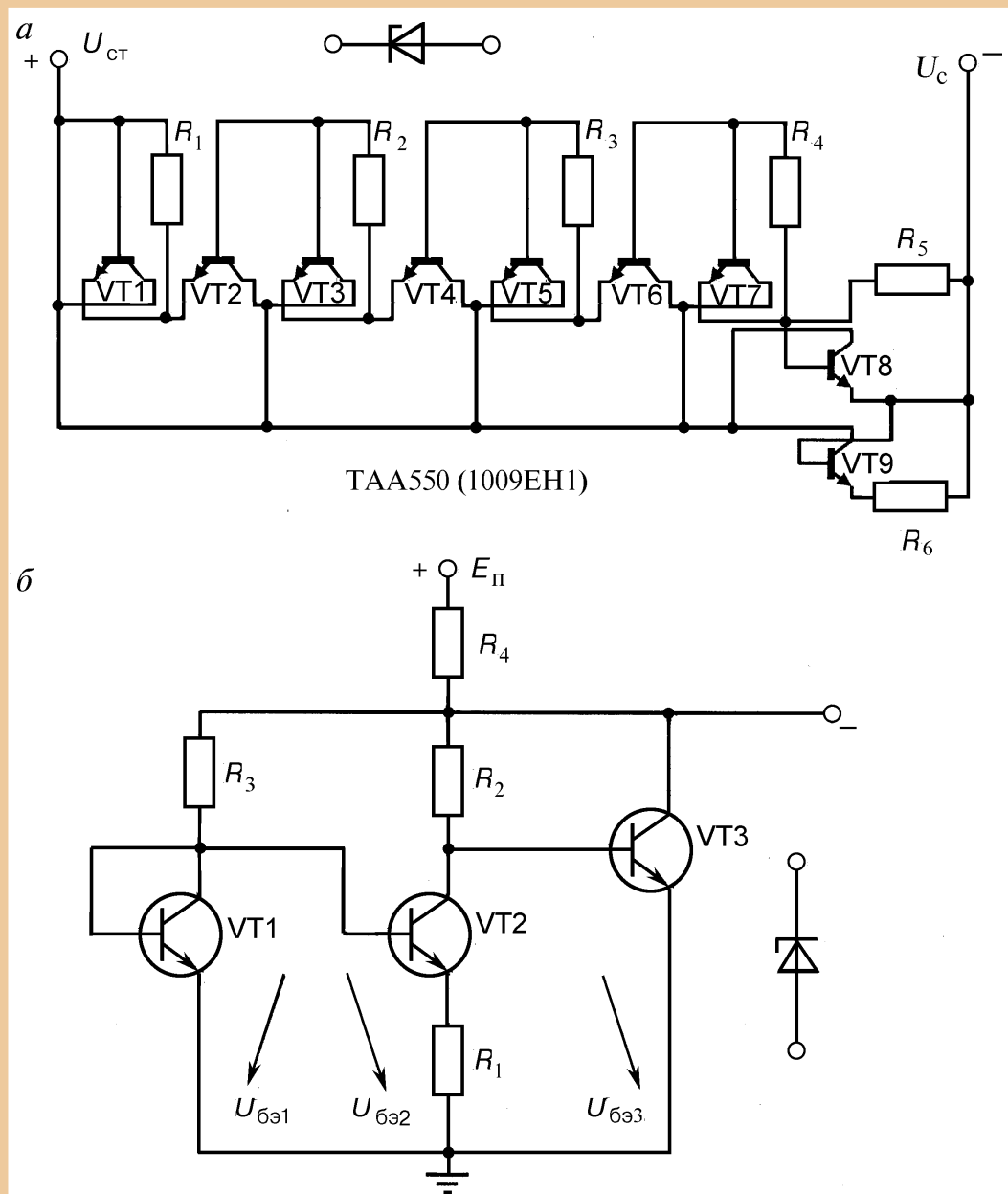


Рис. 6.23. Упрощенная схема ИМС стабилитрона 1009EH1 (а) и схема стабилизатора на принципе запрещенной зоны (б)

$$\Delta U_{\text{бэ}1} = (k/q) \Delta T_{\text{п}} \ln (I_1/I_s);$$

$$\Delta U_{\text{бэ}2} = (k/q) \Delta T_{\text{п}} \ln (I_2/I_s),$$

где  $k$  — постоянная Больцмана,  $q$  — заряд электрона,  $I_s$  — ток насыщения транзистора,  $\Delta T_{\text{п}}$  — приращение температуры перехода.

Подставив эти значения в уравнение (6.5), получим:

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{бэ}} + \frac{(k/q) \Delta T_{\text{п}} \ln(I_1/I_s)}{R_1} \cdot R_2. \quad (6.6)$$

Если обеспечить выполнение условия  $I_1 > I_2$  (на практике выбирают  $I_1 \approx 10 I_2$ ), то  $\ln(I_1/I_2)$  будет положительным, следовательно, второй член в формуле (6.6) будет иметь положительный температурный коэффициент, в то время как  $\Delta U_{\text{бэ}}$  имеет отрицательный температурный коэффициент. Выбором значений  $I_1$ ,  $R_1$  и  $R_2$  можно обеспечить в этой схеме нулевой температурный коэффициент в широком диапазоне изменения температуры перехода.

Свое название эти источники получили потому, что суммарное напряжение (6.5) при нулевом значении ТКН равно напряжению запрещенной зоны кремния, т. е. примерно 1,22 В. Для изменения значения выходного напряжения можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 6.22, б.

На этом принципе выполнен регулируемый прецизионный интегральный стабилизатор типа 142ЕН19 (аналог микросхемы TL 431). Упрощенная схема этой ИМС приведена на рис. 6.24, а. Основные элементы ИМС: источник опорного напряжения, выполненный по схеме (см. рис. 6.23, б); операционный усилитель ОУ, позволяющий устанавливать необходимое выходное напряжение при помощи внешнего резистивного делителя  $R_1$  и  $R_2$ , как показано на схемах включения (рис. 6.24, б). Основные характеристики этого интегрального стабилизатора значительно превосходят характеристики обычных стабилизаторов:

- температурный коэффициент напряжения 0,0003 % / °С;
- регулируемое выходное напряжение от 2,5 до 36 В;
- дифференциальное сопротивление 0,2 Ом;
- максимальный ток нагрузки 100 мА.

Примерно такие же характеристики имеют прецизионные интегральные стабилизаторы типа 2С120 и ИС121, выходное напряжение которых равно 1,225...1,25 В; дифференциальное сопротивление имеет значение 0,2 Ом. Температурный коэффициент напряжения доходит до 0,0001 % / °С.

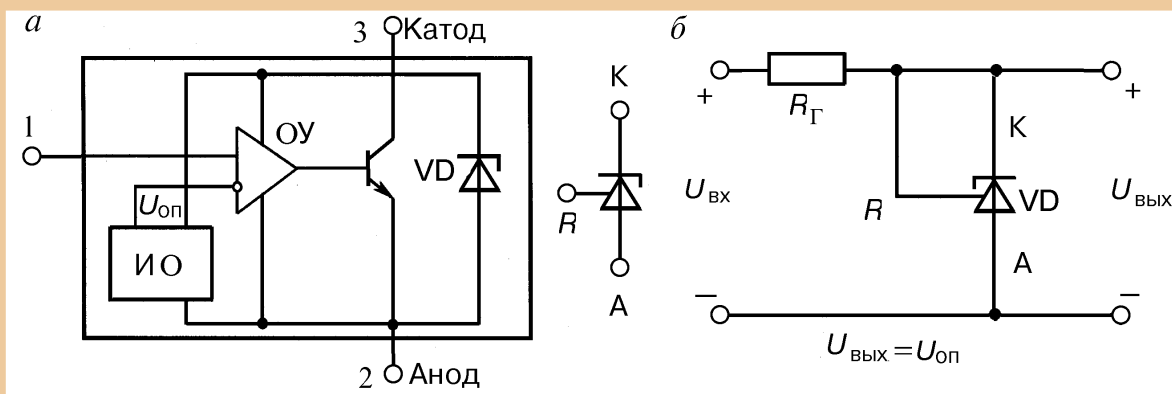


Рис. 6.24. Упрощенная схема интегрального стабилизатора 142ЕН19 с условным схемотехническим изображением (а); его схема включения (б)

Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения содержат интегральный стабилизатор, выполненный по одной из рассмотренных схем, и прецизионный термостат, управляемый датчиком температуры на переходе «база-эмиттер» транзистора. Термостат обеспечивает постоянную температуру кристалла интегрального стабилизатора при помощи нагревательной схемы, дополненной датчиком температуры. Такие микросхемы имеют температурный коэффициент напряжения до  $0,00002\ \%/\text{ }^{\circ}\text{C}$ , что на порядок меньше, чем у любого интегрального стабилизатора.

Упрощенная структурная схема такого источника опорного напряжения типа 2С483 (аналог ИМС LM199) приведена на рис. 6.25, а. Микросхема состоит из интегрального стабилизатора ИС, стабилизатора температуры кристалла и датчика температуры ДТ. Все пе-

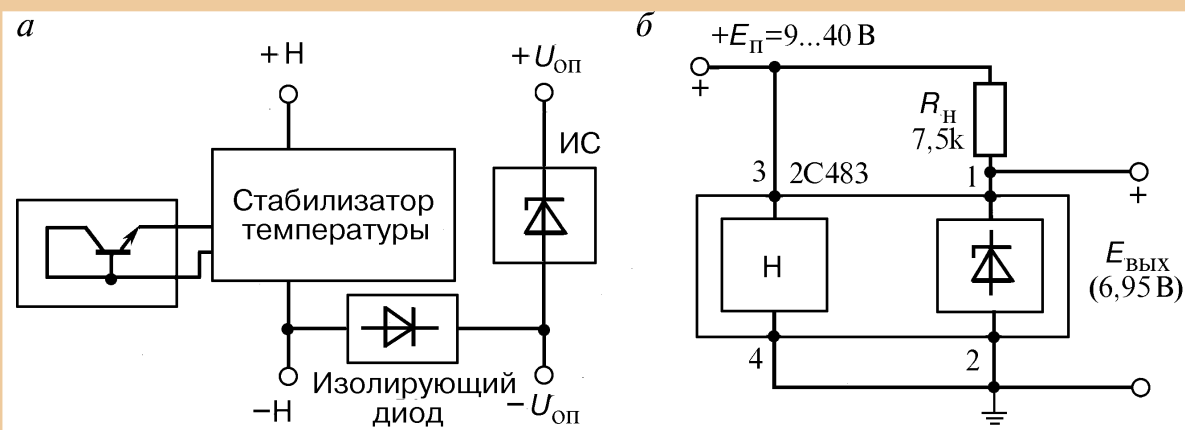


Рис. 6.25. Упрощенная структурная схема температурно-стабилизированного ИОН (а) и схема включения ИОН типа 2С483 (б)

речисленные функциональные узлы выполнены на одном кристалле и имеют глубокую тепловую связь. Интегральный стабилизатор имеет дифференциальное сопротивление меньше 0,5 Ом, исключительно низкий уровень шума и исключительно высокую долговременную стабильность. Время выхода на рабочий режим (время разогрева) составляет всего 3 с. Типовая схема включения ИМС приведена на рис. 6.25, б.

## 6.4. Компенсационные стабилизаторы напряжения

### 6.4.1. Компенсационные стабилизаторы напряжения на транзисторах

Высокое качество стабилизации напряжения можно получить при использовании компенсационных стабилизаторов, представляющих собой автоматические регуляторы, в которых фактическое выходное напряжение сравнивается с эталонным (опорным) напряжением. Возникающий при этом сигнал рассогласования усиливается и воздействует на регулирующий элемент стабилизатора таким образом, чтобы выходное напряжение стремилось достичь эталонного уровня. В качестве источника опорного напряжения обычно используют параметрический стабилизатор, работающий с малыми токами нагрузки, реже — гальванические батареи.

Рассмотрим структурную схему стабилизатора последовательного типа (рис. 6.26, а), в которой регулирующий элемент (РЭ) включен последовательно с нагрузкой и играет роль управляемого балластного сопротивления. Разностный сигнал рассогласования  $U_H - U_{\text{оп}}$ , формируемый источником опорного напряжения ИОН и нагрузкой, поступает на вход усилителя постоянного тока У, усиливается и воздействует на РЭ.

При положительном сигнале рассогласования ( $U_H - U_{\text{оп}} > 0$ ) внутреннее сопротивление РЭ возрастает и падение напряжения  $U_{\text{рз}}$  на нем увеличивается. Поскольку РЭ и нагрузка включены последовательно, при увеличении  $U_{\text{рз}}$  выходное напряжение уменьшается, стремясь к значению  $U_{\text{оп}}$ .

При отрицательном сигнале рассогласования ( $U_H - U_{\text{оп}} < 0$ ), наоборот, внутреннее сопротивление РЭ и падение напряжения на нем уменьшаются, что приводит к возрастанию выходного напряжения  $U_H$ .

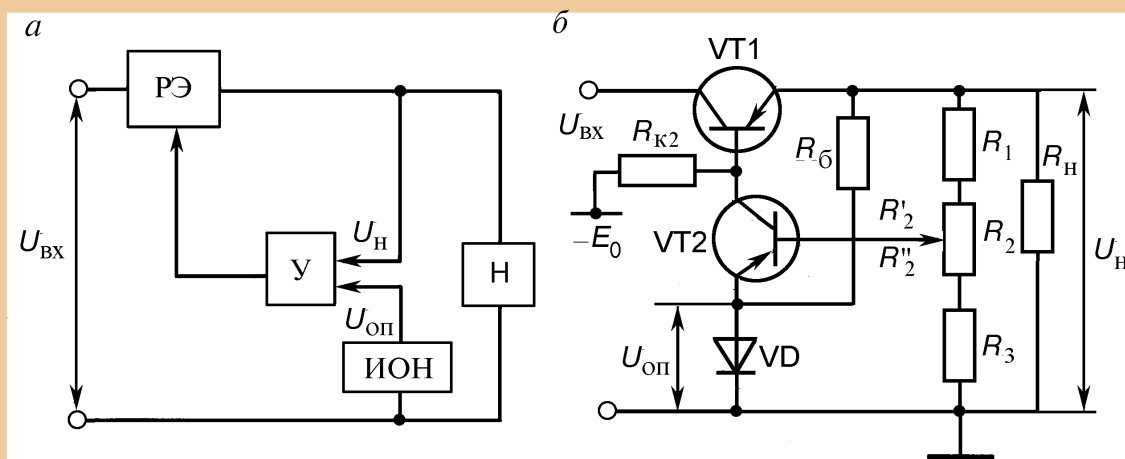


Рис. 6.26. Структурная (а) и электрическая (б) схемы КСН последовательного типа

Принципиальная схема транзисторного компенсационного стабилизатора последовательного типа приведена на рис. 6.26, б. Роль РЭ в этой схеме играет транзистор VT1. С ростом величины  $|U_{BX}|$  выходное напряжение возрастает по абсолютному значению, создавая сигнал рассогласования  $U_{\delta\phi}$  на входе усилителя постоянного тока, выполненного на транзисторе VT2. Ток коллектора транзистора VT2 возрастает, а потенциал его коллектора становится более положительным относительно «земли». Напряжение «база-эмиттер» транзистора VT1 уменьшается, что приводит к возрастанию внутреннего сопротивления этого транзистора и падению напряжения на нем. Выходное напряжение при этом уменьшается, стремясь к прежнему значению.

Ступенчатую регулировку выходного напряжения можно осуществить, используя опорное напряжение, снимаемое с цепочки последовательно включенных стабилитронов. Плавная регулировка обычно производится с помощью делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , включенного в выходную цепь стабилизатора таким образом, как показано на рис. 6.26, б.

Если пренебречь падением напряжения на эмиттерном переходе транзистора VT2, то в этом случае выходное напряжение стабилизатора равно:

$$U_H \approx U_{оп} + [I_{\delta 2} + U_{оп} / (R_3 + R_2'')](R_1 + R_2'). \quad (6.7)$$

Ток через делитель  $I_{дел}$  выбирают обычно на порядок выше, чем ток базы транзистора VT2. Дальнейшее увеличение тока де-

лителя за счет снижения сопротивлений  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  нецелесообразно, так как приводит к существенному уменьшению КПД схемы. В этом случае выражение (6.7) принимает вид:

$$U_H \approx U_{оп}[1 + (R_1 + R_2')/(R_3 + R_2'')].$$

Если в схеме рис. 6.26, б базу транзистора VT2 подключить непосредственно к выходу стабилизатора, то выполняется равенство  $U_{оп} = U_H$ ; коэффициент стабилизации и выходное сопротивление при этом определяются выражениями:

$$K_{ст} \approx (U_H / U_{вх}) \cdot R_{к1} / (R_d + R_{вх62});$$

$$R_{вых} = [(R_{32} + R_d)(1 + \beta_2) + R_{62}]/(1 + \beta_1\beta_2) \approx 1/\beta_1 \cdot (R_{вх62} + R_d).$$

Очевидно, что коэффициент стабилизации и выходное сопротивление стабилизатора с делителем на выходе можно записать следующим образом:

$$K_{ст\ дел} = K_{ст} \cdot K_{дел},$$

$$R_{вых\ дел} = R_{вых} \cdot 1/K_{дел},$$

где  $K_{дел} = (R_3 + R_2'')/(R_1 + R_2 + R_3) \approx U_{оп}/U_H$  — множитель, обусловленный влиянием делителя на коэффициент стабилизации  $K_{ст}$ , найденный при  $U_{оп} = U_H$ .

Таким образом, делитель напряжения в схеме стабилизатора (см. рис. 6.26, б) уменьшает коэффициент стабилизации схемы и повышает выходное сопротивление стабилизатора.

На практике применяются компенсационные стабилизаторы — постоянного напряжения и с параллельным включением регулирующего элемента. На рис. 6.27 представлена принципиальная схема стабилизатора с параллельным включением РЭ.

Принципиальная схема состоит из РЭ на транзисторе VT1, балластного резистора  $R_6$ , усилительного элемента на VT2 и  $R_3$ , источника опорного напряжения типа ППС на VD1 и  $R_{61}$ , делителя напряжения  $R_1$ ,  $R_p$ ,  $R_2$ , дополнительного источника  $U_0$  и  $R_{62}$ , VD2 для питания усилительного элемента схемы и выходной емкости  $C$ .

Стабилизация напряжения осуществляется следующим образом. При увеличении входного напряжения начинает увеличиваться вы-



ходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Увеличится и падение напряжения на резисторе  $R_2$ . Потенциал базы станет более отрицательным по отношению к эмиттеру. Ток коллектора усилительного транзистора VT2 увеличится. Это вызовет увеличение падения напряжения на резисторе  $R_3$ . В результате этого увеличится отрицательный потенциал на базе регулирующего транзистора VT1, что приведет к возрастанию коллекторного тока  $I_k$  и вызовет рост общего тока схемы  $I_1 = I_k + I_n$ . Следовательно, увеличится падение напряжения на выходе стабилизатора до первоначального значения. Регулировка выходного напряжения осуществляется переменным резистором  $R_n$ .

Основные достоинства стабилизаторов с параллельным включением РЕ по сравнению со стабилизаторами с последовательным включением РЕ: постоянство входного тока при изменениях сопротивления нагрузки (при постоянном входном напряжении) и нечувствительность к коротким замыканиям на выходе. Недостаток — низкий КПД.

#### 6.4.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения на операционных усилителях

Для повышения коэффициента стабилизации КСН необходимо увеличивать коэффициент усиления УПТ. С этой целью можно применять двухкаскадные УПТ на транзисторах или операционные усилители (ОУ). Схемы КСН с ОУ приведены на рис. 6.28.

На рис. 6.28, а приведена простейшая схема стабилизатора напряжения на основе ОУ, используемая при малых токах нагрузки. При этом напряжение на выходе схемы:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ОУос}} \cdot U_{\text{оп}} \text{ и } (R_{\text{ос}}/R_1 + 1) \cdot U_{\text{оп}}.$$

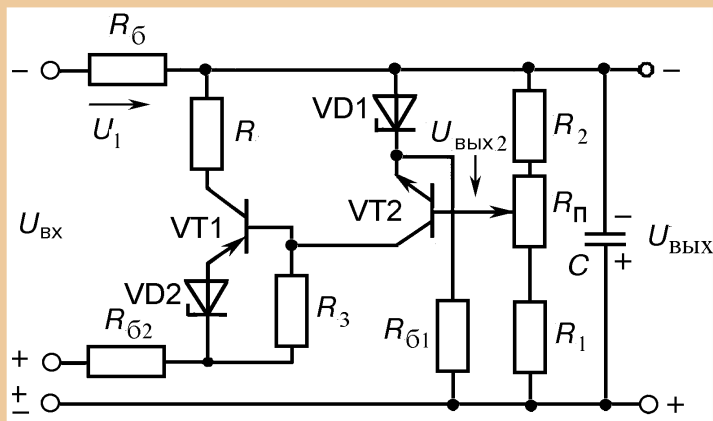


Рис. 6.27. КСН с параллельным включением регулирующего элемента

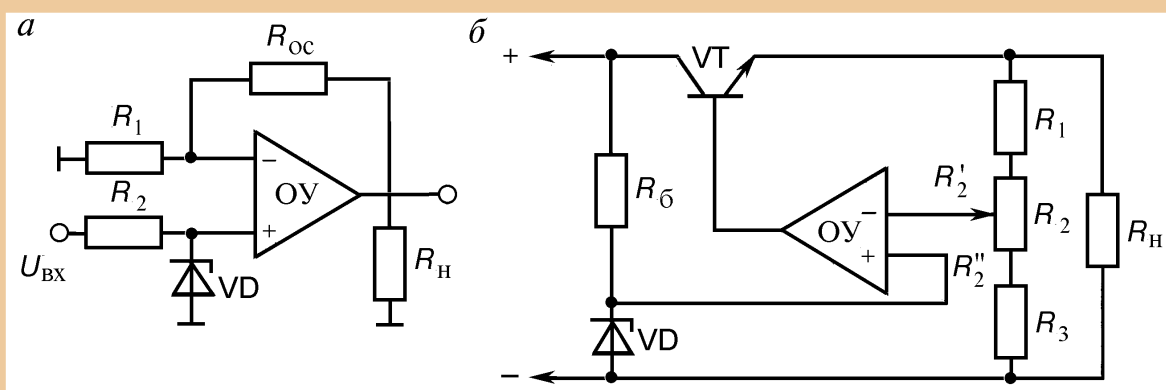


Рис. 6.28. Схемы простого КСН на ОУ (а) и с регулировкой выходного напряжения (б)

Напряжение на выходе схемы остается постоянным при изменении сопротивления нагрузки  $R_H$ . Для получения опорного напряжения  $U_{оп}$  использован ППС, выполненный на основе резистора  $R_2$  и стабилитрона VD. Изменяя сопротивление в цепи обратной связи  $R_{oc}$ , можно регулировать выходные напряжения схемы.

На рис. 6.28, б представлена электрическая схема простейшего КСН, выполненного на основе операционного усилителя. Структурная схема такого КСН аналогична рассмотренной выше для КСН на транзисторах с последовательным РЭ (см. рис. 6.27, б).

Исходное уравнение для этого КСН может быть представлено в виде:

$$K_0(U_{оп} - K_d U_{вых}) = U_{вых}, \quad (6.8)$$

где  $U_{оп}$  — напряжение опорного источника,  $U_{вых}$  — выходное напряжение стабилизатора,  $K_d$  — коэффициент передачи делителя напряжения,  $K_0$  — коэффициент усиления сигнала рассогласования ОУ и регулирующего элемента РЭ.

Из уравнения (6.8) получим значение напряжения на выходе стабилизатора:

$$U_{вых} = U_{оп} K_0 / (1 + K_0 K_d).$$

Если усиление ОУ достаточно велико, то при условии  $K_0 K_d \gg 1$  получаем из (6.8)

$$U_{вых} = U_{оп} / K_d. \quad (6.9)$$

Таким образом, из уравнения (6.9) следует, что выходное напряжение этого КСН не зависит от изменения напряжения на входе  $U_{\text{вх}}$  и пропорционально опорному напряжению  $U_{\text{оп}}$ . Иначе говоря, стабильность выходного напряжения КСН зависит только от нестабильности элементов, включенных в цепь обратной связи, и не зависит от нестабильности элементов в цепи прямой передачи. Применение делителя позволяет получать выходное напряжение, отличное от напряжения опорного источника.

К напряжению на входе предъявляются требования такие же, как к напряжению питания усилителя: оно должно быть больше, чем напряжение на выходе, хотя бы на падение напряжения на регулирующем элементе РЭ. Чем меньше падение напряжения на РЭ, тем выше будет КПД стабилизатора. Поэтому для нормальной работы КСН необходимо выполнение условий:

$$U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}} > U_{\text{оп}} > U_{\text{д}}.$$

В качестве стабилитрона можно использовать одну из стабилитронных ИМС. Регулирующий элемент выполнен по схеме эмиттерного повторителя с коэффициентом передачи, близким к единице.

Обращаясь к выражению (6.9), нетрудно заметить, что выходное напряжение зависит от стабильности источника опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$  и не может быть стабильнее последнего. Следовательно, если обеспечить постоянство тока через стабилитрон, то нестабильность параметрического стабилизатора будет такой же, как и компенсационного.

Кроме опорного напряжения на нестабильность выходного напряжения влияет изменение коэффициента передачи делителя напряжения. В связи с этим делитель напряжения должен выполняться на резисторах с одинаковым температурным коэффициентом сопротивления.

Влияние изменения коэффициента усиления ОУ можно практически исключить, если сделать его достаточно большим (больше 1000). В формулу (6.9) для выходного напряжения КСН не входят ток нагрузки  $I_{\text{н}}$  и входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ . В связи с этим может сложиться мнение, что выходное сопротивление и коэффициент нестабильности по напряжению такого стабилизатора равны нулю, поскольку из (6.7) следует, что

$$R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{н}} = 0 \text{ и } K_{\text{н}U} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} = 0.$$

В действительности же такой результат связан с анализом упрощенной структурной схемы стабилизатора. На самом деле эти параметры отличны от нуля, но имеют достаточно малые значения, например,  $R_{\text{вых}}$  доходит до значений 0,01 Ом.

Основной недостаток всех КСН такого типа — невысокий КПД. В этих стабилизаторах мощность, потребляемая от источника, больше мощности, отдаваемой в нагрузку. Наибольший расход мощности имеет место в регулирующем элементе, так как напряжение на нем равно разности ( $U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ ) и через него проходит весь ток нагрузки. В связи с этим РЭ часто устанавливают на теплоотвод.

## **6.5. Импульсные источники питания**

### **6.5.1. Виды и особенности импульсных источников питания**

Импульсные, или ключевые, источники электропитания в настоящее время получили распространение не меньшее, чем линейные стабилизаторы напряжения. Их основные достоинства: высокий коэффициент полезного действия, малые габариты и масса, высокая удельная мощность. Всеми перечисленными свойствами эти источники питания обладают благодаря применению ключевого режима при работе силовых элементов. В ключевом режиме рабочая точка транзистора большую часть времени находится в области насыщения или области отсечки, а зону активного (линейного) режима проходит с высокой скоростью за очень малое время переключения. В области насыщения напряжение на транзисторе близко к нулю, а в режиме отсечки в транзисторе отсутствует ток, благодаря чему потери в транзисторе оказываются достаточно малыми. Все это приводит к тому, что средняя за период насыщения мощность, рассеиваемая в ключевом транзисторе, оказывается намного меньше, чем в линейном регуляторе. Малые потери в силовых ключах приводят к уменьшению количества охлаждающих радиаторов или к их полному исключению.

Улучшение массогабаритных характеристик источника питания обусловлено тем, что из схемы источника питания исключается силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц. Вместо него в схему вводится высокочастотный трансформатор или дроссель, габариты и масса которых намного меньше, чем у низкочастотного силового трансформатора.

К недостаткам импульсных источников электропитания обычно относят: сложность схемы, наличие высокочастотных шумов и помех, увеличенные пульсации выходного напряжения, большое время выхода на рабочий режим. Сравнительные характеристики обычных (т.е. с силовым трансформатором) и импульсных источников питания приведены в табл. 6.2.

Таблица. 6.2

**Сравнительные характеристики импульсных  
и линейных ИВЭП**

Характеристика	Импульсный	Линейный
КПД, %	70...80	30...50
Удельная мощность, Вт/дм <sup>3</sup>	140...200	30...40
Время удержания выходного напряжения, мс	20...30	2...3
Нестабильность по напряжению, %	0,05...0,1	0,01...0,05
Нестабильность по току, %	0,1...0,5	0,02...0,1
Напряжение пульсаций, мВ	20...50	2...5
Время нарастания выходной характеристики, мкс	100...500	20...50

Сравнение этих характеристик показывает, что КПД импульсных источников питания увеличивается по сравнению с линейными в отношении 2:1, а удельная мощность возрастает в отношении 4:1. При повышении частоты преобразования с 20 до 200 кГц удельная мощность увеличивается в отношении 8:1, т. е. почти в два раза. Импульсные источники питания имеют большее время удержания выходного сигнала при внезапном отключении питания. Это обусловлено тем, что в сетевом выпрямителе используются конденсаторы большой емкости и с высоким рабочим напряжением (до 400 В). При этом размеры конденсатора растут пропорционально произведению  $CU$ , а энергия конденсатора пропорциональна  $CU^2$ . Этой энергии конденсатора сетевого выпрямителя достаточно для поддержания в рабочем состоянии источника питания в течение времени до 30 мс, что очень важно для сохранения информации в компьютерах при внезапном отключении питания.

В то же время пульсации выходного напряжения в импульсных источниках питания больше, чем у линейных, что обусловлено сложностью подавления коротких импульсов при работе импульсного преобразователя. Другие характеристики у этих источников питания практически совпадают.

Обобщенная структурная схема импульсного источника питания приведена на рис. 6.29. Она состоит из четырех основных блоков:

- сетевого выпрямителя с емкостным фильтром;
- высокочастотного инвертора выпрямленного напряжения сети;
- устройства управления высокочастотным инвертором (обычно это специализированная микросхема управления);
- выходного высокочастотного выпрямителя с емкостным фильтром.

Высокочастотный инвертор и устройство управления совместно образуют импульсный преобразователь, который может быть индуктивным или емкостным. Наибольшее распространение в импульсных ИВЭП получили индуктивные импульсные преобразователи, которые можно разделить на дроссельные (или автотрансфор-

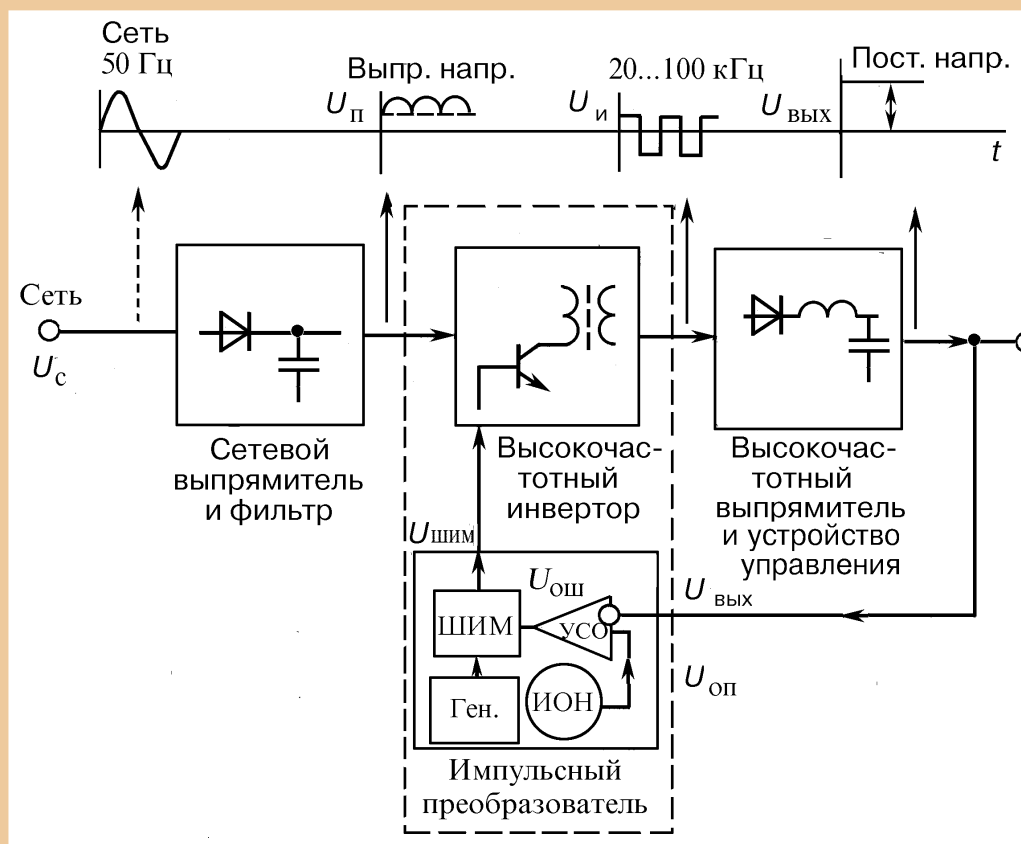


Рис. 6.29. Обобщенная структурная схема импульсного источника питания



маторные) и трансформаторные. Емкостные (конденсаторные) преобразователи находят ограниченное применение — для инверсии полярности или удвоения (сложения) напряжения. Обычно они представляют собой устройства с переключаемыми конденсаторами и используются для питания маломощных нагрузок.

Дроссельные и автотрансформаторные преобразователи относят к разряду импульсных стабилизаторов напряжения, которые делят на три группы: понижающие, повышающие и инвертирующие.

Особенностью импульсных стабилизаторов является их гальваническая связь с питающей силовой сетью. Для исключения гальванической связи на входе импульсного стабилизатора иногда включают силовой трансформатор, однако это снижает удельную мощность.

Трансформаторные импульсные преобразователи не имеют гальванической связи с сетью, однако их удельная мощность ниже, чем у дроссельных. Трансформаторные преобразователи можно разделить на однотактные и двухтактные. В однотактных преобразователях энергия передается на выход только в течение одной части периода преобразования. Если энергия передается при включенном силовом ключе, то такой преобразователь называют *прямоходным*. Если же энергия передается при выключенном состоянии силового ключа, то преобразователь называют *обратноходным*.

Двухтактные преобразователи делят на двухфазные, мостовые и полумостовые. В двухтактных преобразователях используют обе части периода преобразования. В отличие от однотактных, двухтактные преобразователи работают без подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током.

Рассмотрим работу ключевого источника питания, пользуясь обобщенной структурной схемой, приведенной на рис. 6.29. Гармоническое напряжение сети выпрямляется сетевым выпрямителем и заряжает конденсатор фильтра, имеющий достаточно большую емкость. Большая емкость фильтра сетевого выпрямителя обеспечивает низкие пульсации выпрямленного напряжения и увеличивает время удержания выходного напряжения. При емкости фильтра 100 мкФ и потребляемой мощности 100 Вт время удержания составляет примерно 30 мс. При напряжении питающей сети 220 В напряжение на емкости фильтра составляет примерно 300 В.

Это напряжение поступает на вход импульсного преобразователя, который преобразует его в высокочастотные импульсы прямоугольной формы. Частота импульсного напряжения обычно лежит в пределах от 20 до 200 кГц. С увеличением частоты преобразования увеличивается удельная мощность, но одновременно растут потери в элементах преобразователя, что приводит к снижению КПД.

С выхода преобразователя напряжение поступает на высокочастотный выпрямитель с емкостным фильтром. При высокой частоте преобразования к элементам выпрямителя и фильтра предъявляются очень жесткие требования: время восстановления обратного сопротивления выпрямительных диодов должно лежать в пределах от 10 до 100 нс, а емкости фильтра не должны иметь индуктивности.

В большинстве случаев высокочастотный инвертор работает на фиксированной частоте, а регулирование выходного напряжения обеспечивается с помощью широтно-импульсной модуляции управляющих сигналов. Широтно-импульсное регулирование выполняется при помощи схемы управления, на выход которой подается выходное напряжение. Для обеспечения гальванического разделения выхода от силовой сети в трансформаторных схемах инверторов обычно используются различные типы устройств гальванической развязки: оптроны, трансформаторы, изолирующие усилители и др. Формы управляющих сигналов при широтно-импульсной модуляции приведены на рис. 6.30, а. Глубина широтно-импульсной модуляции характеризуется коэффициентом заполнения  $\gamma = t_{\text{и}}/T$ , где  $t_{\text{и}}$  — длительность импульса управления, а  $T = f^{-1}$  — период повторения. Если длительность импульса составляет половину периода, то  $\gamma = 0,5$ , т.е. 50 %. При увеличении длительности импульса коэффициент заполнения растет до 100 %. В общем случае коэффициент заполнения  $0 \leq \gamma \leq 100 \%$ .

Способ получения широтно-модулированных импульсов показан на рис. 6.30, б. Вначале формируется сигнал ошибки  $U_{\text{ош}}$  (расхождения). Для этого на вход схемы управления подается выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , которое сравнивается в усилителе сигнала ошибки (УСО) с опорным напряжением  $U_{\text{оп}}$ , создаваемым специальным источником опорного напряжения (ИОН).

В схеме широтно-импульсного модулятора (ШИМ) сигнал ошибки  $U_{\text{ош}}$  сравнивается с линейно растущим напряжением пилообразной формы  $U_{\text{ит}}$ . Если за исходное состояние ШИМ при-

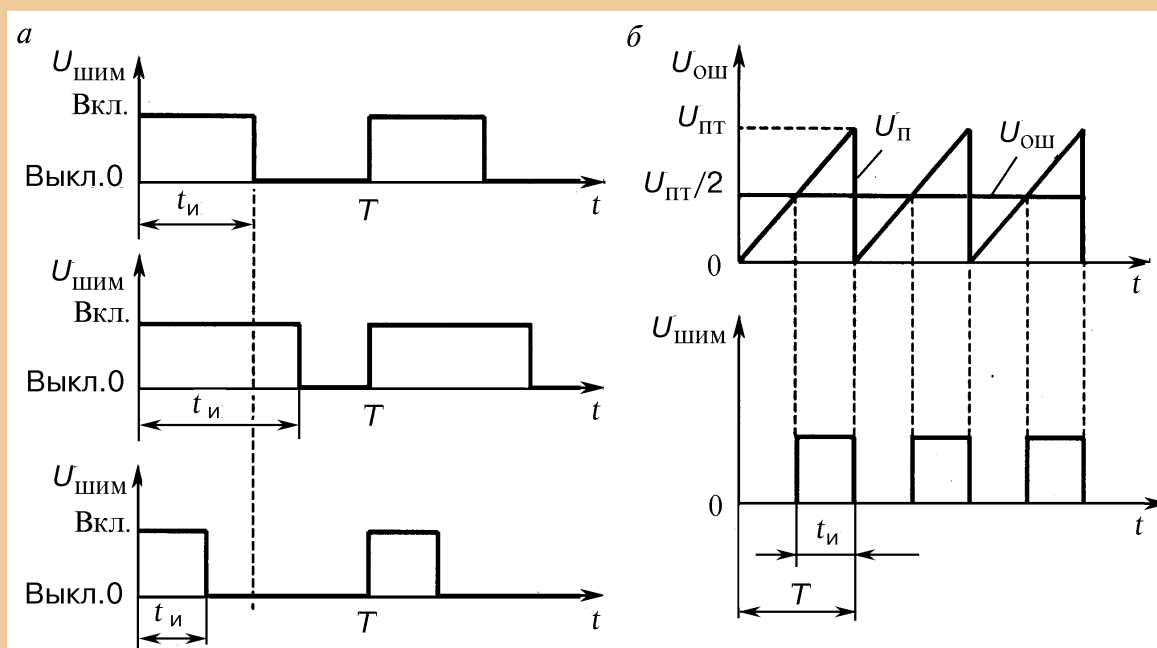


Рис. 6.30. Управляющие сигналы при широтно-импульсной модуляции (а), способ получения широтно-модулированных импульсов

нять, что  $U_{\text{ош}} = U_{\text{пт}}/2$ , где  $U_{\text{пт}}$  — максимальное значение пилообразного напряжения, то получим, что в исходном состоянии коэффициент заполнения  $\gamma_0 = 50\%$ .

При увеличении выходного напряжения  $U_{\text{вых}} > U_{\text{вых ном}}$  сигнал ошибки также увеличивается  $U_{\text{ош}} > U_{\text{пт}}/2$ , а длительность импульса управления уменьшается, как показано на рис. 6.30, б.

При уменьшении выходного напряжения  $U_{\text{вых}} < U_{\text{вых ном}}$  сигнал ошибки уменьшается  $U_{\text{ош}} < U_{\text{пт}}/2$ , а длительность импульса увеличивается.

Изменение длительности импульса  $t_i$  приводит к изменению времени включенного состояния силового транзисторного ключа и, следовательно, к пропорциональному изменению выходного напряжения. Таким образом, в регулируемом ШИМ-инверторе обеспечивается стабилизация выходного напряжения.

### 6.5.2. Импульсные стабилизаторы напряжения

Схема понижающего импульсного стабилизатора приведена на рис. 6.31, а. В этой схеме используется накопительная индуктивность (дрессель)  $L$ , включенная последовательно с нагрузкой  $R_n$ . Для сглаживания пульсаций в нагрузке параллельно ей включен конденсатор фильтра  $C_\phi$ . Ключевой транзистор VT включен

между источником питания  $E_{\Pi}$  и накопительной индуктивностью  $L$ . Схема управления включает или выключает транзистор в зависимости от значения напряжения на нагрузке  $U_{\Pi}$ . При размыкании транзисторного ключа VT ток индуктивности  $L$  протекает через диод VD. Включение в схему диода VD обеспечивает непрерывность тока в индуктивности  $L$  и исключает появление опасных выбросов напряжения на транзисторе VT в момент коммутации.

На рис. 6.31, б приведена эквивалентная схема замещения, в которой ключевой транзистор VT и диод VD заменены перекидным ключом  $S$ . При поступлении управляющего сигнала на базу транзистора VT в положении 1, а при отсутствии управляющего сигнала ключ  $S$  устанавливается в положение 2, обеспечивая непрерывность тока в дросселе  $L$ . В зависимости от значения параметров схемы возможны два режима работы: 1) непрерывного и 2) прерывистого тока в дросселе.

Рассмотрим вначале *режим непрерывного тока* в дросселе  $L$ . Для обеспечения режима непрерывного тока в дросселе его индуктивность должна выбираться по формуле:

$$L_{\phi} \geq TR_{\Pi}(1 - \gamma)/2. \quad (6.10)$$

При включении транзистора VT ключ  $S$  устанавливается в положение 1 и в дросселе  $L$  начинает возрастать ток, достигая своего максимального значения к моменту выключения транзистора VT. Накопление энергии в дросселе  $L$  и конденсаторе фильтра  $C_{\phi}$  приводит к небольшому увеличению напряжения на нагрузке (рис. 6.31, б).

По сигналу, поступившему от схемы управления, транзистор VT запирается, а диод VD отпирается, что соответствует переводу ключа  $S$  в положение 2. Энергия, накопленная в дросселе  $L$  и конденсаторе  $C_{\phi}$  начинает расходоваться в нагрузке, и ток дросселя начинает уменьшаться по линейному закону. Этот спад продолжается вплоть до нового отпираания транзистора VT.

Напряжение на дросселе в период накопления энергии равно  $(E_{\Pi} - U_{\Pi})$ . В момент коммутации дросселя ключом  $S$  напряжение на нем скачком принимает значение  $-U_{\Pi}$ . Полный перепад напряжения на дросселе, таким образом, равен  $E_{\Pi}$ . Напряжение на нагрузке пропорционально коэффициенту заполнения:

$$U_{\Pi} = E_{\Pi} \cdot \gamma.$$

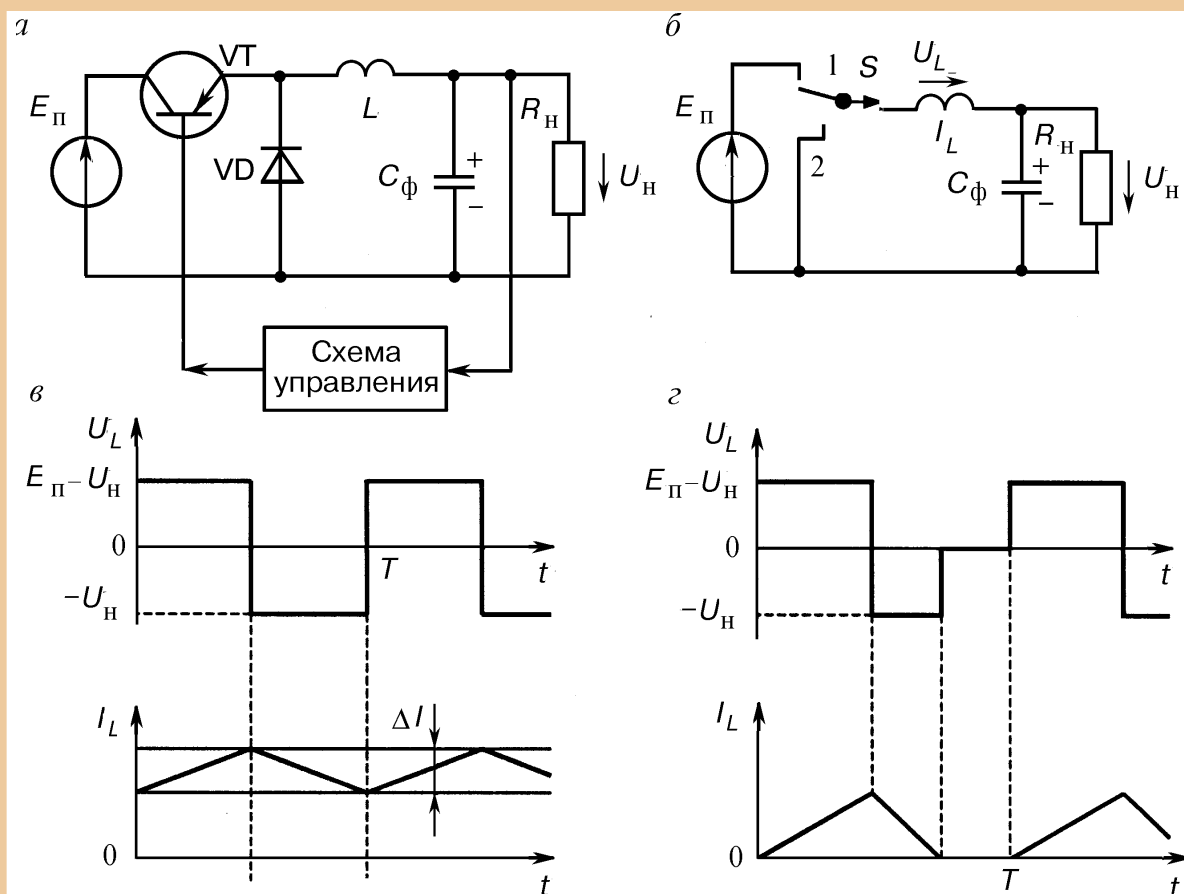


Рис. 6.31. Понижающий импульсный стабилизатор (а), его эквивалентная схема замещения (б), накопление энергии в дросселе и конденсаторе фильтра (в) и форма тока в дросселе (г)

При уменьшении индуктивности дросселя относительно значения, определенного по формуле (6.10), в нем происходит переход в режим прерывистого тока. Форма тока в дросселе в этом режиме приведена на рис. 6.31, г. Когда ток в дросселе спадает до нулевого значения, диод  $VD$  запирается, а сигнал отпирания транзистора  $VT$  еще не поступил, поэтому ключ  $S$  на эквивалентной схеме оказывается не подключенным к контактам 1 или 2, а находится как бы между ними. При этом напряжение на дросселе и ток в нем некоторое время равны нулю. В таком режиме ухудшается использование ключевого транзистора, возрастает требуемая емкость конденсатора фильтра, увеличиваются пульсации тока в дросселе и в нагрузке.

Схема *повышающего импульсного стабилизатора* приведена на рис. 6.32, а. В этой схеме дроссель включен последовательно с ис-

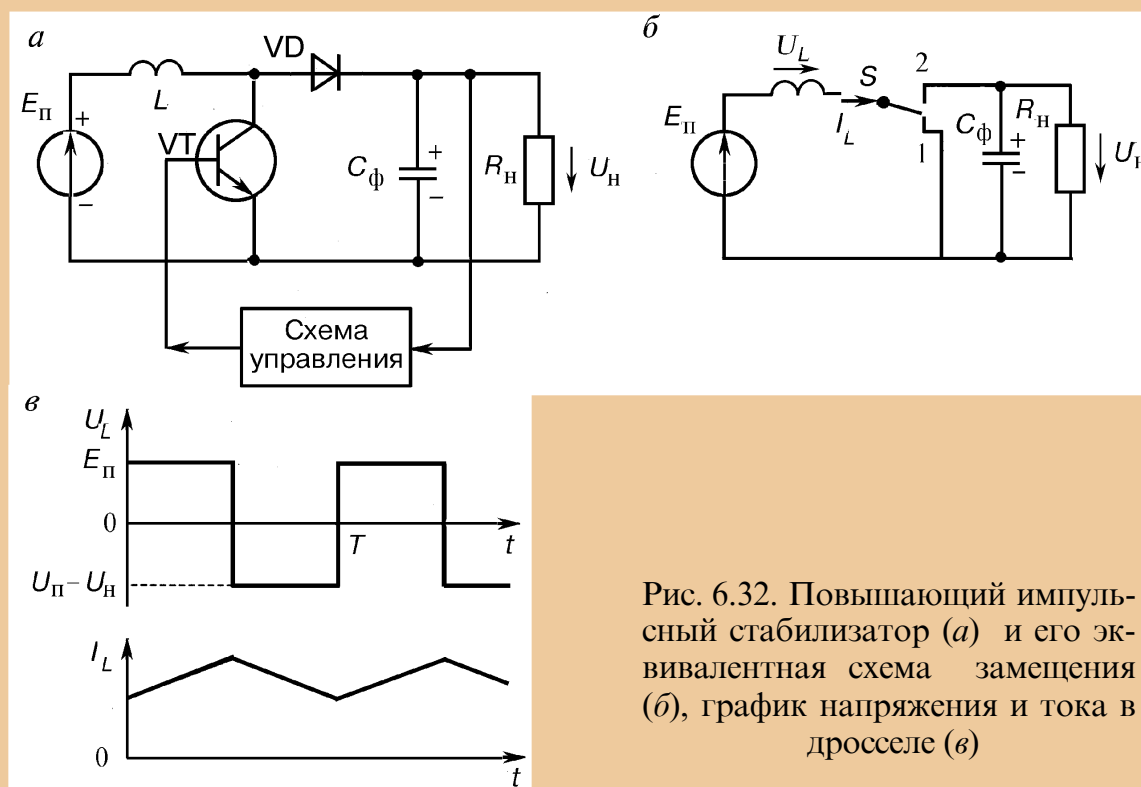


Рис. 6.32. Повышающий импульсный стабилизатор (а) и его эквивалентная схема замещения (б), график напряжения и тока в дросселе (в)

точником питания  $E_{\Pi}$ , а диод  $VD$  последовательно с нагрузкой. Эквивалентная схема замещения приведена на рис. 6,32, б. При включении транзистора  $VT$  ключ  $S$  переводится в положение 1 и дроссель подключается непосредственно к источнику питания  $E_{\Pi}$ . Ток в дросселе начинает линейно нарастать, пока из схемы управления не поступит сигнал на запираение транзистора  $VT$ .

После запираения транзистора  $VT$  избыточная энергия, накопленная в дросселе  $L$ , через открытый диод  $VD$  поступает в нагрузку, подзаряжая конденсатор фильтра  $C_{\Phi}$ . Этому режиму соответствует переключение ключа  $S$  в положение 2, при котором напряжение на дросселе складывается с напряжением источника питания, в результате чего конденсатор фильтра  $C_{\Phi}$  заряжается до напряжения  $U_H > E_{\Pi}$ . Формы тока и напряжения на дросселе  $L$  приведены на рис. 6.32, в. Полный перепад напряжения на дросселе равен  $(U_H - 2E_{\Pi})$ .

Схема *инвертирующего импульсного стабилизатора* приведена на рис. 6.33, а. В этой схеме последовательно с источником питания  $E_{\Pi}$  включен транзистор  $VT$ , а диод  $VD$  включен последова-



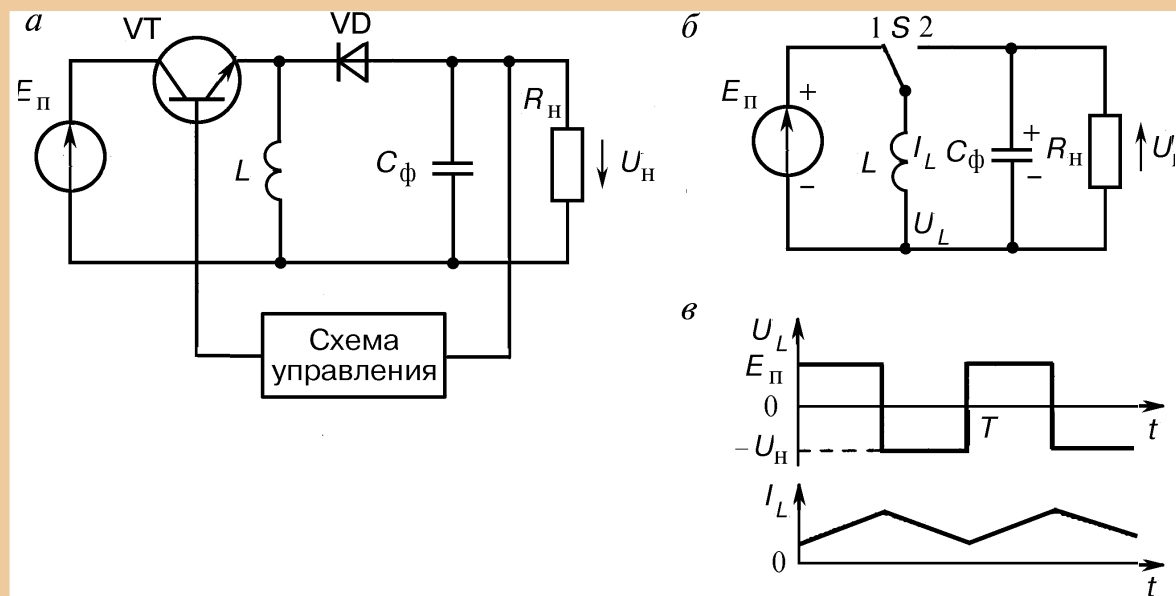


Рис. 6.33. Инвертирующий импульсный стабилизатор (а); его эквивалентная схема (б) и график напряжения и тока в дросселе (в)

тельно с нагрузкой  $R_H$ . Эквивалентная схема инвертирующего стабилизатора напряжения приведена на рис. 6.33, б.

При включенном транзисторе VT ключ  $S$  установлен в положение 1, в результате чего дроссель  $L$  подключается непосредственно к источнику питания  $E_П$  и ток в нем начинает линейно нарастать (рис. 6.33, в). Рост тока происходит до тех пор, пока не поступит сигнал из схемы управления на запирающее транзистора VT. При этом на эквивалентной схеме переключатель  $S$  установится в положение 2 и дроссель  $L$  подключится параллельно нагрузке и конденсатору фильтра  $C_φ$ . Поскольку ток в дросселе после коммутации транзистора VT не меняет своего направления, то полярность напряжения на нагрузке будет обратной полярности источника питания, т.е. происходит инверсия полярности.

### **КЛАССИФИКАЦИЯ, ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ НАЗНАЧЕНИЕ, СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ДИОДОВ, ТРАНЗИСТОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

Классификация современных полупроводниковых приборов по их назначению, физическим свойствам, основным параметрам, конструктивно-технологическим признакам, роду исходного полупроводникового материала находит отражение в системе условных обозначений их типов.

С появлением новых классификационных групп приборов совершенствуется соответственно и система их условных обозначений, которая на протяжении последних 30 лет трижды претерпевала изменения.

#### **I. Полупроводниковые диоды**

Система обозначений современных полупроводниковых диодов и оптоэлектронных приборов установлена отраслевым стандартом ОСТ II 336.919-81 и базируется на ряде классификационных признаков этих приборов.

В основу системы обозначений положен буквенно-цифровой код.

Первый элемент обозначает исходный полупроводниковый материал, на основе которого изготовлен прибор.

Для обозначения исходного материала используются следующие символы:

Г или 1 — для германия или его соединений;

К или 2 — для кремния или его соединений;

А или 3 — для соединений галлия (например, для арсенида галлия);

И или 4 — для соединений индия (например, для фосфида индия).

Второй элемент обозначения — буква, определяющая подкласс (или группу) приборов.

Для обозначения подклассов приборов используется одна из следующих букв:

Д — диодов выпрямительных и импульсных;

Ц — выпрямительных столбов и блоков;  
В — варикапов;  
И — туннельных диодов;  
А — сверхвысокочастотных диодов;  
С — стабилитронов;  
Г — генераторов шума;  
Д — излучающих оптоэлектронных приборов;  
О — оптопар;  
Н — диодных тиристоров;  
У — триодных тиристоров.

Третий элемент обозначения — цифра, определяющая основные функциональные возможности прибора.

Для обозначения наиболее характерных эксплуатационных признаков приборов (их функциональных возможностей) используются следующие цифры применительно к различным подклассам приборов.

#### **Диоды (подкласс Д):**

- 1 — для выпрямительных диодов с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;
- 2 — для выпрямительных диодов с постоянным или средним значением прямого тока более 0,3 А, но не выше 10 А;
- 4 — для импульсных диодов с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс;
- 5 — для импульсных диодов с временем восстановления более 150 нс, но не свыше 500 нс;
- 6 — для импульсных диодов с временем восстановления 30...150 нс;
- 7 — для импульсных диодов с временем восстановления 5...30 нс;
- 8 — для импульсных диодов с временем восстановления 1...5 нс;
- 9 — для импульсных диодов с эффективным «временем жизни» неосновных носителей заряда менее 1 нс.

#### **Выпрямительные столбы и блоки (подкласс Ц):**

- 1 — для столбов с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;
- 2 — для столбов с постоянным или средним значением прямого тока 0,3...10 А;

3 — для блоков с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;

4 — для блоков с постоянным или средним значением прямого тока 0,3...10,0 А.

#### **Варикапы (подкласс В):**

1 — для подстроечных варикапов;

2 — для умножительных варикапов.

#### **Туннельные диоды (подкласс И):**

1 — для усилительных туннельных диодов;

2 — для генераторных туннельных диодов;

3 — для переключаательных туннельных диодов;

4 — для обращенных диодов.

#### **Сверхвысокочастотные диоды (подкласс А):**

1 — для смесительных диодов;

2 — для детекторных диодов;

3 — для усилительных диодов;

4 — для параметрических диодов;

5 — для переключаательных и ограничительных диодов;

6 — для умножительных и настроечных диодов;

7 — для генераторных диодов;

8 — для импульсных диодов.

#### **Стабилитроны (подкласс С):**

1 — для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

2 — для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10...100 В;

3 — для стабилитронов мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;

4 — для стабилитронов мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

5 — для стабилитронов мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10...100 В;

6 — для стабилитронов мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;

7 — для стабилитронов мощностью 5...10 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;

8 — для стабилитронов мощностью 5...10 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10...100 В;

9 — для стабилитронов мощностью 5...10 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В.

#### **Генераторы шума (подкласс Г):**

1 — для низкочастотных генераторов шума;

2 — для высокочастотных генераторов шума.

#### **Излучающие оптоэлектронные приборы (подкласс Л):**

*Источники инфракрасного излучения:*

1 — для излучающих диодов;

2 — для излучающих модулей.

*Приборы визуального представления информации:*

3 — для светоизлучающих диодов;

4 — для знаковых индикаторов;

5 — для знаковых табло;

6 — для шкал;

7 — для экранов.

#### **Оптопары (подкласс О):**

Р — для резисторных оптопар;

Д — для диодных оптопар;

У — для тиристорных оптопар;

Т — для транзисторных оптопар.

#### **Диодные тиристоры (подкласс Н):**

1 — для тиристоров с максимально допустимым значением прямого тока не более 0,3 А;

2 — для тиристоров с максимально допустимым значением прямого тока более 0,3 А, но не свыше 10 А.

#### **Триодные тиристоры (подкласс У):**

*Незапираемые тиристоры:*

1 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А;

2 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии 0,3...10,0 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии 15...100 А;

7 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А.

*Запираемые тиристоры:*

3 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А;

4 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии 0,3...10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии 15...100 А;

8 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А.

*Симметричные тиристоры:*

5 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии не более 0,3 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии не более 15 А;

6 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии 0,3...10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии 15...100 А;

9 — для тиристоров с максимально допустимым значением среднего тока в открытом состоянии более 10 А или с максимально допустимым значением импульсного тока в открытом состоянии более 100 А.

Четвертый элемент — число, обозначающее порядковый номер разработки технологического типа.

Для обозначения порядкового номера разработки используется двухзначное число от 01 до 99. Если порядковый номер разработки превысит число 99, то в дальнейшем используют трехзначное число от 101 до 999.

Пятый элемент — буква, условно определяющая классификацию (разбраковку по параметрам) приборов, изготовленных по единой технологии.



В качестве классификационной литеры используют буквы русского алфавита (за исключением букв: З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Ю, Я, Ь, Ъ, Э).

В качестве дополнительных элементов обозначения используют следующие символы:

цифры 1...9 для обозначения модификаций прибора, приводящих к изменению его конструкции или электрических параметров;

букву С для обозначения сборок — наборов в общем корпусе однотипных приборов, не соединенных электрически или соединенных одноименными выводами;

цифры, написанные через дефис, для обозначения следующих модификаций конструктивного исполнения бескорпусных приборов:

1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя;

2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе (подложке);

3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя (подложки);

4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе (подложке);

5 — с контактными площадками без кристаллодержателя (подложки) и без выводов;

6 — с контактными площадками на кристаллодержателе без выводов;

букву Р после последнего элемента обозначения для приборов с парным подбором, букву Г — с подбором в «четверки», букву К — с подбором в «шестерки».

Таким образом, современная система обозначений вмещает значительный объем информации о свойствах прибора.

### **Примеры обозначения приборов**

ГД107Б — германиевый выпрямительный диод с  $I_{пр.ср.мах} \leq 10$  А, номер разработки 7, группа Б;

2Ц202Г — столб выпрямительный из кремниевых диодов с  $0,3 \text{ А} < I_{пр.ср.мах} \leq 10 \text{ А}$ , номер разработки 2, группа Г;

КУ202Н — кремниевый незапираемый триодный тиристор с  $0,3 \text{ А} < I_{пр. ср. мах} \leq 10 \text{ А}$  и  $15 \text{ А} < I_{осп} \leq 100 \text{ А}$ , номер разработки 2, группа Н.

## **II. Транзисторы**

Система условных обозначений современных типов транзисторов (кроме силовых) установлена отраслевым стандартом ОСТ II 336.919-81. В основу системы обозначений положен буквенно-цифровой код.

Первый элемент обозначает исходный полупроводниковый материал, на основе которого изготовлен транзистор. При этом используют буквы или цифры:

Г или 1 — для германия или его соединений;

К или 2 — для кремния или его соединений;

А или 3 — для соединений галлия (практически для арсенида галлия);

И или 4 — для соединений индия.

Второй элемент — буква, определяющая подкласс (или группу) транзистора. Для биполярных транзисторов — буква Т, а для полевых — П.

Третий элемент — цифра, определяющая функциональные возможности транзистора по допустимой рассеиваемой мощности и частотным свойствам. Для обозначения функциональных возможностей применяются следующие цифры:

- для транзисторов *малой мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью не более 0,3 Вт):

1 — низкой частоты, с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой (далее — граничной частотой) не более 3 МГц;

2 — средней частоты, с граничной частотой более 3, но не более 30 МГц;

3 — высокой и сверхвысокой частот, с граничной частотой более 30 МГц;

- для транзисторов *средней мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью более 0,3 Вт, но не более 1,5 Вт):

4 — низкой частоты, с граничной частотой не более 3 МГц;

5 — средней частоты, с граничной частотой более 3, но не более 30 МГц;

6 — высокой и сверхвысокой частот, с граничной частотой более 30 МГц;

- для транзисторов *большой мощности* (с максимальной рассеиваемой мощностью более 1,5 Вт):

7 — низкой частоты, с граничной частотой не более 3 МГц;

8 — средней частоты, с граничной частотой более 3, но не более 30 МГц;

9 — высокой и сверхвысокой частот, с граничной частотой более 30 МГц.

В настоящем справочнике к транзисторам высокой частоты отнесены транзисторы с граничной частотой более 30, но не более 300 МГц, а к транзисторам СВЧ — с граничной частотой более 300 МГц.

Четвертый элемент — число, обозначающее порядковый номер разработки транзистора.

Пятый элемент — буква, условно определяющая классификацию транзисторов по параметрам.

Для бескорпусных приборов в состав обозначения дополнительно через дефис вводится цифра, характеризующая соответствующую модификацию конструктивного исполнения:

- 1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя (подложки);
- 2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя (подложки);
- 4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 5 — с контактными площадками без кристаллодержателя (подложки) и без выводов;
- 6 — с контактными площадками на кристаллодержателе (подложке), но без выводов.

Система условных обозначений силовых транзисторов отличается от описанных систем. В соответствии с этой системой приняты следующие обозначения.

Первый элемент (у некоторых типов транзисторов он может отсутствовать) — цифра, обозначающая исходный полупроводниковый материал, на основе которого изготовлен транзистор:

- 1 — германий;
- 2 — кремний;
- 3 — арсенид галлия;
- 4 — карбид кремния.

Второй элемент — буквы: ТК, ТКД или ТКП, обозначающие вид прибора (декретный биполярный, составной биполярный и полевой транзисторы, соответственно).

Третий элемент — цифра, обозначающая порядковый номер разработки (модификации) .

Четвертый элемент — цифра, определяющая размер корпуса для каждого конструктивного исполнения.

Пятый элемент — цифра, обозначающая конструктивное исполнение корпуса:

- 1 — штыревое с гибкими выводами;
- 2 — штыревое с жесткими выводами;
- 3 — таблеточное;
- 4 — под запрессовку;
- 5 — фланцевое.

Конструктивные исполнения, отличные от указанных, обозначаются цифрами от 6 до 9.

Шестой элемент — отделенное дефисом число, соответствующее максимально допустимому значению постоянного тока коллектора (стока) в амперах.

Седьмой элемент — отделенное дефисом число, определяющее условное обозначение класса транзистора по максимально допустимому постоянному напряжению «коллектор-эмиттер» при отключенной базе (или по напряжению «сток-исток»).

### III. Интегральные схемы

Система условных обозначений современных интегральных схем установлена ГОСТ 17467-88. В соответствии с этим ГОСТ по конструктивно-технологическому исполнению микросхемы подразделяются на три группы, которым присвоены следующие обозначения:

1; 5; 7 — полупроводниковые;

2; 4; 6; 8 — гибридные;

3 — прочие (пленочные, вакуумные, керамические и т.д.).

Условное обозначение типа интегральной схемы состоит из четырех элементов.

Первый элемент — цифра, указывающая конструктивно-технологическое исполнение микросхемы (полупроводниковая, гибридная);

второй элемент — две цифры, обозначающие порядковый номер разработки серии микросхем (от 00 до 99);

третий элемент — две буквы, обозначающие функциональное назначение микросхемы;

четвертый элемент — порядковый номер разработки микросхем по функциональному признаку в данной серии.

В зависимости от количества элементов на одном кристалле площадью в 1 мм<sup>2</sup> микросхемы делятся на простые интегральные схемы (МИС), средней интеграции элементов (СИС), большие интегральные схемы (БИС) и сверхбольшие ИС (СБИС): МИС — число элементов до 100, СИС — до 1000, БИС — до 10 000 и СБИС — более 10 000.

В соответствии с ГОСТ микросхемы по функциональному назначению обозначаются следующим образом:

1. Генераторы: гармонических сигналов — ГС; прямоугольных сигналов — ГГ; линейно-изменяющихся сигналов — ГЛ; сигналов специальной формы — ГФ; прочие — ГП.

2. Детекторы: амплитудные — ДА; импульсные — ДИ; частотные — ДС; фазовые — ДФ; прочие — ДП.

3. Коммутаторы и ключи: тока — КТ; напряжения — КН; прочие — КП.

4. Логические элементы: элемент И-НЕ-ЛА; элемент ИЛИ-НЕ-ЛЕ; элемент -ЛИ; элемент ИЛИ-ЛЛ; элемент НЕ-ЛН; элемент И-ИЛИ-ЛС; элемент И-НЕ и ИЛИ-НЕ-ЛБ; элемент И-ИЛИ-НЕ-ЛР; элемент И-ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ - ЛК; элемент ИЛИ-НЕ/И-ИЛИ-ЛК; расширители — ЛД; прочие — ЛП.

5. Модуляторы: амплитудные — МА; частотные — МС; фазовые — МФ; импульсные — МИ; прочие — МП.

6. Преобразователи: частоты — ПС; фазы — ПФ; длительности — ПД; напряжения — ПН; мощности — ПМ; уровня (согласователи) — ПУ; код-аналог — ПА; аналог-код — ПВ; код-код — ПР; прочие — ПП.

7. Вторичные источники питания: выпрямители — ЕВ; преобразователи — ЕМ; стабилизаторы напряжения — ЕН; стабилизаторы тока — ЕТ; прочие — ЕП.

8. Схемы задержки: пассивные — БМ; активные — БР; прочие — БП.

9. Схемы селекции и сравнения: амплитудные (уровня сигнала) — СА; временные — СВ; частотные — СС; фазовые — СФ; прочие — СП.

10. Триггеры: ИК-типа — ТВ; R-типа — ТР; Д-типа — ТН; Т-типа — ТТ; динамические — ТД; Шмитта — ТЛ; комбинированные (типа ТД, ТР и др.) — ТК; прочие — ТП.

11. Усилители: высокой частоты — УВ; промежуточной частоты — УР; низкой частоты — УН; импульсных сигналов — УИ; повторители — УЕ; считывания и воспроизведения — УЛ; индикации — УМ; постоянного тока — УТ; операционные и дифференциальные — УД; прочие — УЛ.

12. Фильтры: верхних частот — ФВ; нижних частот — ФН; полосовые — ФЕ; режекторные — ФР; прочие — ФП.

13. Формирователи: импульсов прямоугольной формы — АГ; импульсной специальной формы — АФ; адресных токов — АА; разрядных токов — АР; прочие — АП.

14. Элементы запоминающих устройств — матрицы-накопители: ОЗУ — РМ; ПЗУ — РВ; ОЗУ со схемами управления — РУ; ПЗУ (масочные) со схемами управления — РЕ; ПЗУ со схемами управления с однократным программированием — РТ; ПЗУ со схемами управления и с многократным программированием — РР; АЗУ со схемами управления — РА; прочие — РП.

15. Элементы арифметических и дискретных устройств: регистры — ИР; сумматоры — ИМ; полусумматоры — ИЛ; счетчики — ИЕ; шифраторы — ИВ; дешифраторы — ИД; комбинированные — ИК; прочие — ИП.

16. Многофункциональные: аналоговые — ХА; цифровые — ХЛ; комбинированные — ХК; прочие — ХП.

17. Микросборки, наборы элементов: диодов — НД; транзисторов — НТ; резисторов — НР; конденсаторов — НЕ; комбинированные — НК; прочие — НП.

Условия применения микросхем, их функциональные и энергетические характеристики, а также размеры кристаллов, методы их монтажа и защиты от внешних воздействующих факторов и используемые при этом материалы способствовали развитию широкой номенклатуры корпусов микросхем. В частности, для логических микросхем существует шесть типов корпусов. Каждый тип в зависимости от конструктивных особенностей подразделяется на несколько (от двух до пяти) подтипов; их отличия — в размерах, количестве и расположении выводов — формируют целую гамму типоразмеров корпусов. Так, корпуса второго типа (Д1Р) имеют более полусотни типоразмеров.

Условное обозначение корпусов микросхем состоит из шифра типоразмера, включающего подтип корпуса, и двухзначного числа, обозначающего порядковый номер типоразмера, а также цифрового индекса количества выводов или выводных площадок и порядкового регистрационного номера корпуса.

<b>4. Генераторы и формирователи сигналов.....</b>	<b>186</b>
4.1. Генераторы синусоидальных колебаний .....	186
4.1.1. Генераторы <i>LC</i> -типа ( <i>LC</i> -генераторы) .....	188
4.1.2. Кварцевые генераторы .....	190



## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций. СПб.: «КОРОНА принт», 1998. 400 с.
2. Бервинов В.И. Электроника, микроэлектроника, автоматика на железнодорожном транспорте: Учеб. для техн. ж.-д. трансп. М.: Транспорт, 1987. 223 с.
3. Бервинов В.И. Электронная и микропроцессорная техника на подвижном составе: Учеб. пособие для учебных заведений ж.-д. трансп. М.: УМК МПС России, 1997. 216 с.
4. Браммер Ю.А., Пащук И.Н. Импульсная техника. М.: Высшая школа, 1985. 320 с.
5. Королев Г.В. Электронные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1991. 256 с.
6. Игумнов Д.В., Королев Г.В., Громов И.С. Основы микроэлектроники. М.: Высшая школа, 1991. 254 с.
7. Коломбет Е.А., Юркович К., Зодл Я. Применение аналоговых микросхем. М.: Радио и связь, 1990. 400 с.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / Пер. с англ. В 3-х т. М.: Мир, 1993.
9. Шило В.И. Популярные цифровые микросхемы. М.: Радио и связь, 1989. 352 с.
10. Преснухин Л.Н., Воробьев Н.В., Шишкевич А.А. Расчет элементов цифровых устройств. М.: Высшая школа, 1991. 526 с.
11. Изъюрова Г.И., Королев Г.В., Терехов В.А. и др. Расчет электронных схем. М.: Высшая школа, 1987. 326 с.
12. Усатенко С.Т., Каченюк Т.К., Терехова М.В. Выполнение электрических схем по ЕСКД. М.: Издательство стандартов, 1989. 325 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ПРЕДИСЛОВИЕ</b>	<b>3</b>
<b>1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ НАЗНАЧЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ИЗДЕЛИЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ</b>	<b>4</b>
1.1. Полупроводники	4
1.2. Электронно-дырочной переход (p-n переход)	11
1.3. Полупроводниковые диоды	18
1.4. Биполярные транзисторы	23
1.5. Полевые транзисторы	31
1.6. Элементы интегральных схем	39
1.7. Силовые полупроводниковые приборы	44
<b>2. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА — УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ</b>	<b>53</b>
2.1. Основные параметры и характеристики	53
2.2. Усилители на биполярных транзисторах	58
2.3. Усилители на полевых транзисторах	69
2.4. Усилители с обратной связью	73
2.5. Усилители мощности	86
2.6. Усилители постоянного тока	94
2.7. Дифференциальные усилители	96
2.8. Операционные усилители	102
<b>3. ОСНОВЫ ЦИФРОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ</b>	<b>110</b>
3.1. Сигналы цифровых устройств	110
3.2. Алгебра логики	114
3.3. Транзисторные ключи	120
3.3.1. Ключи на биполярных транзисторах	120
3.3.2. МДП-транзисторные ключи	122
3.4. Логические интегральные микросхемы	125
3.4.1. Общие сведения	125
3.4.2. Базовые элементы логических интегральных микросхем	127
3.5. Комбинационные устройства	134
3.5.1. Дешифраторы и шифраторы	134
3.5.2. Распределители и коммутаторы	138
3.5.3. Цифровой компаратор	140
3.6. Последовательностные устройства	142
3.6.1. Триггеры. Общие сведения	142
3.6.2. Транзисторные триггеры	143
3.6.3. Интегральные триггеры	146

3.6.4. Счетчики	158
3.6.5. Регистры	171
3.7. Полупроводниковые запоминающие устройства	175
<b>4. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ</b>	<b>186</b>
4.1. Генераторы синусоидальных колебаний	186
4.1.1. Генераторы LC-типа (LC-генераторы)	188
4.1.2. Кварцевые генераторы	190
4.1.3. Генераторы RC-типа (RC-генераторы)	192
4.2. Генераторы прямоугольных импульсов	194
4.3. Генераторы линейно изменяющегося напряжения и тока	202
<b>5. УСТРОЙСТВА И ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ</b>	<b>210</b>
5.1. Автоматические системы:	
основные определения, функциональные схемы	210
5.2. Датчики различной физической природы	213
5.3. Аналоговые компараторы	221
5.4. Устройства сопряжения микропроцессорных систем с объектами	223
5.4.1. Аналого-цифровые преобразователи	223
5.4.2. Цифро-аналоговые преобразователи	232
5.5. Релейные схемы	236
5.5.1. Электромагнитные контактные реле.	
Общие сведения и основные параметры	236
5.5.2. Электронные реле	237
5.5.3. Фотоэлектронные реле	244
5.5.4. Электронные реле на тиристорах	247
5.6. Магнитные усилители, их назначение и классификация	250
5.7. Микропроцессоры	258
<b>6. ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ</b>	<b>267</b>
6.1. Выпрямители	267
6.1.1. Определение и параметры выпрямителя	267
6.1.2. Схемы выпрямителей	269
6.2. Сглаживающие фильтры	280
6.2.1. Активные фильтры на транзисторах	280
6.2.2. Активные фильтры на операционных усилителях	282
6.3. Стабилизаторы напряжения	286
6.3.1. Виды стабилизаторов и основные характеристики	286
6.3.2. Параметрические стабилизаторы напряжения	289
6.3.3. Стабилитронные интегральные микросхемы (СИМС)	301

6.4. Компенсационные стабилизаторы напряжения	306
6.4.1. Компенсационные стабилизаторы напряжения на транзисторах	306
6.4.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения на операцион- ных усилителях	309
6.5. Импульсные источники питания	312
6.5.1. Виды и особенности импульсных источников питания	312
Сравнительные характеристики импульсных и линейных ИВЭП	313
6.5.2. Импульсные стабилизаторы напряжения	317
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ</b>	<b>322</b>
<b>КЛАССИФИКАЦИЯ, ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ НАЗНАЧЕНИЕ, СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ДИОДОВ, ТРАНЗИСТОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ</b>	<b>322</b>
<b>СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ</b>	<b>333</b>

*Учебное издание*

**Станислав Дмитриевич Дунаев**

канд. техн. наук, доцент

**ЭЛЕКТРОНИКА, МИКРОЭЛЕКТРОНИКА  
И АВТОМАТИКА**

*Учебник для техникумов и колледжей  
железнодорожного транспорта*

Редактор *С.С. Осипов*

Корректор *И.А. Хечумян*

Компьютерная верстка *Е.Н. Солина*

---

Изд. лиц. ИД № 04598 от 24.04.2001 г.

Подписано в печать 08.09.2003 г.

Формат 60×88<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Усл.-печ. л. 21 Тираж 9000 экз.

Издательство «Маршрут», 107078, Москва, Басманный пер., д. 6

---

ISBN 5-89035-113-3

