

## 4. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

### 4.1. Элементная база современных электронных устройств

#### 4.1.1. Этапы развития электронных устройств

Электронное устройство - это изделие и его составные части, в основу функционирования которых положены принципы электроники.

Электроника - область науки, техники и производства, охватывающая исследование и разработку электронных устройств и принципов их использования. В основе развития электроники лежит непрерывное усложнение функций, выполняемых электронными устройствами. На определенных этапах становится невозможным решать новые задачи электронными устройствами предыдущего поколения, или устройствами на основе существующей элементной базы, например с помощью электронных ламп или дискретных транзисторов. Таким образом, появляются предпосылки для дальнейшего совершенствования элементной базы. Основными факторами, вызывающими необходимость разработки электронного устройства на новой элементной базе, являются надежность, габаритные размеры, масса, стоимость и мощность.

В зависимости от применяемой элементной базы можно выделить четыре основных поколения развития электронных устройств.

Первое поколение электроники (1904 - 1950) характерно тем, что основу элементной базы электронных устройств составляли электровакуумные приборы. В таких приборах рабочее пространство, изолированное газонепроницаемой оболочкой, имеет высокую степень разрежения или заполнено специальной рабочей средой (парами или газами); действие таких приборов основано на использовании электрических явлений в вакууме или газе. В соответствии с характером рабочей среды электровакуумные приборы подразделяют на электронные и ионные. Электронный электровакуумный прибор - это прибор, в котором электрический ток создается только свободными электронами. Ионный электровакуумный прибор - прибор с электрическим разрядом в газе или парах.

Этот прибор называют также газоразрядным. Семейство электронных электровакуумных приборов обширно и объединяет такие группы, как электронные лампы, электронно-лучевые приборы, электровакуумные фотоэлектрические приборы и др. Наиболее широко в элементной базе электронных устройств первого поколения применились электронные лампы - электровакуумные приборы, предназначенные для различного рода преобразований электрического тока. Электронные устройства, выполненные на лампах, имели сравнительно большие габаритные размеры и массу. Число элементов в единице объема (плотность монтажа) электронных устройств первого поколения составляло  $\gamma = 0,001 \dots 0,003$  элементов/см<sup>3</sup>. Сборка таких электронных устройств осуществлялась, как правило, вручную, путем соединения электрова-

куумных приборов между собой и с соответствующими пассивными элементами (резистивными, индуктивными и емкостными) при помощи проводов.

Второе поколение электронных приборов (1950 - начало 1960-х гг.) характеризуется применением в качестве основной элементной базы дискретных полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов и тиристоров). Сборка электронных устройств второго поколения осуществлялась обычно автоматически с применением печатного монтажа, при котором полупроводниковые приборы и пассивные элементы располагаются на печатной плате - диэлектрической пластине с металлизированными отверстиями для подсоединения полупроводниковых приборов и пассивных элементов, соединенными между собой проводниками. Проводники выполнялись путем осаждения медного слоя на плату по заранее заданному печатному рисунку, соответствующему определенной электронной схеме. Плотность монтажа электронных устройств второго поколения за счет применения малогабаритных элементов составляла  $\gamma = 0,5$  элементов/см<sup>3</sup>.

Появление полупроводниковых приборов ознаменовало начало научно-технической революции, развитие которой все более ускоряющимися темпами продолжается и в настоящее время.

Третье поколение электронных устройств (1960-1980) связано с бурным развитием микроэлектроники - раздела электроники, охватывающего исследование и разработку качественно нового типа электронных приборов и принципов их применения. Основой элементной базы этого поколения электронных устройств стали интегральные микросхемы и микросборки.

Интегральная микросхема, или интегральная схема (ИС), представляет собой совокупность нескольких взаимосвязанных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и т.д.), изготовленных в едином технологическом цикле, т.е. одновременно, на одной и той же несущей конструкции (подложке), и выполняющих определенную функцию преобразования информации. Микросборка представляет собой ИС, в состав которой входят однотипные элементы (например, только диоды или только резисторы).

Широкое развитие находит блочная конструкция электронных устройств - набор печатных плат, на которых монтируют и микросборки. Плотность монтажа электронных устройств третьего поколения  $\gamma = 50$  элементов/см<sup>3</sup>.

Этот этап развития электронных устройств характеризуется не только резким уменьшением габаритных размеров, массы и энергопотребления, но и резким повышением их надежности, в том числе за счет сведения к минимуму ручного труда при изготовлении электронных устройств.

Четвертое поколение (с 1980 г. по настоящее время) характеризуется дальнейшей микроминиатюризацией электронных устройств на базе применения больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем, когда уже отдельные функциональные блоки выполняются в одной интегральной схеме. Плотность монтажа электронных устройств четвертого поколения  $\gamma = 1000$

элементов/см<sup>3</sup> и выше. Основой БИС и СБИС составляют элементы, принцип действия которым основан на использовании свойств прохождения электрического тока через полупроводниковые материалы. По числу содержащихся в корпусе микросхемы элементов различают следующие степени интеграции:

первая степень — от 1 до 10 элементов;

вторая — от 10 до 10<sup>2</sup>;

третья — от 10<sup>2</sup> до 10<sup>3</sup>;

четвертая — от 10<sup>3</sup> до 10<sup>4</sup>;

пятая — от 10<sup>4</sup> до 10<sup>5</sup>;

шестая — от 10<sup>5</sup> до 10<sup>6</sup>;

седьмая — от 10<sup>6</sup> до 10<sup>7</sup>;

восьмая — от 10<sup>7</sup> до 10<sup>8</sup> элементов.

Термин «большие интегральные схемы» (БИС), соответствует степеням интеграции, начиная с четвертой-пятой.

#### 4.1.2. Полупроводниковые диоды

Полупроводники являются широким классом материалов, которые по своей электропроводности занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. При комнатной температуре удельное сопротивление, Ом·м, проводников - 10<sup>8</sup>...10<sup>5</sup>, полупроводников - 10<sup>6</sup>...10<sup>8</sup> и диэлектриков - 10<sup>7</sup>...10<sup>17</sup>.

Наиболее широкое распространение получили полупроводниковые элементы германий (Ge) и кремний (Si), расположенные в четвертой группе периодической системы химических элементов Д.И. Менделеева, а также некоторые соединения - арсенид галлия (GaAs), окись цинка (ZnO) и т.д.

Полупроводниковые материалы четвертой группы образуют кристаллическую решетку с парными ковалентными связями между атомами кристаллической решетки. Число ковалентных парных связей равно числу валентных электронов, т.е. четырем (рис. 4.1, а).

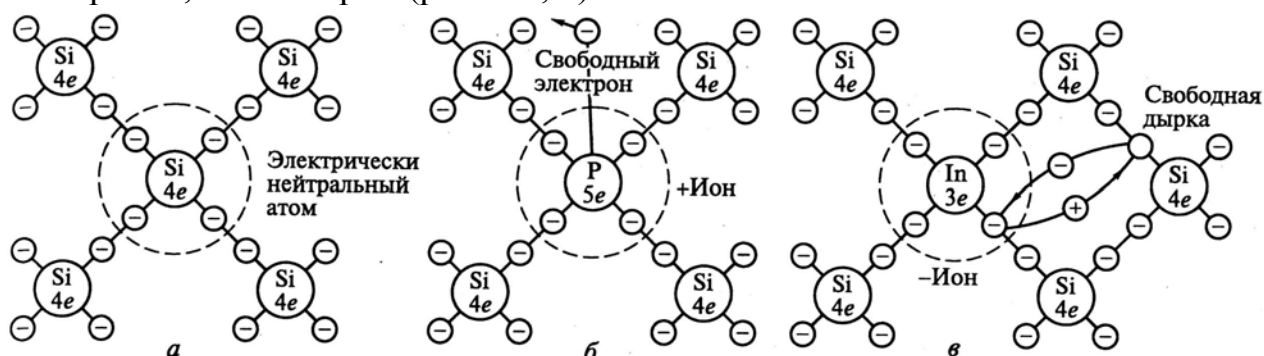


Рис. 4.1. Атомная структура полупроводников:

а - чистый полупроводник; б - электропроводность *n*-типа;

в - электропроводность *p*-типа

При температуре  $T = 0^\circ \text{K}$  в чистом полупроводнике отсутствуют носители электрического заряда. При повышении температуры некоторые ковалентные связи в кристаллической решетке нарушаются, что обусловлено температурными колебаниями атомов. При этом выделяются носители зарядов двух типов: отрицательные - электроны и положительные - дырки. Таким образом, при воздействии температуры в полупроводнике появляются носители электрических зарядов двух знаков.

Процесс образования носителей заряда под воздействием температуры называется термогенерацией носителей. Обратный процесс называется рекомбинацией носителей. В количественном отношении носители заряда в полупроводнике взаимно компенсируют друг друга. Электропроводность полупроводника, обусловленная образованием носителей заряда под действием температуры, называется собственной.

Электропроводность  $n$ -типа. Сильное влияние на электропроводность полупроводников оказывают примеси. Если в полупроводниковый материал четвертой группы периодической системы добавить в виде примеси материал из пятой группы (например, фосфор), то четыре валентных электрона примеси образуют ковалентные связи с четырьмя валентными электронами полупроводника, а пятый валентный электрон примеси такой связи не образует, т.е. появляются носители электрического заряда - свободные электроны, которые могут свободно перемещаться по объему полупроводника.

Электропроводность полупроводника, обусловленная носителями электрического заряда отрицательного знака, т.е. свободными электронами, носит название электропроводности  $n$ -типа, а полупроводник, реализующий электропроводность  $n$ -типа, называется полупроводником  $n$ -типа (рис. 4.1, б). Примесь, которая обуславливает электропроводность  $n$ -типа, называется донорной (отдающей). При образовании свободного электрона атом примеси приобретает положительный заряд и становится неподвижным ионом.

Электропроводность  $p$ -типа. Если в полупроводниковый материал четвертой группы периодической системы добавить в виде примеси материал из третьей группы (например, индий), то три валентных электрона примеси образуют ковалентные связи с тремя валентными электронами полупроводника. Недостающий валентный электрон для образования ковалентной связи легко притягивается атомом примеси от одного из соседних атомов полупроводника. На месте разорванной ковалентной связи образуется носитель электрического заряда положительного знака (дырка), а атом примеси при этом приобретает отрицательный заряд и становится неподвижным ионом.

Электропроводность полупроводника, обусловленная носителями электрического заряда положительного знака, т.е. свободными дырками, носит название электропроводности  $p$ -типа, а полупроводник, реализующий электропроводность  $p$ -типа, называется полупроводником  $p$ -типа (рис. 4.1, в). При-

месь, которая обуславливает электропроводность  $p$ -типа, называется акцепторной (принимающей).

Носители электрического заряда, образующиеся в результате добавления примеси в полупроводник, количественно преобладают над носителями заряда, получаемыми в результате процесса термогенерации, поэтому электроны в  $n$ -полупроводнике и дырки в  $p$ -полупроводнике носят название основных носителей электрического заряда. В свою очередь, электроны в  $p$ -полупроводнике и дырки в  $n$ -полупроводнике, носят название неосновных носителей электрического заряда.

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом, имеющим два вывода. В качестве выпрямляющего электрического перехода используется электронно-дырочный ( $p-n$ ) переход (П), разделяющий  $p$  и  $n$  области кристалла полупроводника (рис. 4.2).

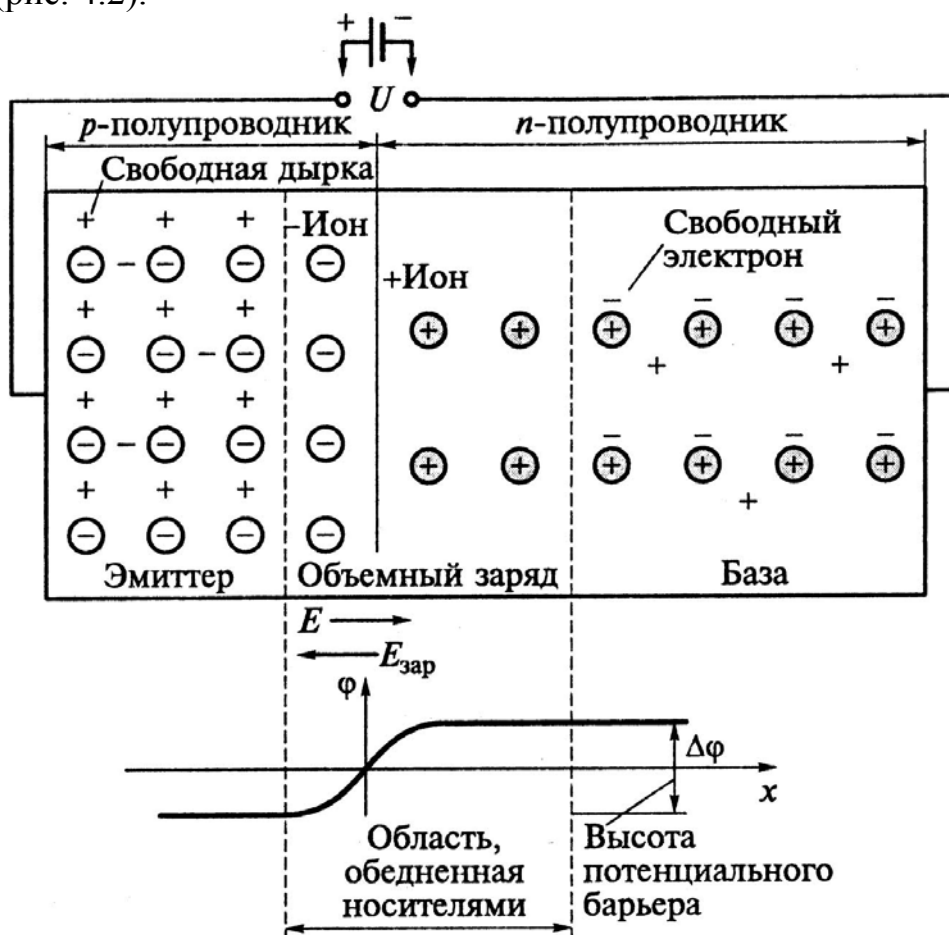


Рис. 4.2. Схема включения полупроводникового диода и пространственное распределение объемных зарядов  $p-n$  перехода в отсутствие внешнего напряжения

К  $p$  и  $n$  областям кристалла привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус.

По конструктивному выполнению различают точечные и плоскостные диоды. Широкое применение диоды получили в источниках вторичного электропитания (выпрямителях). Одна из полупроводниковых областей кристалла, имеющая более высокую концентрацию примесей (а, следовательно, и основных носителей заряда), называется эмиттером, а вторая, с меньшей концентрацией, - базой. Если эмиттером является  $p$ -область, для которой основными носителями заряда служат дырки, а базой -  $n$ -область (основные носители заряда - электроны), то выполняется условие  $p_p \gg n_n$ , где  $p_p$  - дырки в  $p$ -области;  $n_n$  - электроны в  $n$ -области.

Дырки в  $n$ -области, где они являются неосновными носителями зарядов, обозначают  $p_n$ .

Принцип работы диода. При отсутствии внешнего напряжения, приложенного к выводам диода, в результате встречной диффузии дырок (из  $p$  в  $n$  область) и электронов (из  $n$  в  $p$  область) в объеме полупроводникового кристалла, расположенного вблизи границы раздела двух областей с различной проводимостью, окажутся не скомпенсированными заряды неподвижных ионов примесей (акцепторов для  $p$ -области и доноров для  $n$ -области), которые по обе стороны раздела полупроводникового кристалла создадут область объемного заряда (см. рис. 4.2). Для сохранения электрической нейтральности полупроводниковой структуры число диффундируемых через  $p-n$  переход основных носителей заряда из одной области должно равняться числу диффундируемых основных носителей заряда из другой области. С учетом того, что концентрация электронов  $n_n$  в базе значительно меньше концентрации дырок  $p_p$  в эмиттере, область объемного заряда со стороны базы будет больше, чем со стороны эмиттера. Образованный в результате встречной диффузии объемный заряд создает напряженность  $E_{зар}$  электрического поля, препятствующего дальнейшей встречной диффузии основных носителей зарядов.

Диффузия практически прекращается, когда энергия носителей заряда недостаточна, чтобы преодолеть созданный потенциальный барьер.

Если к выводам диода приложить прямое напряжение, то создаваемая им напряженность  $E$  электрического поля будет противоположна направлению напряженности  $E_{зар}$  объемного заряда. В область базы (по мере возрастания напряжения  $U$ ) будет вводиться (инжектировать) все большее число дырок, являющихся не основными для  $n$ -области базы носителями заряда, ко-

торые и образуют прямой ток диода  $I$ . Встречной инжекцией  $n_n$  в область эмиттера можно пренебречь, учитывая, что  $p_p \gg n_n$ .

Если к выводам диода приложить обратное напряжение  $-U$ , то создаваемая им напряженность  $-E$  электрического поля, совпадая по направлению с напряженностью  $E_{зар}$  объемного заряда, повышает потенциальный барьер и препятствует переходу основных носителей заряда в соседнюю область. Однако суммарная напряженность электрических полей способствует извлечению (экстракции) неосновных носителей заряда:  $n_p$  - из  $p$  в  $n$ -область и  $p_n$  - из  $n$  - в  $p$ -область, которые и образуют обратный ток  $p-n$  перехода. Число неосновных носителей заряда значительно изменяется при изменении температуры, возрастая с ее повышением, поэтому обратный ток, образованный за счет неосновных носителей, называют тепловым током  $I_{обр}$ .

Вольтамперная характеристика диода имеет вид, приведенный на рис. 4.3 (сплошная линия), и определяется следующим выражением:

$$I = I_{обр} \left( e^{\frac{U_\partial}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (4.1)$$

где  $U_\partial$  - напряжение на  $p-n$  переходе;  $\varphi_T = kT/q$  - температурный потенциал (при  $T = 300$  К,  $\varphi_T = 0,025$  В). Здесь  $k$  - постоянная Больцмана;  $T$  - абсолютная температура;  $q$  - заряд электрона.

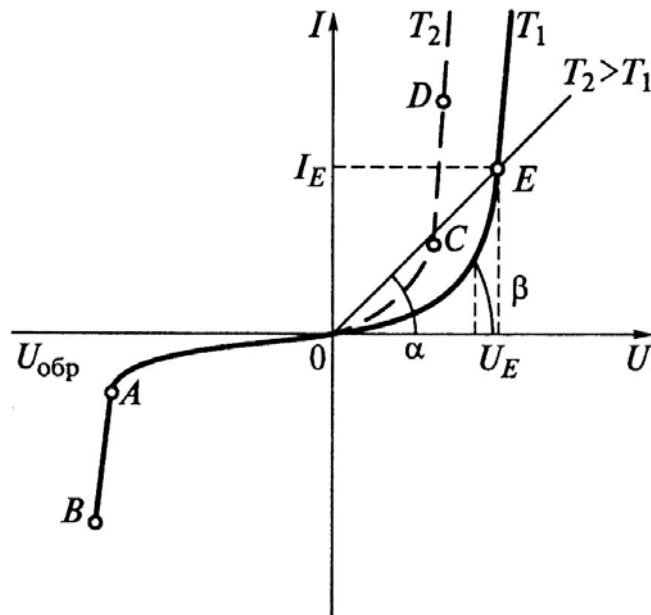


Рис. 4.3. Вольтамперная характеристика полупроводникового диода

Формула (4.1) соответствует ВАХ идеального  $p-n$  перехода и не отражает некоторых свойств реального диода.

При определенном значении напряжения  $U_{обр}$  начинается лавинообразный процесс нарастания тока  $I_{обр}$ , соответствующий электрическому пробоем  $p-n$  перехода (отрезок  $AB$  на рис. 4.3). Если в этот момент ток не ограничить, то электрический пробой переходит в тепловой (участок ВАХ после точки  $B$ ). Такая последовательность лавинообразного процесса нарастания тока  $I_{обр}$  характерна для кремниевых диодов. Для германиевых диодов с увеличением обратного напряжения тепловой пробой  $p-n$  перехода наступает практически одновременно с началом лавинообразного процесса нарастания тока  $I_{обр}$ . Электрический пробой обратим, т.е. после уменьшения напряжения  $U_{обр}$  работа диода соответствует пологому участку обратной ветви ВАХ. Тепловой пробой необратим, так как разрушает  $p-n$  переход.

Прямой ток диода также зависит от температуры окружающей среды, возрастая с ее повышением, хотя и в значительно меньшей степени, чем обратный ток. Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ диода служит температурный коэффициент напряжения,  $K^{-1}$ ,

$$TKH = \frac{\Delta U}{U \Delta T},$$

который показывает относительное изменение прямого напряжения за счет изменения температуры на  $1^\circ \text{K}$  при некотором значении прямого тока.

Сопротивления и емкости диода. Полупроводниковый диод характеризуется статическим и дифференциальным (динамическим) сопротивлениями, легко определяемыми по ВАХ. Дифференциальное сопротивление численно равно отношению бесконечно малого приращения напряжения к соответствующему приращению тока в заданном режиме работы диода и может быть определено графически как тангенс угла наклона касательной в рассматриваемой рабочей точке  $E$  к оси абсцисс (рис. 4.3):

$$R_{диф} = \frac{\partial U}{\partial I} \cong \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{m_U}{m_I} \text{ctg } \beta,$$

где  $\Delta U$  и  $\Delta I$  - конечные приращения напряжения и тока вблизи рабочей точки  $E$ ;  $m_I$  и  $m_U$  - масштабы осей тока и напряжения.

Часто представляют интерес не приращения напряжения и тока в окрестности некоторой заданной точки, а сами напряжение и ток в данном элементе. При этом совершенно безразлично, какова характеристика диода вблизи выбранной рабочей точки. В этом случае удобно пользоваться статическим сопротивлением  $R_{ст}$ , которое равно отношению напряжения на элементе  $U_E$  к протекающему через него току  $I_E$ . Это сопротивление равно тангенсу угла



наклона прямой, проведенной из начала координат через заданную рабочую точку ВАХ, к оси абсцисс:

$$R_{cm} = \frac{U_E}{I_E} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{ctg} \alpha.$$

В зависимости от того, на каком участке ВАХ расположена заданная рабочая точка, значение  $R_{cm}$  может быть меньше или больше значения  $R_{диф}$  или равно ему. Однако  $R_{cm}$  всегда положительно, в то время как  $R_{диф}$  может быть и отрицательным. У элементов, имеющих линейные ВАХ, статическое и дифференциальное сопротивления равны.

При работе на высоких частотах и в импульсных режимах начинает играть роль емкость диода  $C_{\partial}$ , измеряемая между выводами диода при заданных значениях напряжения и частоты. Эта емкость включает в себя диффузионную емкость  $C_{диф}$ , зарядную (барьерную) емкость  $C_{зар}$  и емкость корпуса  $C_{к}$  диода:

$$C_{\partial} = C_{диф} + C_{зар} + C_{к}.$$

Диффузионная емкость возникает при прямом напряжении диода в приконтактном слое  $p-n$  перехода за счет изменения числа диффундирующих дырок и электронов при изменении прямого напряжения. Зарядная емкость возникает при обратном напряжении и обусловлена изменением объемного заряда.

Значение емкости  $C_{\partial}$  определяется режимом работы диода. При прямом напряжении  $C_{\partial} = C_{диф}$ , при обратном -  $C_{\partial} = C_{зар}$ .

Диоды классифицируют по следующим признакам: площадь перехода - плоскостные, точечные; полупроводниковый материал - германиевые, кремниевые, из арсенида галлия; назначение - выпрямительные, импульсные, сверхвысокочастотные, стабилитроны, варикапы; принцип действия - лавинно-пролетные, туннельные, диоды Шотки, излучающие, диоды Ганна.

Рассмотрим некоторые из них, наиболее широко применяемые на практике.

Выпрямительный диод. 1 (рис. 4.4) представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. Такой диод использует вентильные свойства  $p-n$  перехода и применяется в выпрямителях переменного тока. В качестве исходного материала при изготовлении выпрямительных диодов используют германий и кремний. Если напряжение приложено в прямом направлении, то ключ замкнут, а при обратном - разомкнут. Однако в обоих случаях этот ключ не является идеальным. При подаче прямого напряжения  $U_{np}$  ключ обладает небольшим дифференциальным сопротивлением, поэтому за счет падения напряжения  $U_{np}$  на открытом диоде выпрям-

ленное напряжение, снимаемое, с нагрузочного устройства, несколько ниже входного напряжения ( $U_{np}$  не превышает у германиевых диодов 0,5 В, а у кремниевых 1,5 В).

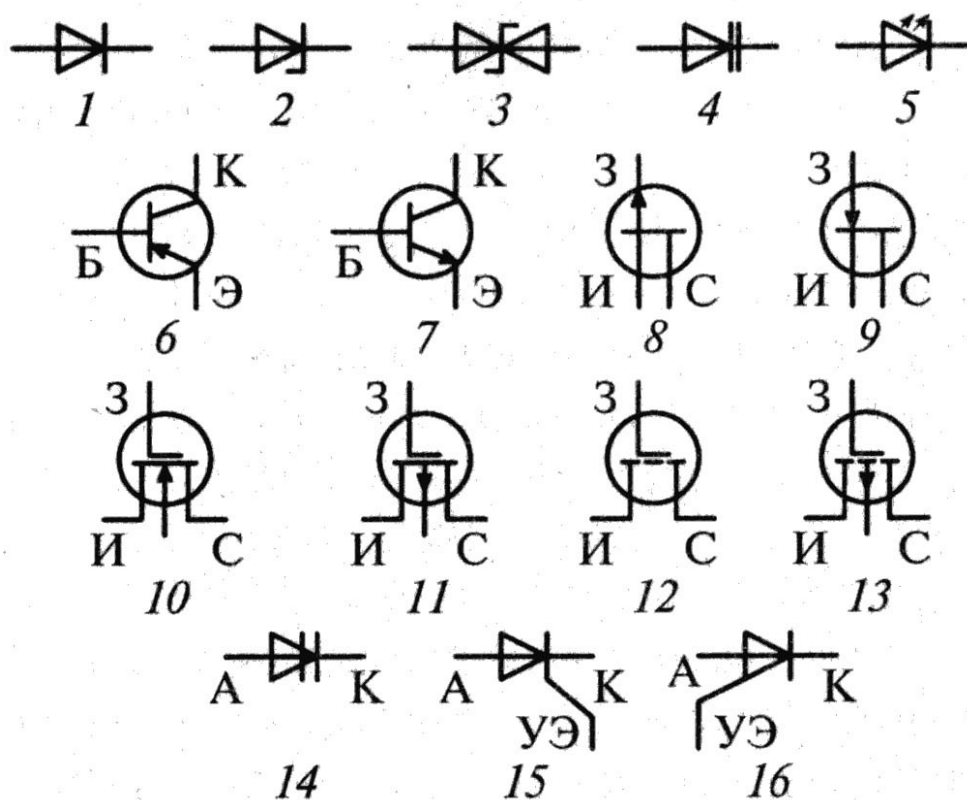


Рис. 4.4. Условные графические обозначения полупроводниковых приборов:

1 - выпрямительный и импульсный диоды; 2 - стабилитрон и стабистор; 3 - симметричный стабилитрон; 4 - варикап; 5 - излучающий диод; 6 - биполярный транзистор  $p-n-p$  типа; 7 - биполярный транзистор  $n-p-n$  типа; 8 - полевой транзистор с управляющим  $p-n$  переходом с  $n$ -каналом; 9 - полевой транзистор с управляющим  $p-n$  переходом с  $p$ -каналом; 10 - полевой транзистор с встроенным  $n$ -каналом; 11 - полевой транзистор с встроенным  $p$ -каналом; 12 - МДП-транзистор с индуцированным  $n$ -каналом; 13 - МДП-транзистор с индуцированным  $p$ -каналом; 14 - динистор; 15, 16 - триаки с управлением соответственно по катоду и аноду; УЭ - управляющий электрод

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

максимальное (за период входного напряжения) значение среднего прямого тока диода  $I_{np.cр.макс}$ ;

допустимое наибольшее значение постоянного обратного напряжения диода  $U_{обр.доп}$ ;

максимально допустимая частота входного напряжения  $f_{max}$ ;

значение прямого падения напряжения на диоде при заданном прямом токе  $U_{пр}$ .

Выпрямительные диоды классифицируют также по мощности и частоте: маломощные ( $I_{пр.ср.макс} < 0,3 \text{ A}$ ), средней мощности ( $0,3 \text{ A} < I_{пр.ср.макс} < 10 \text{ A}$ ), большой мощности ( $I_{пр.ср.макс} > 10 \text{ A}$ );

низкочастотные ( $f_{макс} < 10^3 \text{ Гц}$ ), высокочастотные ( $f_{макс} > 10^3 \text{ Гц}$ ).

В качестве выпрямительных устройств также применяют диоды, выполненные на выпрямляющем переходе металл-полупроводник (диоды Шотки). Их отличает меньшее, чем у диодов с  $p-n$ -переходом, напряжение  $U_{пр}$  и лучшие частотные характеристики.

Импульсный диод - полупроводниковый диод (рис. 4.5, а), имеющий малую длительность переходных процессов и использующий, так же как и выпрямительный диод, при своей работе прямую и обратную ветви ВАХ.

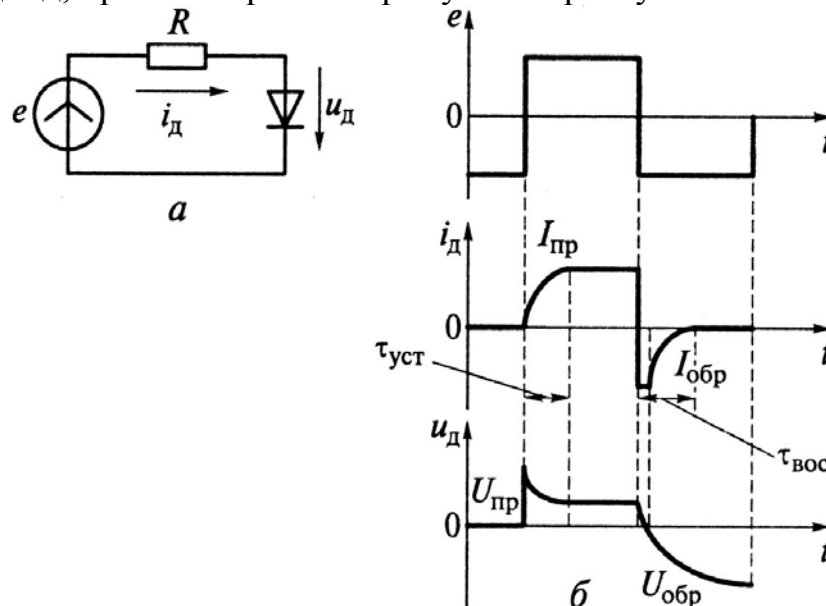


Рис. 4.5. Схема включения полупроводникового диода (а) и диаграммы его работы (б)

Длительность переходных процессов в диоде (время установления прямого напряжения  $t_{уст}$  и время восстановления обратного напряжения  $t_{вос}$ ) (рис. 4.5, б) обусловлена тем, что изменение направления и значения тока через него при изменении подводимого к нему напряжения не может происходить мгновенно из-за перезаряда емкости выпрямляющего перехода и инерционных процессов рассасывания инжектированных в базу неосновных носителей заряда. Последнее явление определяет быстродействие диодов и характеризуется специальным параметром - временем восстановления  $\tau_{вос}$  его обратного сопротивления, которое равно интервалу времени между моментом переключения напряжения на диоде с прямого на обратное и моментом, когда об-

ратный ток, равный в момент переключения напряжению прямому току, достигнет своего минимального значения. Поэтому кроме параметров  $I_{пр.ср.макс}$ ,  $U_{обр}$ ,  $U_{пр}$ , характеризующих выпрямительные свойства, для импульсных диодов вводится параметр  $\tau_{вос}$ , характеризующий быстродействие.

Для повышения быстродействия (уменьшения  $\tau_{вос}$ ) импульсные диоды изготавливают в виде точечных структур, что обеспечивает минимальную площадь  $p-n$ -перехода, а следовательно, и минимальное значение зарядной емкости  $C_{зар}$ . Одновременно толщину базы делают минимально возможной для достижения минимального времени восстановления диодов. В качестве импульсных находят применение и диоды Шотки.

Сверхвысокочастотный диод (СВЧ-диод) - это полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования и обработки высокочастотного сигнала (до десятков и сотен гигагерц). Их широко применяют при генерации и усилении электромагнитных колебаний СВЧ-диапазона, умножении частоты, модуляции, регулировании и ограничении сигналов и т.д. Типичными представителями данной группы диодов являются смесительные (получение сигнала суммы или разности двух частот), детекторные (выделение постоянной составляющей СВЧ-сигнала) и переключательные (управление уровнем мощности сверхвысокочастотного сигнала) диоды. Условное графическое обозначение импульсных и СВЧ-диодов аналогично обозначению выпрямительных диодов 1 (рис. 4.4).

Стабилитрон и стабистор 2 (рис. 4.4) применяются в нелинейных цепях постоянного тока для стабилизации напряжения. Отличие стабилитрона от стабистора заключается в используемой ветви ВАХ для стабилизации напряжения. Вольтамперная характеристика диода имеет участки  $AB$  и  $CD$  (рис. 4.3), на которых значительному изменению тока соответствует незначительное изменение напряжения при сравнительно линейной их зависимости. Для стабилизации высокого напряжения ( $> 3$  В) используют обратную ветвь (участок  $AB$ ) ВАХ. Применяемые для этой цели диоды называют стабилитронами. Для стабилизации небольших значений напряжений ( $< 1$  В, например, в интегральных схемах) используют прямую ветвь (участок  $CD$ ) ВАХ, а применяемые в этом случае диоды называют стабисторами.

Стабилитроны и стабисторы изготавливают, как правило, из кремния. При использовании высоколегированного кремния (высокая концентрация примесей, а, следовательно, и свободных носителей заряда) напряжение стабилизации понижается, а с уменьшением степени легирования кремния - повышается. Соответственно различают низко- и высоковольтные стабилитроны с напряжением стабилизации от 3 до 400 В.

К основным параметрам стабилитрона относятся:  
напряжение стабилизации при заданном токе  $U_{ст}$ ;

дифференциальное сопротивление при заданном токе  $R_{диф}$ ;

минимально допустимый ток стабилизации  $I_{ст.мин}$ ;

максимально допустимый ток стабилизации  $I_{ст.макс}$ ;

максимально допустимая рассеиваемая мощность  $P_{max}$ ;

температурный коэффициент напряжения стабилизации  $\alpha_{ст} = (\Delta U_{ст} / U_{ст}) \Delta T$ , где  $\Delta U_{ст}$  - отклонение напряжения  $U_{ст}$  от номинального значения при изменении температуры в интервале  $\Delta T$ .

В схемах двуполярной стабилизации напряжения применяется симметричный стабилитрон 3 (рис. 4.4).

Варикап - полупроводниковый диод 4 (рис. 4.4), действие которого основано на использовании зависимости зарядной емкости  $C_{зар}$  от значения приложенного напряжения. Это позволяет применять варикап в качестве элемента с электрически управляемой емкостью. Основной характеристикой варикапа служит вольтфарадная характеристика (рис. 4.6) - зависимость емкости варикапа  $C_v$ , состоящей из зарядной емкости и емкости корпуса прибора, от значения приложенного обратного напряжения. В выпускаемых промышленностью варикапах значение емкости  $C_v$  может изменяться от единиц до сотен пикофарад.

Основными параметрами варикапа являются:

емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении,  $C_v$ ;

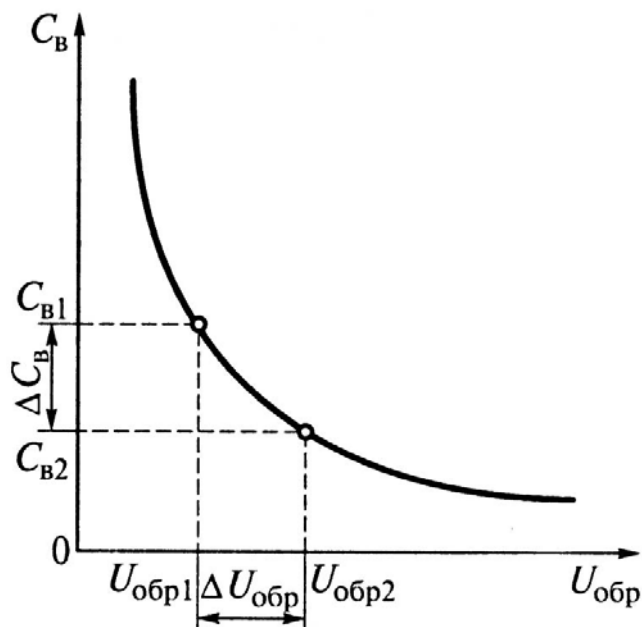


Рис. 4.6. Вольт-фарадная характеристика варикапа

коэффициент перекрытия по емкости  $K_C$ , используемый для оценки зависимости  $C_e = f(U_{обр})$  и равный отношению емкостей варикапа при двух заданных значениях обратного напряжения ( $K_C = 2... 20$ ).

Зависимость параметров варикапа от температуры характеризуется температурным коэффициентом емкости  $TKE_e = (\Delta C_e / C_e) \Delta T$ , где  $\Delta C_e / C_e$  - относительное изменение емкости варикапа при изменении температуры  $\Delta T$  окружающей среды.

Излучающий диод - полупроводниковый диод 5 (см. рис. 13.4), излучающий из области  $p-n$  перехода кванты энергии. Излучение испускается через прозрачную стеклянную пластину, размещенную в корпусе диода. По характеристике излучения эти диоды подразделяют на две группы: диоды с излучением в видимой области спектра, получившие название светодиодов; диоды с излучением в инфракрасной области спектра, получившие, в свою очередь, название ИК-диодов. Принцип действия обеих групп диодов одинаков и основан на самопроизвольной рекомбинации носителей заряда при прямом токе через выпрямляющий электрический переход. Из курса физики известно, что рекомбинация носителей заряда сопровождается освобождением кванта энергии. Спектр частот последней определяется типом исходного полупроводникового материала.

Основными материалами для изготовления светодиодов служат фосфид галлия, арсенид-фосфид галлия, карбид кремния. Большую часть энергии, выделяемой в этих материалах при рекомбинации носителей заряда, составляет тепловая энергия. На долю энергии видимого излучения в лучшем случае приходится 10...20%, поэтому КПД светодиодов невелик.

Исходными материалами для изготовления ИК-диодов являются арсенид и фосфид галлия. Полная мощность излучения этой группы диодов лежит в пределах от единиц до сотен милливатт при напряжении на диоде 1,2... 3 В и прямом токе от десятков до сотен миллиампер. Светодиоды применяют в качестве световых индикаторов, а ИК-диоды - в качестве источников излучения в оптоэлектронных устройствах.

Маркировка полупроводниковых диодов, разработанных после 1964 г., предусматривает шесть символов. Первый символ - буква (для общего применения) или цифра (для специального назначения), указывающая исходный полупроводниковый материал, из которого изготовлен диод: Г (1) - германий, К (2) - кремний, А (3) - GaAs. Второй символ - буква, обозначающая подкласс Диода: Д - выпрямительные, высокочастотные (универсальные) и импульсные диоды; В - варикапы; С - стабилитроны и стабилсторы; Л - светодиоды. Третий символ - цифра, указывающая на<sup>3</sup> значение диода (у стабилитронов - мощность рассеяния), например: 3 - переключательный, 4 - универсальный и т.д. Четвертый и пятый символы - двузначное число, указывающее порядковый номер разработки (у стабилитронов - номинальное напряжение стабилизации). Шес-

той символ - буква, обозначающая параметрическую группу прибора (у стабилитронов - последовательность разработки). Примеры маркировки диодов: ГД412А - германиевый (Г), диод (Д), универсальный (4), номер разработки 12, группа А; КС196В - кремниевый (К), стабилитрон (С), мощность рассеяния не более 0,3 Вт (1), номинальное напряжение стабилизации 9,6 В (96), третья разработка (В).

Для полупроводниковых диодов с малыми размерами корпуса используется цветная маркировка в виде меток, наносимых на корпус прибора.

#### 4.1.3. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор - это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими  $p-n$  переходами и тремя выводами. Таким образом, в биполярном транзисторе используются одновременно два типа носителей зарядов: электроны и дырки (отсюда и название - биполярный).

Биполярный транзистор содержит два  $p-n$  перехода, образованных тремя областями с чередующимися типами проводимости. В зависимости от порядка чередования этих областей различают транзисторы  $p-n-p$  и  $n-p-n$  типа 6, 7 (рис. 4.4). Работа биполярного транзистора основана на взаимодействии двух  $p-n$  переходов. Это взаимодействие обеспечивается тем, что толщину  $b$  средней области транзистора (базы), разделяющей переходы, выбирают меньше длины свободного пробега (диффузионной длины)  $L$  носителей заряда в этой области (обычно  $b \ll L$ ).

Принцип работы биполярного транзистора. Рассмотрим его на примере транзистора  $n-p-n$  типа, для которого концентрация основных носителей в  $n$ -области существенно выше, чем в  $p$ -области. Для данной структуры (рис. 4.7)  $n$ -область, инжектирующая электроны в соседнюю  $p$ -область (левую  $n$ -область), называют эмиттером, правую  $n$ -область, которая в дальнейшем должна экстрагировать находящиеся в соседней  $p$ -области электроны, называют коллектором, а среднюю область - базой. Соответственно примыкающий к эмиттеру  $p-n$  переход называют эмиттерным, а примыкающий к коллектору - коллекторным. Металлические выводы, привариваемые или припаиваемые к полупроводниковым областям, называют соответственно эмиттерным, коллекторным и базовым выводами.

Приложим к эмиттерному переходу прямое ( $U_{БЭ}$ ), а к коллекторному - обратное напряжение ( $U_{КЭ}$ ). В результате через эмиттерный переход в область базы будут инжектировать электроны (инжекцией дырок из области базы в эмиттерную область пренебрегаем), образуя эмиттерный ток транзистора  $I_{Э}$ . Поток электронов, обеспечивающий ток  $I_{Э}$ , показан на рис. 4.7 широкой стрелкой.

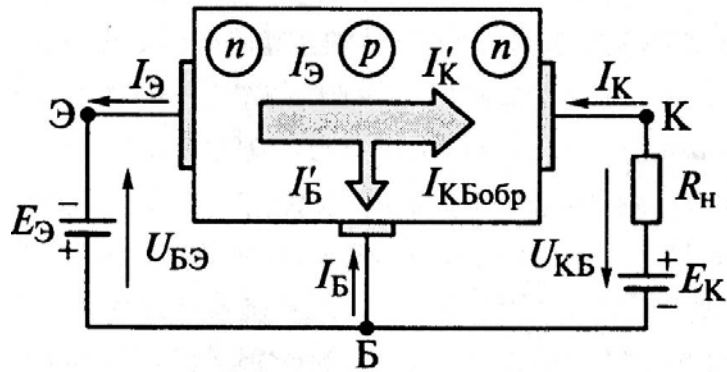


Рис. 4.7. Схема распределения токов в транзисторе  $n - p - n$  типа

Часть инжектированных в область базы электронов рекомбинируют с основными для этой области носителями заряда - дырками, образуя ток базы  $I'_B$ . Другая часть инжектированных электронов, которая достигает коллекторного перехода, с помощью электрического поля, создаваемого напряжением  $U_{КЭ}$ , экстрагируется в коллектор, образуя коллекторный ток  $I'_K$ . Уменьшение потока электронов через коллекторный переход (а, следовательно, и коллекторного тока) по сравнению с потоком дырок через эмиттерный переход можно учесть следующим соотношением:

$$I'_K = \alpha I_\Delta, \quad (4.2)$$

где  $\alpha = 0,95 \dots 0,99$  - коэффициент передачи тока эмиттера.

Через запертый коллекторный переход будет создаваться обратный ток  $I_{КБобр}$ , образованный потоком из  $n$  в  $p$ -область не основных для коллекторной области носителей заряда (дырок), который совместно с током  $I'_K$  образует выходной ток транзистора:

$$I_K = I'_K + I_{КБобр} \quad (4.3)$$

и ток в базовом выводе

$$I_B = I'_B - I_{КБобр}$$

С учетом формулы (4.2) равенство (4.3) примет следующий вид:

$$I_K = \alpha I_\Delta + I_{КБобр} \cong \alpha I_\Delta. \quad (4.4)$$

Разность между эмиттерным и коллекторным токами в соответствии с первым правилом Кирхгофа представляет собой базовый ток:

$$I_B = I_\Delta - I_K. \quad (4.5)$$

Из соотношений (4.4) и (4.5) получаем

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B, \quad (4.6)$$

где  $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$  - коэффициент передачи базового тока.



Учитывая приведенные ранее значения  $\alpha$ , становится очевидным, что  $\beta \gg 1$ . Из выражений (4.4) и (4.6) следует, что транзистор представляет собой управляемый элемент, так как значение его коллекторного тока зависит от значений токов эмиттера и базы. При этом значение тока коллектора существенно зависит от эффективности взаимодействия двух  $p-n$  переходов, которое, в свою очередь, обеспечивается соотношением  $b \ll L$ , позволяющим уменьшить рекомбинацию инжектированных в область базы носителей заряда.

Уменьшению рекомбинации инжектированных в область базы носителей заряда (а следовательно, повышению эффективности взаимодействия двух  $p-n$  переходов) способствует также значительно меньшая концентрация основных носителей заряда в области базы по сравнению с концентрацией их в эмиттерной области. Если концентрация примесей по всему объему базового слоя одинакова, т.е. база однородна, то движение носителей заряда в ней (при отсутствии приложенного к транзистору внешнего напряжения) носит чисто диффузионный характер. Если же база неоднородна, то за счет образовавшегося в ней внутреннего электрического поля движение носителей будет комбинированным: диффузия сочетается с дрейфом носителей заряда в этом поле. Транзисторы с однородной базой называются диффузионными, а с неоднородной - дрейфовыми. Последние обладают лучшими частотными свойствами и получили наибольшее распространение.

Заканчивая рассмотрение принципа работы биполярного транзистора, следует отметить, что сопротивление обратного смещенного коллекторного перехода (при подаче на него обратного напряжения) очень велико (несколько мегом). Поэтому в цепь коллектора можно включать нагрузочные резисторы с большими сопротивлениями, не изменяя значения коллекторного тока. Соответственно в цепи нагрузки будет выделяться значительная мощность. Сопротивление прямо смещенного эмиттерного перехода, напротив, весьма мало (десятки Ом), поэтому при почти одинаковых значениях эмиттерного и коллекторного токов мощность, потребляемая в цепи эмиттера, оказывается существенно меньше мощности, выделяемой в цепи нагрузки. Это указывает на то, что транзистор является полупроводниковым прибором, усиливающим мощность. Малые значения входного напряжения (прямое смещение эмиттерного перехода, составляющее десятые доли вольт) и большие значения выходного напряжения (обратное смещение коллекторного перехода, составляющее десятки вольт) указывают на то, что этот управляемый нелинейный элемент может применяться для усиления напряжения.

В зависимости от напряжений, приложенных к переходам биполярного транзистора, существует четыре режима его работы.

1. Активный (рис. 4.8, *a*) (на эмиттерный переход подано прямое напряжение, на коллекторный - обратное). Этот режим соответствует максимальному значению коэффициента передачи тока эмиттера и обеспечивает минимальное искажение усиливаемого сигнала.

2. Инверсный (рис. 4.8, б) (на эмиттерный переход подано обратное напряжение, а на коллекторный - прямое). Этот режим приводит к значительному уменьшению коэффициента передачи тока эмиттера по сравнению с работой в нормальном режиме и поэтому на практике применяется редко.

3. Насыщения (рис. 4.8, в) (оба перехода находятся под прямым напряжением). Выходной ток в этом случае не зависит от входного тока и определяется только параметрами нагрузки. Из-за малого напряжения между выводами коллектора и эмиттера режим насыщения используется для замыкания цепей передачи сигнала.

4. Отсечки (рис. 4.8, г) (оба перехода находятся под обратными напряжениями). Так как выходной ток транзистора в режиме отсечки практически равен нулю, этот режим используется для размыкания цепей передачи сигналов.

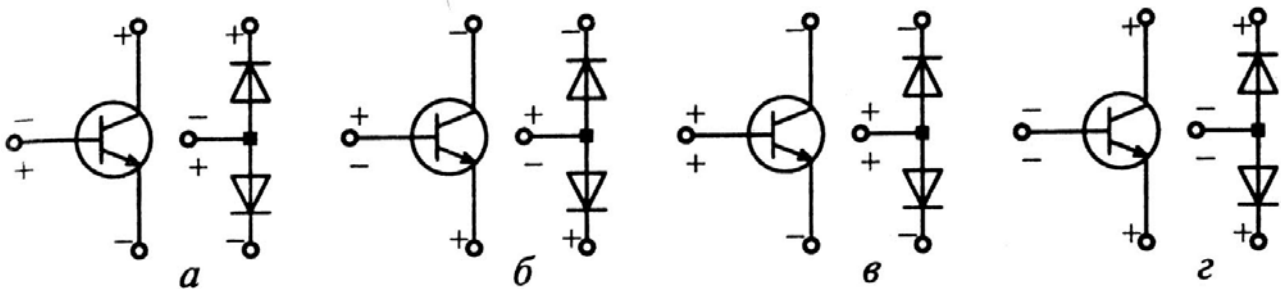


Рис. 4.8. Режимы работы биполярного транзистора:  
а - активный; б - инверсный; в - насыщения; г - отсечки

Схемы включения и основные параметры. Биполярный транзистор как усилительное устройство может быть представлен в виде четырехполюсника (табл. 4.1). У линейного четырехполюсника связь между входными и выходными токами и напряжениями выражается системой двух линейных уравнений. Кроме того, для идентификации параметров таких четырехполюсников применяются три различные системы, так называемые системы  $Y$ -параметров,  $Z$ -параметров и смешанная система  $h$ -параметров, получившая наибольшее распространение в электронике и определяемая следующими уравнениями:

$$\Delta U_{ex} = h_{11} \Delta I_{ex} + h_{12} \Delta U_{vbx};$$

$$\Delta I_{vbx} = h_{21} \Delta I_{ex} + h_{22} \Delta U_{vbx},$$

где  $h_{11} = \underbrace{(\Delta U_{ex} / \Delta I_{ex})}_{\Delta U_{vbx} = const}$  - входное сопротивление;

$h_{21} = \underbrace{(\Delta I_{vbx} / \Delta I_{ex})}_{\Delta U_{vbx} = const}$  - коэффициент передачи тока;

$h_{12} = \underbrace{(\Delta U_{ex} / \Delta U_{vbx})}_{\Delta I_{ex} = const}$  - коэффициент обратной связи по напряжению;

$h_{22} = \underbrace{(\Delta I_{vbx} / \Delta U_{vbx})}_{\Delta I_{ex} = const}$  - выходная проводимость.

В зависимости от того, какой из выводов транзистора является общим для входа и выхода четырехполюсника, различают схему включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

Таблица 4.1. Схемы включения транзисторов

Схема включения	Графическое изображение схемы	Основные параметры
Общая база		$R_{ex} = R_{exB} = \frac{U_{ЭБ}}{I_{Э}};$ $K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{Э}} = h_{21Б} = \alpha < 1;$ $K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{ex}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_{Э} R_{exB}} = \frac{R_H}{R_{exB}} h_{21Б} \gg 1.$
Общий эмиттер		$K_I = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = h_{21Э} = \beta \gg 1;$ $K_U = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_B R_{exB}} = \frac{R_H}{R_{exB}} h_{21Э} \gg 1;$ $R_{ex} = R_{exB} (\beta + 1).$
Общий коллектор		$K_I = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta I_B} = h_{21Э} + 1 \gg 1;$ $U_{вых} = U_{ex} - U_{БЭ};$ $K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{ex}} < 1;$ $R_{ex} = R_H (\beta + 1).$

Основными параметрами, характеризующими транзистор как активный нелинейный четырехполюсник (при любой схеме включения), являются:

коэффициент усиления по току  $K_I = \Delta I_{вых} / \Delta I_{ex}$ ;

коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \Delta U_{вых} / \Delta U_{ex}$ ;

коэффициент усиления по мощности  $K_P = K_I K_U = \Delta P_{вых} / \Delta P_{ex}$ ;

входное сопротивление  $R_{ex} = U_{ex} / I_{ex}$ ;

выходное сопротивление  $R_{вых} = U_{вых} / I_{вых}$ .

Выполнив расчет указанных параметров транзистора для каждой из схем его включения, получают значения, представленные в табл. 4.1. Под величиной  $R_{вхБ}$  следует понимать входное сопротивление транзистора для схемы с ОБ.

Анализ данных, приведенных в табл. 4.1, свидетельствует об универсальности схемы с ОЭ, обеспечивающей усиление транзистора как по току, так и по напряжению. Этим объясняется широкое применение указанной схемы включения транзистора.

Высокие значения  $\beta$  обуславливают также усилительное свойство транзистора по току, заключающееся в возможности малыми входными токами (током базы) управлять существенно большими токами (током коллектора) в выходной (нагрузочной) цепи.

Каждой схеме включения транзистора соответствуют свои статические характеристики, которые являются функциональными зависимостями токов через транзистор от приложенных напряжений. Из-за нелинейного характера указанных зависимостей их обычно представляют в графической форме.

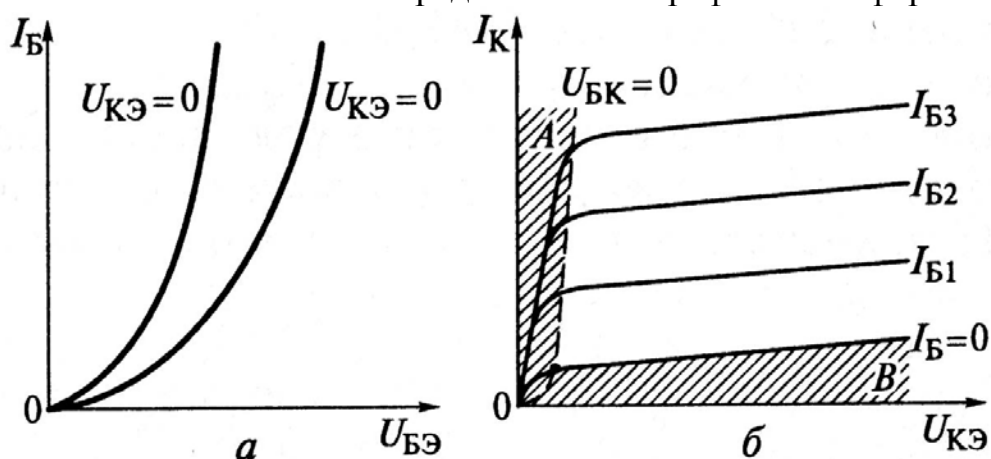


Рис. 4.9. Статические вольтамперные характеристики транзистора  $n - p - n$  типа, включенного по схеме с ОЭ:

$a$  - входные;  $b$  - выходные

Транзистор как четырехполюсник характеризуется входной и выходной статическими ВАХ, показывающими соответственно зависимость входного тока от входного напряжения (при постоянном значении выходного напряжения транзистора) и выходного тока от выходного напряжения (при постоянном входном токе транзистора). Статические входные и выходные ВАХ биполярного транзистора  $n - p - n$  типа для схемы включения с ОЭ (рис. 4.9) имеют явно выраженный нелинейный характер. При этом входная ВАХ (рис. 4.9,  $a$ ) подобна прямой ветви ВАХ диода, а выходная (рис. 4.9,  $b$ ) характеризуется вначале резким возрастанием выходного тока  $I_K$  при возрастании выходного напряжения  $U_{КЭ}$ , а затем, по мере дальнейшего увеличения напряжения, незначительным изменением тока. Переход значений выходного тока на пологий участок соответствует режиму насыщения транзистора, когда оба

участок соответствует режиму насыщения транзистора, когда оба перехода открыты ( $U_{БЭ} > 0, U_{КЭ} > 0$ ).

На выходной характеристике транзистора можно выделить три области, отвечающие разным режимам работы транзистора: насыщения (заштрихованная область левее линии ОА); отсечки (заштрихованная область ниже линии ОБ), соответствующая закрытому состоянию транзистора, когда  $U_{БЭ} < 0, U_{КЭ} < 0$ ; усиления (не заштрихованная область между линиями ОА и ОБ), соответствующая активному состоянию транзистора, когда  $U_{БЭ} > 0, U_{КЭ} < 0$ .

Статические характеристики используют для расчета нелинейных цепей, содержащих транзистор.

Выпускаемые промышленностью дискретные биполярные транзисторы классифицируют обычно по двум параметрам: мощности и частотным свойствам.

По мощности их подразделяют на маломощные ( $P_{вых} < 0,3$  Вт), средней мощности ( $0,3$  Вт  $< P_{вых} < 1,5$  Вт) и мощные ( $P_{вых} > 1,5$  Вт), а по частотным свойствам - на низкочастотные ( $f_{\alpha} < 0,3$  МГц), средней частоты ( $0,3$  МГц  $< f_{\alpha} < 3$  МГц), высокой частоты ( $3$  МГц  $< f_{\alpha} < 30$  МГц) и сверхвысокой частоты ( $f_{\alpha} > 30$  МГц). Здесь  $f_{\alpha}$  - предельная частота усиления транзистора по току в схеме ОБ, при которой модуль коэффициента передачи эмиттерного тока  $|\alpha|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз относительно значения, измеренного на низкой частоте.

#### 4.1.4. Полевые транзисторы

Полевой транзистор в отличие от биполярного иногда называют униполярным транзистором, так как его работа основана на использовании только одного типа носителей - либо электронов либо дырок. Основным способом движения носителей заряда, образующих ток полевого транзистора, является дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток полевого транзистора, называют каналом.

Полевой транзистор - это полупроводниковый усилительный прибор, которым управляет не ток (как в биполярном транзисторе), а электрическое поле (отсюда и название - полевой), осуществляющее изменение площади поперечного сечения проводящего канала (рис. 4.10). При этом изменяется выходной ток транзистора. Каналы могут быть приповерхностными (транзисторы с изолированным затвором) и объемными (транзисторы с управляющим  $p-n$  переходом). Приповерхностный канал представляет собой либо обогащенный слой, образующийся за счет донорных примесей в полупроводнике,

либо инверсный слой, возникающий под действием внешнего поля. Такой полевой транзистор имеет классическую структуру металл-диэлектрик-полупроводник (МДП-структуру), в которой роль диэлектрика, как правило, играет оксид (например, двуокись кремния). Поэтому полевой транзистор с такой структурой часто называют МДП или МОП-транзистором (металл - оксид - полупроводник).

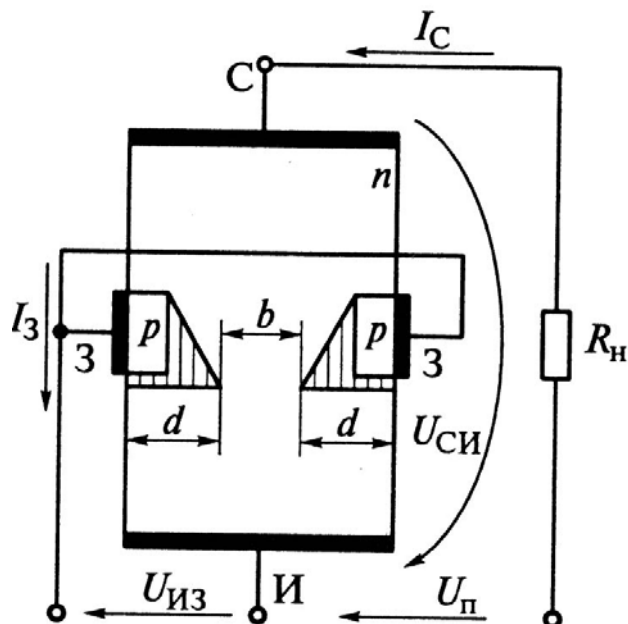


Рис. 4.10. Схема включения полевого транзистора с управляющим  $p-n$  переходом

Металлический электрод, создающий эффект поля, называют затвором (З), два других электрода - истоком (И) и стоком (С). Исток и сток обратимы. Истоком служит тот из них, из которого при соответствующей полярности напряжения между истоком и стоком в канал поступают основные носители заряда, а стоком - тот электрод, через который эти носители уходят из канала во внешнюю цепь. В зависимости от того, какой из выводов является общим для входа и выхода, различают три схемы включения полевого транзистора: с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС). Наибольшее распространение на практике нашла схема ОИ.

Принцип работы полевого транзистора. В полевом транзисторе с объемным каналом площадь поперечного сечения канала меняется за счет изменения площади обедненного слоя обратного включенного  $p-n$  перехода. Схема включения полевого транзистора с управляющим  $p-n$  переходом, выполненным в виде кольца, охватывающего  $n$ -область, соответствует схеме с ОИ (рис. 4.10).

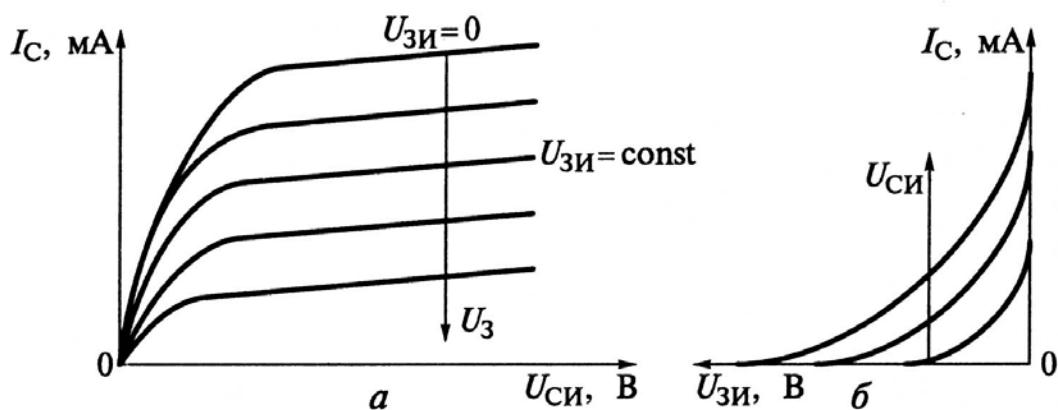


Рис. 4.11. Статические вольтамперные характеристики полевых транзисторов с управляющим  $p-n$  переходом (схема с ОИ):  
*a* - выходные; *б* - передаточные

На  $p-n$  переход затвор-исток с помощью источника питания подается обратное напряжение  $U_{ЗИ}$ . При его увеличении глубина  $d$  обедненного слоя (заштрихованная область на рис. 4.10) возрастает, а токопроводящее сечение  $b$  канала сужается. При этом увеличивается сопротивление канала, а, следовательно, снижается выходной ток  $I_C$  транзистора. Поскольку напряжение  $U_{ЗИ}$  прикладывается к  $p-n$  переходу в обратном направлении, ток  $I_3$  ничтожно мал и слабо зависит от управляющего напряжения. Вследствие этого для полевых транзисторов входная характеристика не имеет практического значения.

При расчете цепей с полевыми транзисторами используют передаточные и выходные ВАХ. Выходные (рис. 4.11, *a*) и передаточные (рис. 4.11, *б*) характеристики полевого транзистора с управляющим  $p-n$  переходом для схемы включения с ОИ имеют нелинейный характер.

Реальная структура МДП-транзистора с каналом  $n$ -типа показана на рис. 4.12. Металлический затвор изолирован от полупроводниковой подложки слоем диэлектрика (отсюда эквивалентное название МДП-транзистора - полевой транзистор с изолированным затвором).

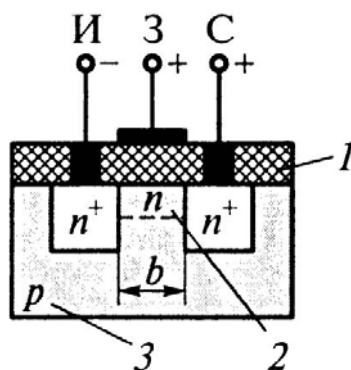


Рис. 4.12. Структура МДП- транзистора:  
 1 - диэлектрик; 2 - канал; 3- подложка

Пусть напряжение на затворе отсутствует, т.е.  $U_{ЗИ} = 0$ . Если между стоком и истоком подвести напряжение указанной на рис. 4.12 полярности, то при нулевом потенциале на затворе на пути от истока к стоку окажутся два встречно включенных  $p-n$  перехода. Поэтому токопроводящее сечение канала  $b$  будет обладать большим сопротивлением, а выходной ток  $I_C$  окажется ничтожно мал (примерно равен обратному току  $p-n$  перехода). Если подать на затвор отрицательное напряжение  $U_{ЗИ}$ , то поверхностный слой подложки  $p$ -типа, прилегающий к металлизированной пластине затвора, обогатится дырками и значение тока  $I_C$  практически не изменится. Если же приложить к затвору небольшое положительное напряжение  $U_{ЗИ}$  и постепенно его повышать, то дырки под действием поля, создаваемого положительным напряжением затвора, будут уходить из поверхностного слоя в глубь подложки, а электроны - притягиваться, образуя обогащенный электронами поверхностный слой подложки, примыкающий к пластине затвора. Число этих электронов значительно меньше, чем в областях подложки  $n$ -типа, примыкающих к истоку и стоку. Однако этого числа электронов по отношению к основным носителям заряда для  $p$ -области становится достаточно по мере возрастания положительного напряжения на затворе для образования слоя противоположной проводимости по отношению к подложке  $p$ -типа - инверсного слоя. Этот инверсный слой и является токопроводящим каналом  $n$ -типа, замыкающим две другие  $n$ -области подложки, примыкающие к истоку и стоку. Такой канал называется индуцированным, т.е. наведенным, полем затвора. Таким образом, индуцированные каналы отсутствуют в равновесном состоянии и образуются под действием внешнего напряжения определенной полярности и определенного значения. Напряжение на затворе, при котором возникает токопроводящий канал, называется пороговым. Если выбрать подложку  $n$ -типа, а области истока и стока сделать  $p$ -типа, то получится МДП-транзистор с индуцированным  $p$ -каналом.

Передаточные и выходные ВАХ для МДП-транзистора при включении по схеме с ОИ приведены на рис. 4.13, *а*, *б*.

В МДП-транзисторах со встроенным каналом у поверхности полупроводника под затвором, при нулевом напряжении на затворе относительно истока, существует инверсный слой - проводящий (встроенный) канал. Этот канал практически реализуют в виде тонкого приповерхностного слоя с помощью ионного легирования. МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать при обеих полярностях напряжения на затворе. Передаточные и выходные ВАХ данного транзистора, включенного по схеме с ОИ, показаны на рис. 4.14, *а*, *б*.



Значение выходного тока  $I_C$  полевого транзистора, как видно из изложенного выше, зависит от приложенного к затвору напряжения. Эта зависимость нелинейная, поэтому полевой транзистор, как и биполярный, является управляемым нелинейным элементом цепи.

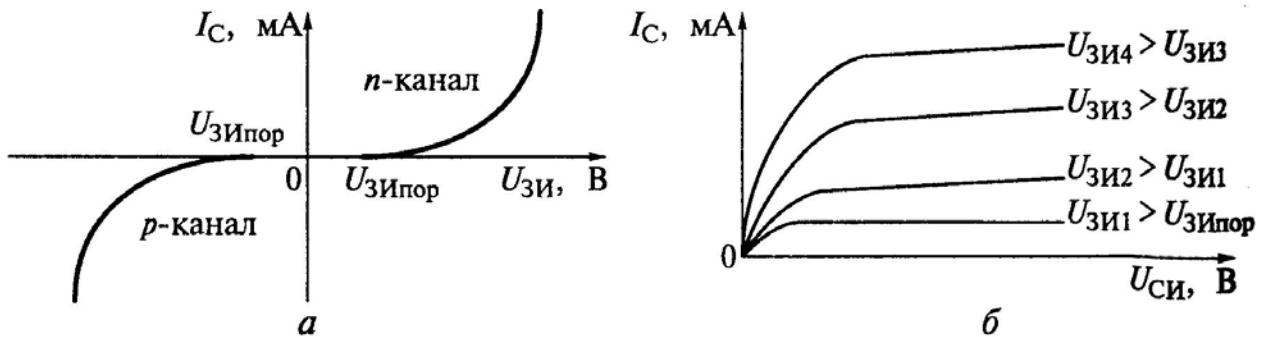


Рис. 4.13. Вольтамперные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом:  
 а - переходные; б - выходные

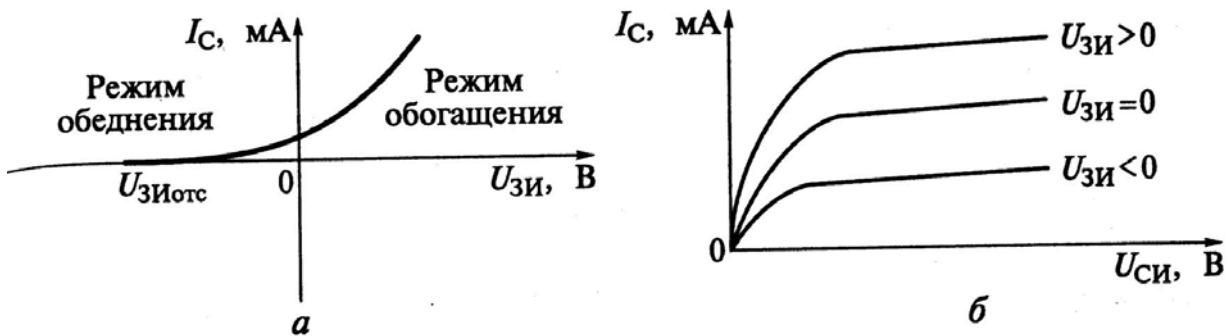


Рис. 4.14. Вольтамперные характеристики МДП-транзистора со встроенным  $n$ -каналом:  
 а - переходные; б - выходные

Основными параметрами, характеризующими полевой транзистор как нелинейный элемент, являются:

коэффициент усиления по току  $K_I = \Delta I_C / \Delta I_3 \gg 1$ ;

входное сопротивление  $R_{вх} = \Delta U_{ЗИ} / \Delta I_3$ ;

коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \Delta U_{СИ} / \Delta U_{ЗИ}$  при  $I_C = const$ ;

дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление  $R_{вых} = \Delta U_{СИ} / \Delta I_C$  при  $U_{ЗИ} = const$ ;

крутизна (определяется по передаточной характеристике)  $S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗИ}$  при  $U_{СИ} = const$ .

Входное сопротивление  $R_{вх}$  полевого транзистора очень велико (несколько мОм), так как значение тока затвора  $I_3$  очень мало.

Значение параметра  $R_{\text{вых}}$  определяют при работе транзистора в режиме насыщения как котангенс угла наклона выходной характеристики. Так как для полевых транзисторов режиму насыщения соответствует пологая часть выходной характеристики, то в рабочей области этот угол мал и, следовательно, выходное сопротивление оказывается достаточно большим (сотни кОм).

Крутизна передаточной характеристики отображает степень влияния входного напряжения на выходной ток, т.е. эффективность Управляющего действия затвора, и составляет 1 ...5 мА/В. Последние три параметра связаны соотношением  $K_U = SR_{\text{вых}}$ .

Условные обозначения полевых транзисторов 8...13 приведены на рис. 4.4.

Особенности полевого транзистора. Из принципа действия полевого транзистора вытекают две основные его особенности: в установившемся режиме работы входной ток полевого транзистора стремится к нулю (т.е.  $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ); инерционность полевого транзистора в отличие от биполярного обусловлена только процессами перезаряда его  $p-n$  переходов.

Следует отметить, что конструкция полевого транзистора предполагает получение больших значений входных и выходных емкостей прибора. Последнее с увеличением частоты входного сигнала приводит к фактическому падению коэффициента усиления каскада на полевом транзисторе. Действительно, коэффициент усиления полевых транзисторов по постоянному току стремится к бесконечности (входной ток стремится к нулю). При увеличении частоты входного сигнала входной ток полевого транзистора, определяемый его входной емкостью, растет, что эквивалентно снижению значения коэффициента усиления. Поэтому принято считать, что в общем случае по быстродействию, усилению и частотным свойствам полевой транзистор, как правило, не имеет преимуществ перед биполярным транзистором.

Основными преимуществами полевого транзистора являются его высокое входное сопротивление по постоянному току и большая технологичность. Последнее обуславливает широкое применение полевых транзисторов при разработке цифровых интегральных схем. Дискретные полевые транзисторы, выпускаемые промышленностью, классифицируют по мощности и частоте аналогично биполярным.

Для маркировки транзисторов применяют с 1972 г. шестисимвольное буквенно-цифровое обозначение. При этом каждый символ несет следующую информацию о транзисторе. Первый символ - буква или цифра, указывающая, как и в случае маркировки диодов, исходный полупроводниковый материал. Второй символ - буква, обозначающая класс прибора: П - полевые, Т - биполярные транзисторы. Третий символ - цифра (от 1 до 9), определяющая энергетическую и частотную характеристики биполярного и полевого транзисторов (табл. 4.2).

Таблица 4.2. Частотная и энергетическая характеристики транзистора, определяемые третьим символом маркировки

Мощность рассеяния, Вт	Рабочая частота, МГц		
	До 3	3...30	Свыше 30
До 0,3	1	2	3
0,3...1,5	4	5	6
Свыше 1,5	7	8	9

Четвертый и пятый символы - цифры (от 1 до 99), указывающие порядковый номер разработки прибора. Шестой символ - буква, обозначающая параметрическую группу приборов (деление по группам осуществляют по каким-либо параметрам прибора: коэффициенту передачи тока, обратному напряжению и др.). Например, маркировка КТ905А означает: кремниевый биполярный транзистор, мощность рассеяния более 1,5 Вт, рабочая частота выше 30 МГц, пятая по порядку разработка, относится по своим параметрам к группе А.

В настоящее время действует семисимвольная маркировка полупроводниковых приборов, которая отличается от шестисимвольной трехзначным номером разработки, соответствующим четвертому, пятому и шестому символам маркировки.

#### 4.1.5. Тиристоры

Тиристор - это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Различают диодные (неуправляемые) и триодные (управляемые) тиристоры. Диодный тиристор называют динистором, а триодный - тринистором.

Динистор, условное обозначение 14 которого приведено на рис. 4.4, а схема включения дана на рис. 4.15, представляет собой двухполюсную четырехслойную  $p-n-p-n$  структуру. Электрод, обеспечивающий электрическую связь с внешней  $n$ -областью, называется катодом, а с внешней  $p$ -областью - анодом. С учетом знаков приложенного к структуре внешнего напряжения эмиттерные переходы 1 и 3 смещены в прямом направлении, а все напряжение падает на переходе 2, который работает в режиме коллектора. Рассматриваемую структуру динистора можно представить состоящей из двух транзисторов  $p_1-n_1-p_2$  и  $n_2-p_2-n_1$ , у которых области  $n_1$  и  $p_2$  условно разделены. Переход 1 представляет собой эмиттерный переход первого транзистора, через который дырки инжектируют из  $p_1$ -области в область  $n_1$ , играющую роль базы для этого транзистора.

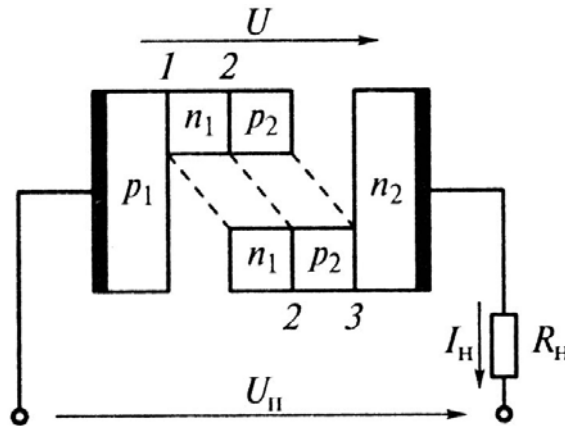


Рис. 4.15. Схема включения динистора:

1 - эмиттерный переход первого транзистора; 2 - коллекторный переход;  
3 - эмиттерный переход второго транзистора

Пройдя базу и коллекторный переход 2, инжектированные дырки появляются в коллекторе  $p_2$  первого транзистора, который в то же время является базой второго транзистора. Этот ток определяется выражением:

$$I_p = I_{pКобp} + \alpha_1 I_n,$$

где  $I_{pКобp}$  - обратный дырочный ток коллекторного перехода;  $\alpha_1$  - коэффициент передачи тока эмиттера первого транзистора.

Появление дырок в базе  $p_2$  второго транзистора ( $n_2 - p_2 - n_1$ ) приводит к образованию нескомпенсированного объемного заряда. Этот заряд, понижая высоту потенциального барьера эмиттерного перехода 3 второго транзистора, вызывает встречную инжекцию электронов из эмиттерной области  $n_2$  второго транзистора в область  $p_2$ , являющуюся базой для второго транзистора и коллектором для первого. Инжектированные электроны проходят через коллекторный переход 2 и попадают в коллектор  $n_1$  второго транзистора, служащий одновременно базой первого транзистора ( $p_1 - n_1 - p_2$ ). Электронный ток:

$$I_n = I_{nКобp} + \alpha_2 I_n,$$

где  $I_{nКобp}$  - обратный электронный ток коллекторного перехода;  $\alpha_2$  - коэффициент передачи тока эмиттера второго транзистора.

Учитывая, что дырки и электроны движутся навстречу друг другу, суммарный ток рассматриваемой структуры:

$$I_n = I_n + I_p = I_{pКобp} + I_{nКобp} + (\alpha_1 + \alpha_2) I_n = I_{КБобp} + \alpha_2 I_n,$$

где  $I_{КБобp}$  - суммарный обратный ток двух  $p-n$  переходов динистора;  $\alpha_2$  - суммарный коэффициент передачи тока.

Решая полученное выражение относительно  $I_n$ , получают:

$$I_n = I_{KBобр} / (1 - \alpha_\Sigma). \quad (4.7)$$

Как видно из формулы (4.7), при  $\alpha_\Sigma \rightarrow 1$ ,  $I_n \rightarrow \infty$ . Данное условие является условием переключения динистора. Физически это означает, что при  $\alpha_\Sigma = 1$  инжекция электронов в область  $n_1$  приводит к появлению нескомпенсированного объемного заряда, который, понижая высоту потенциального барьера перехода 1, вызывает встречную вторичную инжекцию дырок из области  $p_1$  в область  $n_1$ . Далее процесс повторяется, и ток в контуре эквивалентных транзисторов лавинообразно возрастает. При изменении полярности напряжения, приложенного к рассматриваемой структуре, на обратную, эмиттерные переходы 1 и 3 окажутся смещенными в обратном направлении. Если эти переходы достаточно высоковольтные, то вольтамперная характеристика динистора имеет вид обратной ветви ВАХ диода.

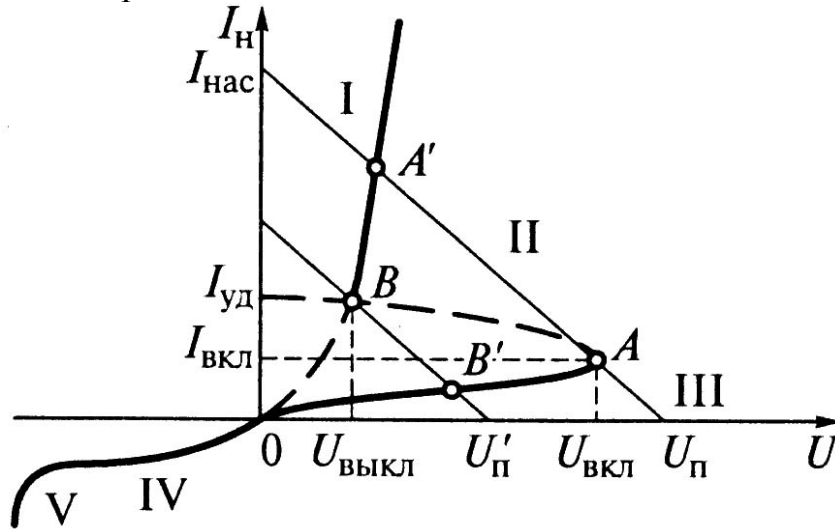


Рис. 4.16. Вольтамперные характеристики динистора и нагрузочного резистора:

I - открытое состояние; II - область отрицательного сопротивления; III - закрытое состояние; IV - область высокого сопротивления; V - область пробоя

Рассмотренные процессы определяют ВАХ динистора (рис. 4.16), на прямой ветви которой можно выделить две устойчивые зоны: область III с малыми значениями тока  $I_n$  при больших значениях напряжения  $U$  и область отпирания I с большими токами  $I_n$  при малых напряжениях  $U$ .

Точки A и B соответствуют выполнению условия  $\alpha_\Sigma = 1$  и называются соответственно точками включения и удержания динистора, а соответствующие им токи называются током включения ( $I_{вкл}$ ) и током удержания ( $I_{уд}$ ). Между точками A и B находится зона II, в которой динистор обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением. В соответствии со вторым правилом Кирхгофа (рис. 4.15) имеем:

$$U_n = U + R_n I_n.$$

Решением этого уравнения будет точка пересечения линии нагрузки  $R_n$  и ВАХ динистора (рабочая точка). Если напряжение  $U$  на динисторе (рис. 4.16) достигает значения напряжения включения  $U_{вкл}$ , то рабочая точка А скачкообразно переходит в состояние А'. При уменьшении напряжения с  $U_n$  до  $U'_n$  рабочая точка из В скачкообразно переходит в В'.

Обратная ветвь ВАХ динистора может быть разделена на две области: IV (область обратного смещения) и V (область пробоя структуры).

Таким образом, управление током  $I_n$  динистора возможно только за счет изменения величины и направления напряжения внешнего источника, приложенного между анодом и катодом прибора.

Тринистор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру, в которой одна из базовых областей сделана управляющей (рис. 4.17). В зависимости от того, база какого условного транзистора сделана управляющей, различают тринисторы с анодным и катодным управлением.

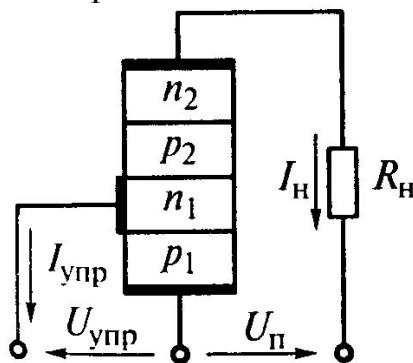


Рис. 4.17. Схема включения тринистора

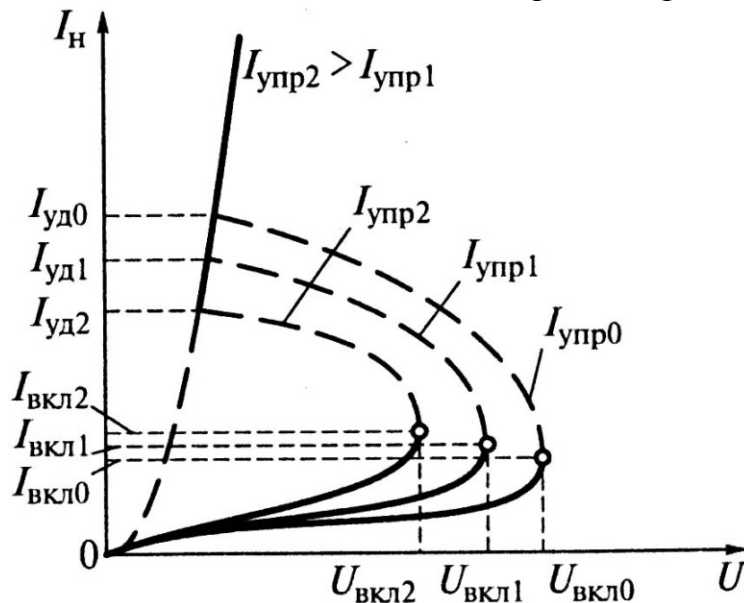


Рис. 4.18. Вольтамперные характеристики тринистора

Базовый вывод дает возможность управлять током близлежащего эмиттера. Для этого на управляющий электрод необходимо подать напряжение такой полярности, которая обеспечит отпирание соответствующего эмиттерного перехода. В этом случае процессы отпирания и запираания тиристора, т.е. управление его током  $I_H$ , осуществляют не за счет изменения приложенного между анодом и катодом напряжения внешнего источника (как у динистора), а за счет изменения напряжения на управляющем электроде, который является входным электродом включенного в электрическую цепь тринистора. С возрастанием  $U_{упр}$  (а следовательно,  $I_{упр}$ ) уменьшается напряжение включения тринистора (рис. 4.18) и при достаточно большом значении  $I_{упр}$  вид прямой ветви ВАХ тринистора будет аналогичен виду прямой ветви ВАХ диода.

Условные обозначения тринистора 15, 16 приведены на рис. 4.4.

#### 4.1.6. Полупроводниковые приборы как элементы интегральных микросхем

Интегральную микросхему или сборку можно получить либо в пластине твердого материала, либо на ее поверхности. В первом случае в теле полупроводникового материала создают слои резисторов, структуры транзисторов, диодов и конденсаторов, выполняющие заданные электронные функции. Такие ИС называются полупроводниковыми (рис. 4.19, а). На рис. 4.19, б показан профиль структуры полупроводниковой ИС.

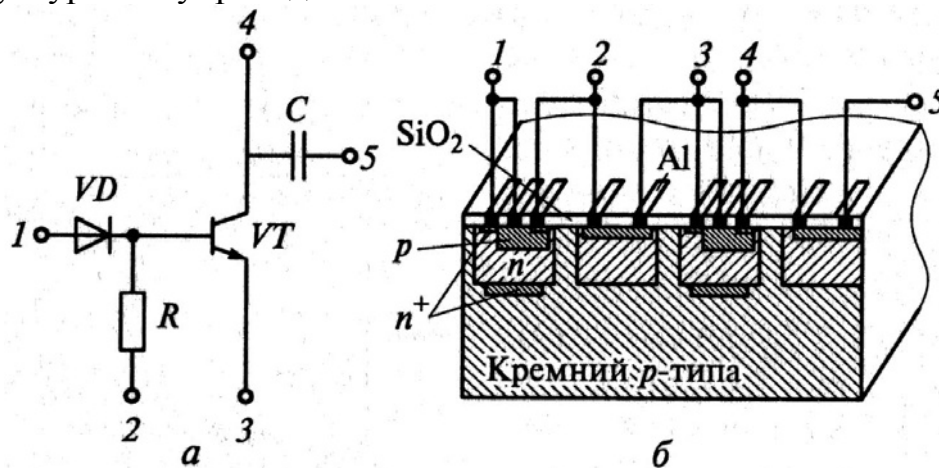


Рис. 4.19. Полупроводниковая ИС:

а - электрическая схема; б - профиль структуры;

1 - выводы диода; 2 - резистора; 3, 4 - транзистора; 5 - конденсатора

Во втором случае все элементы интегральной схемы (кроме активных) наносят на диэлектрическую пластину (подложку) в виде поликристаллических или аморфных слоев (пленок), выполняющих заданные функции пассивных элементов.

Полученную ИС при необходимости помещают в корпус с внешними выводами. Активные элементы (диоды и транзисторы) навешивают на пленочную схему, в результате чего получают смешанную (пленочно-дискретную) ИС, которую называют гибридной (рис. 4.20, *а*). Профиль структуры гибридной ИС показан на рис. 4.20, *б*. Гибридная ИС (ГИС) - это гибкий, дешевый, оперативно проектируемый тип ИС, хорошо приспособленный к решению специальных частных задач.

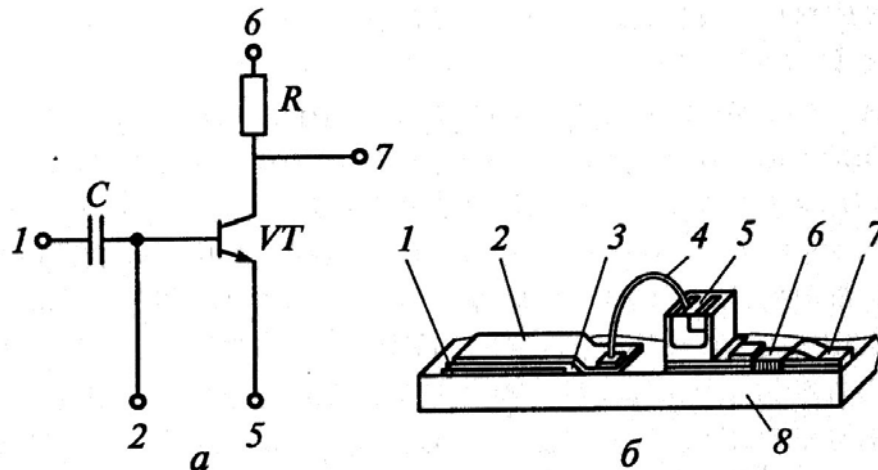


Рис. 4.20. Гибридная ИС:

- а* - электрическая схема; *б* - профиль структуры;
- 1 - нижняя обкладка конденсатора; 2 - верхняя обкладка конденсатора;  
 3 - слой диэлектрика; 4 - соединительная шина; 5 - транзистор с контактами; 6 - резистор с контактами; 7 - контактная площадка;  
 8 - диэлектрическая подложка

Спецификой ГИС могут быть либо высокие номиналы резисторов и конденсаторов, недостижимые в полупроводниковых ИС, либо повышенная точность резисторов, обусловленная тем, что их номиналы можно подгонять до завершения технологического цикла и помещения ГИС в корпус, либо, наконец, повышенная функциональная сложность.

Однако наиболее распространены на практике и перспективны полупроводниковые ИС, так как они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении электронные устройства малых размеров при незначительной их стоимости. Характерной особенностью полупроводниковой ИС является отсутствие среди ее элементов катушки индуктивности и тем более трансформатора. Это объясняется тем, что до сих пор не удалось использовать в твердом теле какие-либо физические явления, эквивалентные электромагнитной индукции. Поэтому при разработке ИС стараются реализовать необходимую функцию без использования индуктивностей или применяют навесные индуктивные элементы.

В настоящее время различают два класса полупроводниковых ИС: биполярные и МДП. Основной элемент биполярных ИС -  $n-p-n$  транзистор, а МДП ИС - МДП-транзистор с индуцированным каналом. Все остальные эле-



менты схемы (диоды, резисторы и конденсаторы) изготавливают на базе основного элемента и одновременно с ним.

Функциональную сложность ИС принято характеризовать степенью интеграции, т.е. числом элементов (чаще всего транзисторов), входящих в состав интегральной схемы. При количественной оценке степени интеграции используют условный коэффициент  $K = \lg N$ , где  $N$  - число элементов, входящих в ИС. В настоящее время шкала значений  $K$  лежит в диапазоне  $1 \leq K \leq 8$ , т.е. микросхемы в настоящее время не превышают восьмую степень интеграции и не содержат более 100 млн. элементов на одном кристалле.

Применение ИС вместо дискретных элементов в качестве элементной базы электронных устройств дает значительные преимущества по надежности, габаритным размерам, стоимости и другим показателям. Это связано с тем, что при использовании ИС отпадает необходимость в многочисленных паяных соединениях - основном источнике ненадежности, резко сокращаются габаритные размеры и масса электронных устройств (благодаря отсутствию корпусов и внешних выводов у каждого элемента ИС), существенно снижается их стоимость за счет исключения множества сборочных и монтажных операций.

#### 4.1.7. Индикаторные приборы

Индикаторные приборы предназначены для визуального представления информации. Важность таких приборов трудно переоценить, так как до 80 % информации воспринимается человеком через органы зрения.

Развитие систем программного управления, автоматического сбора и обработки информации, контрольно-измерительной аппаратуры, вычислительной техники привело к созданию большого числа разнообразных приборов, воспроизводящих информацию в виде, удобном для зрительного восприятия.

Рассмотрим индикаторные приборы, предназначенные для преобразования электрических сигналов в графические образы. В основу действия таких приборов положены различные физические явления и процессы, наибольшее распространение среди которых получили электролюминесценция, процессы в газовом разряде, светоизлучающие процессы в полупроводнике, оптические процессы в жидких кристаллах. Электролюминесценция и процессы, связанные с электрическим разрядом в газах, нашли применение в индикаторных электровакуумных приборах (ЭВП). Явление свечения некоторых материалов при бомбардировке направленным пучком электронов используется в ЭВП, называемых электроннолучевыми трубками (ЭЛТ). Их подразделяют на трубки с электростатическим и магнитным управлением. В первых для управления пучком электронов применяют электрическое поле, а во вторых - магнитное.

Электронно-лучевые трубки с электростатическим управлением обеспечивают более высокие частотные свойства, поэтому их широко используют в качестве индикаторов электронных осциллографов.

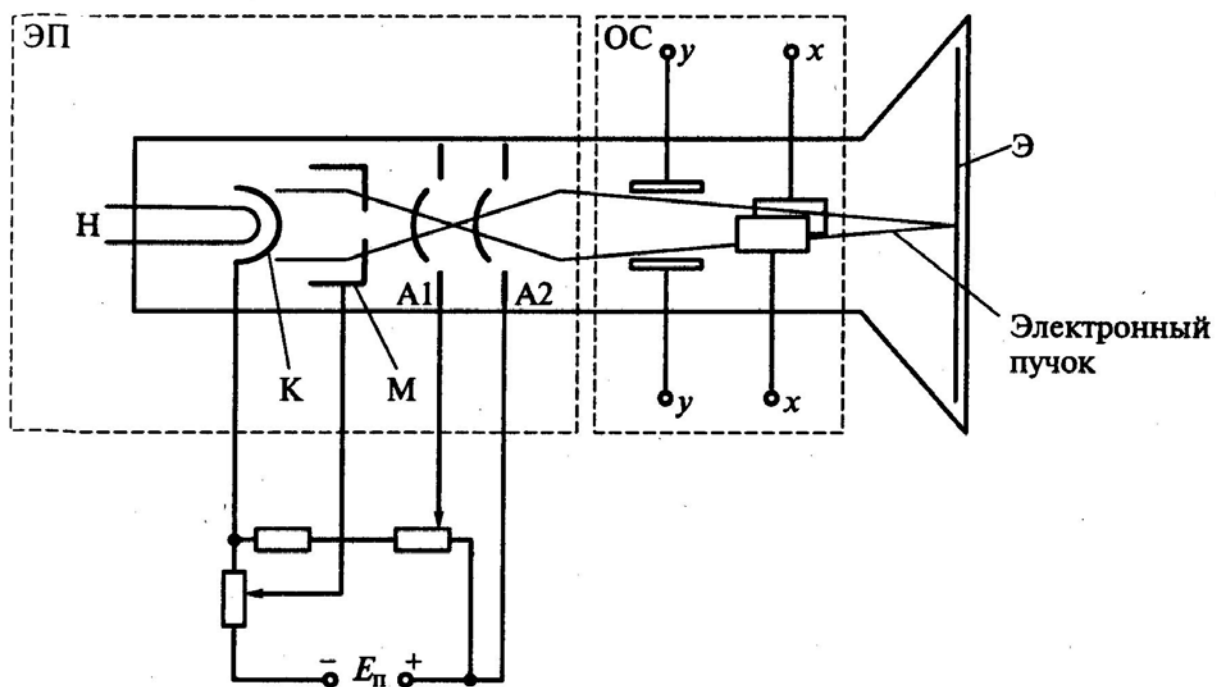


Рис. 4.21. Схематическое устройство ЭЛТ с электростатическим управлением

Электронно-лучевые трубки с магнитным управлением получили широкое распространение в качестве устройств отображения информации и, в частности, в качестве индикаторных устройств дисплеев ЭВМ.

Рассмотрим работу электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением (рис. 4.21). Она представляет собой стеклянную колбу, в узкой части которой расположены электронный прожектор (ЭП) и отклоняющая система (ОС). В торцевой части колбы находится экран (Э), покрытый специальным составом - люминофором, способным светиться при бомбардировке электронным пучком. Электронный прожектор состоит из подогреваемого нитью накала (Н) катода (К), модулятора (М) и двух анодов (А1 и А2).

Электроны, покинувшие катод, образуют электронное облако, которое под действием поля анодов движется в сторону экрана, формируя электронный пучок. Этот пучок проходит модулятор, выполненный в виде полого цилиндра с отверстием в донной части. К модулятору прикладывается отрицательное относительно катода напряжение в несколько десятков вольт. Это напряжение создает тормозящее поле, предварительно фокусирующее электронный пучок и изменяющее яркость свечения экрана. Для получения требуемой энергии (скорости) электронного пучка на аноды подается положительное относительно катода напряжение: на анод А1 - порядка нескольких сотен, а на анод А2 - нескольких тысяч вольт. Значение напряжения для анода А2 выбирают из условия установки фокуса второй электростатической линзы в плоскости экрана.

Отклоняющая система ЭЛТ состоит из двух пар взаимно-перпендикулярных пластин, расположенных симметрично относительно оси колбы. Напряжение, прикладываемое к пластинам, искривляет траекторию электронного пучка, вызывая тем самым отклонение светового пятна на экране.

Газоразрядные приборы для отображения информации используют явление свечения газа, вызванное приложенным к нему напряжением.

Неоновая лампа - простейший индикаторный прибор с тлеющим разрядом. Она имеет два электрода, выполненных в виде дисков или стержней различной конфигурации, помещенных в герметичный стеклянный баллон, заполненный газовой смесью на основе неона. Под действием внешнего напряжения между электродами возникает тлеющий разряд, сопровождающийся свечением газа. Напряжение зажигания неоновой лампы составляет от нескольких десятков до сотен вольт при прямом токе порядка единиц миллиампер.

Знаковый газоразрядный индикатор по принципу действия аналогичен неоновой лампе. В нем для отображения информации имеется несколько катодов, формы которых повторяют требуемые цифровые или буквенные символы.

Отличительной особенностью рассмотренных индикаторных приборов является необходимость в высоковольтном источнике питания, напряжение которого лежит в пределах от сотен вольт (для газоразрядных приборов) до десятков киловольт (для электронно-лучевых трубок). Применение таких приборов в современной низковольтной аппаратуре, выполненной на интегральных микросхемах, неоправданно усложняет ее.

В последнее время разработаны низковольтные индикаторные приборы, рабочее напряжение которых лежит в пределах от единиц до десятков вольт. Это вакуумные накаливаемые и люминесцентные, полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы. Конструкция таких индикаторов позволяет синтезировать из небольшого числа элементов - светоизлучающих сегментов - большое число цифр и букв, что по сравнению с газоразрядными индикаторами делает их более универсальными.

Низковольтные индикаторы по принципу действия классифицируют на активные (основаны на преобразовании энергии электрического тока в световой поток) и пассивные (основаны на модуляции внешнего светового потока под действием электрического поля). К первому классу относятся вакуумные накаливаемые, полупроводниковые и вакуумные люминесцентные индикаторы, ко второму - жидкокристаллические индикаторы.

Вакуумный накаливаемый индикатор представляет собой электровакуумный прибор, внутри которого расположены элементы излучения в виде нитей накаливания. Индикатор выполняется в виде цилиндрического или прямоугольного стеклянного баллона, в котором помещено диэлектрическое основание, как правило, черного цвета. На основании установлены опоры, между которыми подвешено от 7 до 10 самостоятельно управляемых прямых нитей на-

каливания. Эти нити изготовляют витыми из вольфрамового сплава толщиной около 60 мкм. Один из концов всех нитей накаливания делают общим, а другие концы выводят из баллона для внешней коммутации.

Применение облегченного температурного режима (температура нагрева спирали не превышает 1250° С, что примерно вдвое ниже температуры нитей обычных ламп накаливания) исключает провисание нитей и позволяет обеспечить достаточно высокую надежность работы индикатора.

Из всех низковольтных приборов вакуумные накаливаемые индикаторы обладают самой высокой яркостью свечения, что позволяет эксплуатировать их в любых условиях внешнего освещения вплоть до прямого солнечного света. Цвет свечения индикатора соломенно-желтый. Внутреннее расположение нитей дает возможность отображать арабские цифры от 0 до 9, а также многие буквы русского и латинского алфавитов.

Полупроводниковый индикатор выполняют на основе светоизлучающих диодов. Используя различный исходный материал, можно получить светоизлучающие диоды с разным цветом свечения - от красного до зеленого. Светодиодные индикаторы изготовляют бескорпусными либо в металлическом, металлокерамическом или пластмассовом корпусах. При этом во всех конструкциях принимают специальные меры для визуального увеличения размеров индикатора: используют фокусирующие и диффузионные линзы, прозрачные пластмассовые корпуса, создают многократные отражения от внутренних поверхностей излучающего диода и т.д. Диаметр светового пятна индикатора составляет 1,5...4 мм.

Светоизлучающие диоды применяют автономно в виде семи-, десяти- сегментных знаков синтезирующих индикаторов либо набирают в матричные и мозаичные панели одного или различных цветов. В зависимости от размера символа в каждом сегменте может использоваться либо один, либо несколько последовательно включенных светодиодов. Высота символа в индикаторе колеблется от 2,5 до 18...25 мм.

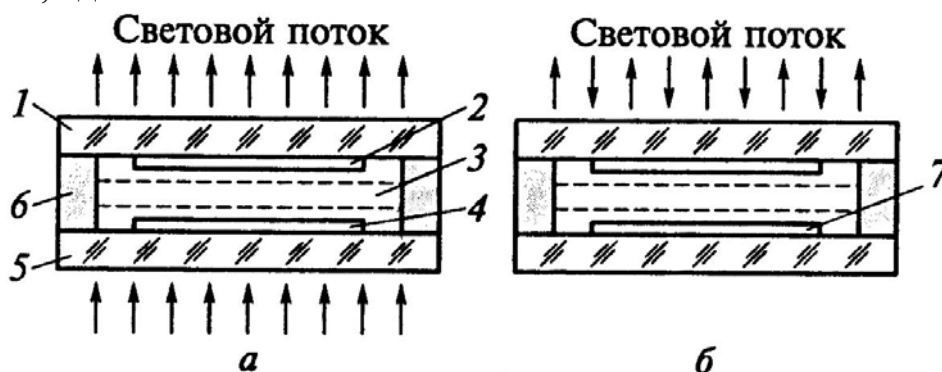


Рис. 4.22. Конструкции жидкокристаллического индикатора, работающего на просвет (а) и отражение (б):

1,5- стеклянные пластины; 2 - передний прозрачный электрод; 3 - жидкокристаллическое вещество; 4 - задний прозрачный электрод; 6 - клеевое соединение; 7- задний отражающий электрод

Для составления многозарядных индикаторов однозарядные индикаторы объединяют в группы, содержащие от 2 до 12 приборов. Такие индикаторы широко применяют в микрокалькуляторах.

Наиболее универсальными являются матричные полупроводниковые индикаторы, позволяющие отображать арабские цифры от 0 до 9, римские цифры, буквы русского и латинского алфавитов, различные знаки и символы. Такие индикаторы представляют собой матрицы (панели), содержащие, например, 7x5 или 8x5 светоизлучающих светодиодов, соединенных таким образом, что для высвечивания конкретной световой точки необходимо подать напряжение на выводы соответствующих строки и столбца.

Электрические параметры полупроводниковых индикаторов определяются как их конструкцией, так и типом исходного полупроводникового материала. Рабочее напряжение одного светодиода лежит в интервале от 1,5 до 2,5 В, а ток - от 3 до 20 мА.

Жидкокристаллический индикатор (ЖКИ) по своей природе пассивен, т. е. требует внешнего освещения, и работает за счет изменения оптической плотности жидкого кристалла. По способу использования внешнего освещения ЖКИ подразделяют на индикаторы, работающие на просвет (рис. 4.22, а) и на отражение (рис. 4.22, б).

Конструктивно ЖКИ состоят из двух параллельно расположенных стеклянных пластин, на внутренних поверхностях которых нанесены пленочные электроды. Межэлектродное пространство заполнено жидкокристаллическим веществом. Один из электродов выполняется в виде рисунка отображаемого знака, а второй является общим. У ЖКИ, работающего на просвет, оба электрода прозрачны, а у ЖКИ, работающего на отражение, внутренний общий электрод имеет зеркальную поверхность. В зависимости от свойств используемых жидких кристаллов возможно получение одноцветных темных изображений на светлом фоне или светлых изображений на темном фоне. Возможно также получение цветных изображений. В настоящее время промышленностью выпускаются однозарядные и многозарядные цифровые, а также шкальные жидкокристаллические индикаторы. Индикаторы питаются переменным током, не содержащим постоянной составляющей, напряжением от 3 до 24 В. Ток потребления составляет десятки микроампер.

Основными преимуществами жидкокристаллических индикаторов являются сверхмалое потребление энергии, хорошие яркость и контрастность изображения при сильном внешнем освещении, согласованность по уровням напряжения с КМОП-интегральными схемами, простота конструкции и высокая долговечность. К недостаткам относятся малый интервал рабочих температур и большая инерционность.

#### 4.1.8. Фотоэлектрические и оптоэлектронные приборы

Фотоэлектрическими называют электронные приборы, преобразующие энергию излучения в электрическую энергию. Устройство таких приборов основано на фотоэффекте как в вакууме или газе, так и в полупроводнике. В настоящее время наибольшее распространение получили фотоэлектрические приборы, принцип действия которых основан на внутреннем фотоэффекте. Суть его заключается в увеличении под действием внешнего света концентрации свободных носителей заряда, а, следовательно, и проводимости полупроводниковых материалов. Получаемая таким образом проводимость называется фотопроводимостью. Она сочетается с собственной проводимостью полупроводникового материала. Фотопроводимость зависит от интенсивности и спектрального состава внешнего светового потока.

Внутренний фотоэффект может быть реализован в различных типах полупроводниковых приборов.

Фоторезистор - полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется в зависимости от интенсивности и спектрального состава внешнего излучения (рис. 4.23, а). На рис. 4.23, б показаны типовые ВАХ фоторезистора для нескольких значений светового потока  $\Phi$ . При отсутствии внешнего светового потока ( $\Phi = 0$ ) сопротивление фоторезистора велико и определяется собственной проводимостью полупроводникового материала. Ток, обусловленный собственной проводимостью, называется темновым ( $I_T$ ).

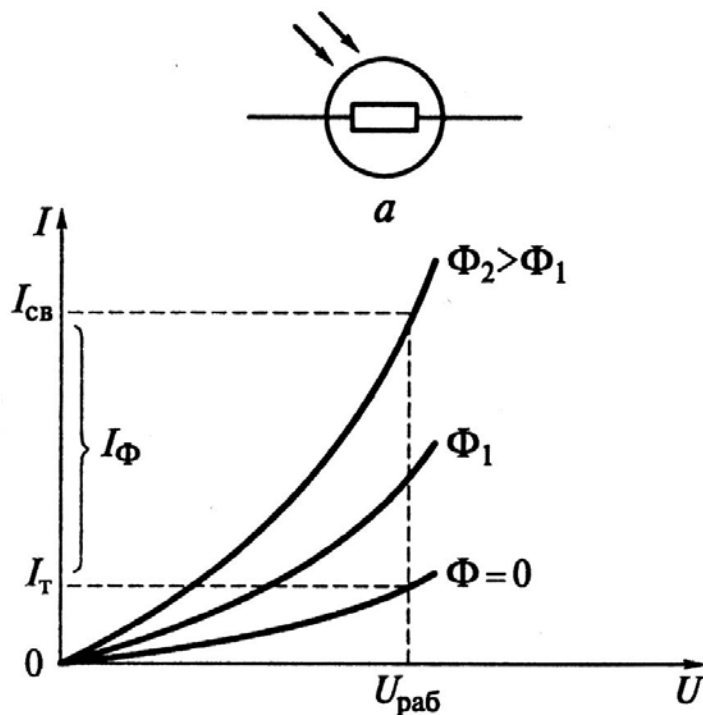


Рис. 4.23. Фоторезистор: а - условное обозначение; б - вольт- амперные характеристики

Под действием светового потока сопротивление фоторезистора уменьшается. В этом случае ток называется световым ( $I_{св}$ ). Разность между световым и темновым токами составляет фототок  $I_{\phi}$ . Конструктивно фоторезисторы выполняют в металлическом или пластмассовом корпусе с прозрачным окном, под которым расположен полупроводниковый материал.

Фотодиод по структуре аналогичен обычному полупроводниковому диоду. Отличие состоит в том, что его корпус снабжен дополнительной линзой, создающей внешний световой поток, направленный, как правило, перпендикулярно плоскости  $p-n$  перехода (рис. 4.24, а). Прибор может работать в режимах фотопреобразователя и фото генератора (рис. 4.24, б).

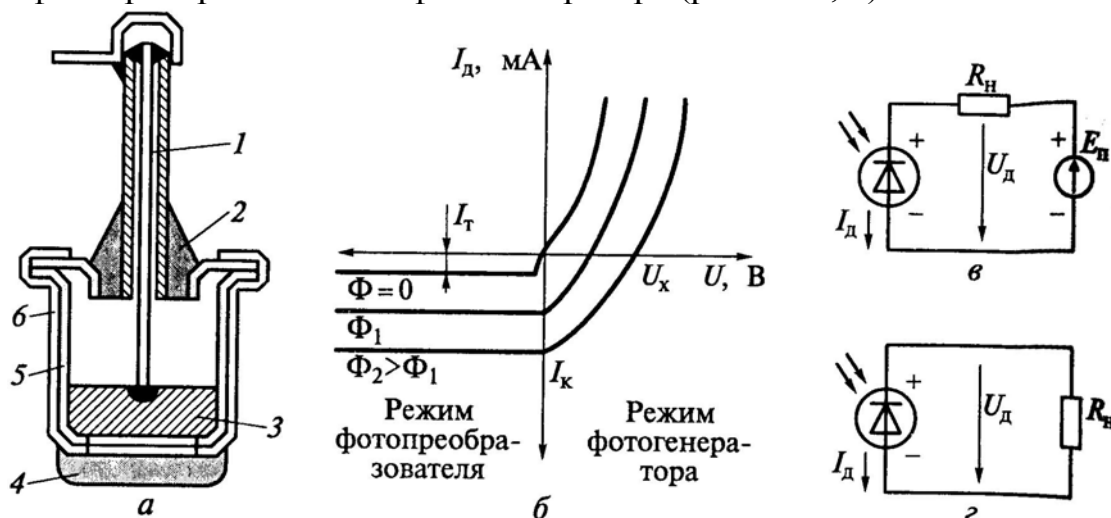


Рис. 4.24. Фотодиод:

- а - конструкция; б - вольтамперные характеристики;
- в - схема включения для фотопреобразовательного режима работы;
- г - схема включения для фотогенераторного режима работы;
- 1 - внутренний вывод; 2 - герметизация корпуса; 3 - кристалл с  $p-n$  переходом; 4 - стеклянная линза; 5 - кристаллодержатель; 6 - корпус

В режиме фотопреобразователя в цепь фотодиода включают внешний источник питания (рис. 4.24, в), обеспечивающий обратное смещение  $p-n$  перехода. Если переход не освещен, то создается обратный темновой ток. При освещении перехода к темновому току добавляется фототок, значение которого не зависит от приложенного напряжения и пропорционально интенсивности светового потока  $\Phi$  (рис. 4.24, б).

В режиме фотогенератора фотодиод сам является источником фотоЭДС (рис. 4.24, г), значение которой пропорционально интенсивности светового потока. Типовое значение фотоЭДС  $E = U_x$  кремниевого фотодиода составляет 0,5...0,55 В, а значение тока короткого замыкания  $I_k$  при среднем солнечном освещении равно 20...25 мА/см<sup>2</sup>.

Фототранзистор по структуре аналогичен структуре биполярного транзистора (рис. 4.25, а).

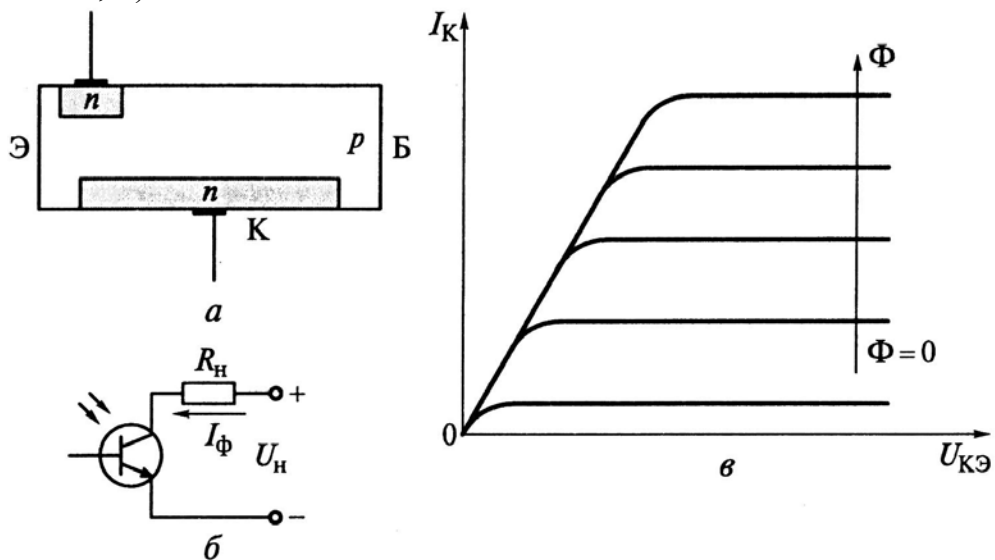


Рис. 4.25. Фототранзистор:  
 а - структура; б - схема включения;  
 в - семейство выходных характеристик

Он обладает более высокой чувствительностью, чем фотодиод. Световой поток действует перпендикулярно плоскости эмиттерного  $p-n$  перехода, генерируя в базе пары носителей заряда. Неосновные для базы носители заряда притягиваются коллекторным переходом, увеличивая коллекторный ток. Однако этот ток является только частью тока коллектора, так как уход из базы неосновных носителей создает в ней нескомпенсированный объемный заряд основных носителей. Этот заряд снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода. В результате происходит увеличение числа носителей заряда, инжектируемых эмиттером в область базы, а, следовательно, и увеличение коллекторного тока. Таким образом, в фототранзисторе происходит усиление фототока, что и объясняет большую чувствительность его по сравнению с фотодиодом.

Из рассмотренного принципа работы фототранзистора следует, что вывод базы является необязательным (рис. 4.25, б). Вольтамперные характеристики фототранзистора, используемого без вывода базы, аналогичны характеристикам биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Отличие состоит в том, что управляющим параметром является не ток базы, а световой поток  $\Phi$  (рис. 4.25, в).

Внутренний фотоэффект в полупроводнике может быть использован для построения и других полупроводниковых приборов: фототиристора, фототранзистора и т. п. Следует отметить, что широкого самостоятельного применения приборы с внутренним фотоэффектом не получили. Объясняется это тем, что значение фототока зависит не только от интенсивности светового потока, но и от его спектрального состава. Изменение спектра приводит к неод-



нозначным результатам в работе устройств, содержащих указанные приборы. Этого недостатка лишены оптоэлектронные приборы (оптопары).

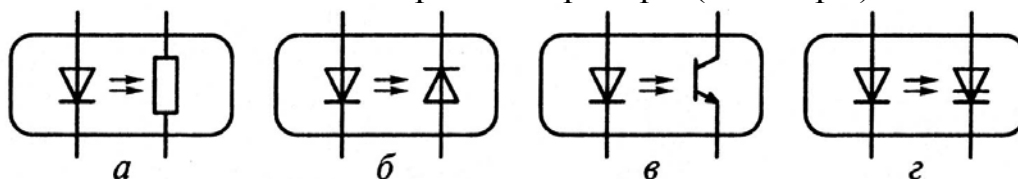


Рис. 4.26. Условные обозначения оптопар:

*a* - резистивной; *б* - диодной;

*в* - транзисторной с биполярным транзистором; *г* - тиристорной

Оптоэлектронный прибор содержит одновременно источник и приемник световой энергии. Для оптопары как входным, так и выходным параметром является электрический сигнал, причем гальваническая связь между входной и выходной цепями отсутствует. В качестве излучателя оптопары могут быть использованы инфракрасный излучающий диод, светоизлучающий диод, люминесцентный излучатель или полупроводниковый лазер. Наибольшее распространение в настоящее время получил инфракрасный излучающий диод, что объясняется простотой его структуры, управления и высоким КПД. В качестве приемника оптопары находят применение рассмотренные выше фотоэлектрические приборы: фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и др. (рис. 4.26, *a...г*).

Для усиления и согласования выходного сигнала оптопары стандартным уровнем напряжения, используемым для передачи и преобразования цифровых сигналов, служат оптоэлектронные микросхемы. В них применяют, как правило, диодную оптопару (как обладающую максимальным быстродействием) и импульсный усилитель.

## 4.2. Источники вторичного электропитания

### 4.2.1. Классификация, состав и основные параметры

Источники вторичного электропитания (ИВЭ) - это устройства, обеспечивающие электропитанием самостоятельные блоки или отдельные узлы электронных средств. Источниками питания для них являются сети переменного или постоянного тока, играющие в этом случае роль первичных источников. Источники вторичного электропитания, работающие от сети переменного тока, обеспечивают выпрямление (одно- или многофазное) входного напряжения; ИВЭ с питанием от сети постоянного тока - преобразование его в переменный ток (инвертирование) или изменение и стабилизацию параметров (по току или напряжению).

Источники вторичного электропитания классифицируют:

по виду первичного источника – выпрямители, преобразователи или стабилизаторы тока;

по значению выходной мощности - маломощные ( $P_{вых}$  до 10 Вт), средней мощности ( $P_{вых}$  до 100 Вт) и большой мощности ( $P_{вых}$  свыше 100 Вт).

В состав ИВЭ входят функциональные блоки, обеспечивающий выполнение одной или нескольких операций: преобразование, стабилизацию или регулирование электрической энергии. На рис. 4.27 показана структурная схема управляемого выпрямителя, предназначенного для питания нагрузочного устройства (например, электронного блока) постоянным напряжением. Трансформатор (ТР) преобразует значение  $u_1(t)$  входного напряжения в требуемое значение  $u_2(t)$ ; выпрямитель (В) выпрямляет это напряжение в  $U$ ; сглаживающий фильтр (СФ) сглаживает пульсации выпрямленного напряжения, что необходимо для повышения качества постоянного тока нагрузки (Н); система регулирования (СР) обеспечивает постоянство выходного напряжения  $U_H$ .

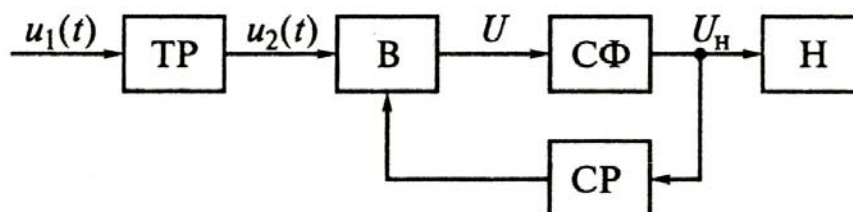


Рис. 4.27. Структурная схема управляемого выпрямительного устройства

Источники вторичного электропитания характеризуются рядом электрических эксплуатационных и массогабаритных параметров, обеспечивающих их работоспособность. Электрические параметры подразделяют на следующие:

статические - измеряют при медленном изменении во времени возмущающих факторов (входного напряжения питания, тока нагрузки, температуры и т.д.);

динамические - измеряют при быстром изменении во времени возмущающих факторов: при скачкообразном включении напряжения питания или нагрузки, внезапных изменениях нагрузки и т.д.

Динамические электрические параметры ИВЭ оцениваются временем готовности источника питания, определяемом интервалом времени между моментом вариации напряжения или параметра и моментом, после которого параметры ИВЭ удовлетворяют заданным требованиям с учетом установленных допусков. В большинстве практических случаев наибольший интерес представляют статические электрические параметры ИВЭ.

К основным параметрам ИВЭ относятся:

1. Номинальные значения выходного напряжения и тока нагрузки, а также пределы их изменения.

2. Точность стабилизации  $\delta$  выходного параметра  $\varepsilon_{см}$  по напряжению, току или частоте); определяется отношением абсолютной погрешности

$\Delta \varepsilon = \varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}$  к номинальному значению, т.е.

$$\delta = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon_{ном}} = \frac{\varepsilon_{ст} - \varepsilon_{ном}}{\varepsilon_{ном}}.$$

3. Коэффициент пульсации напряжения (тока):

$$q_k = \frac{U_{mk}}{U_{cp}}, \quad (4.8)$$

где  $U_{mk}$  - амплитуда наименьшей ( $k$ -й) гармоники;  $U_{cp}$  - среднее значение напряжения.

4. Коэффициент сглаживания фильтра по напряжению (току):

$$S_k = \frac{q_k}{(q_k)_ф}, \quad (4.9)$$

где  $q_k$  - коэффициент пульсации  $k$ -й гармоники напряжения (тока) при отсутствии сглаживающего фильтра;  $(q_k)_ф$  - коэффициент пульсации на выходе фильтра (фактическое значение).

Так как в общем случае  $(q_k)_ф < q_k$ , то коэффициент сглаживания  $S_k > 1$ .

#### 4.2.2. Однофазные выпрямители

По схеме выпрямления различают выпрямители: с одним вентилем - однополупериодные; со средней точкой и мостовые - двухполупериодные; схемы с удвоением и умножением напряжения и комбинированные (рис. 4.28).

По возможности регулирования напряжения выпрямители различают нестабилизированные, стабилизированные и управляемые (когда напряжение на выходе постоянно изменяется в зависимости от требований потребителей).

Процесс выпрямления осуществляется непосредственно полупроводниковыми приборами схемы выпрямления.

Рассмотрим сущность процесса выпрямления на примере простейшей однофазной однополупериодной схемы (рис. 4.28, а).

Схема состоит из трансформатора  $T$ , диода  $VD$ , резистора  $R_n$ , являющегося активной нагрузкой.

На первичную обмотку трансформатора  $T$  от питающей сети подается переменное синусоидальное напряжение  $U_1$ . На вторичной обмотке трансформатора будет синусоидальное напряжение  $U_2$ .

Напряжение  $U_2$ , как известно из теории трансформаторов, сдвинуто по фазе на угол, близкий к  $180^\circ$ , относительно напряжения  $U_1$ .

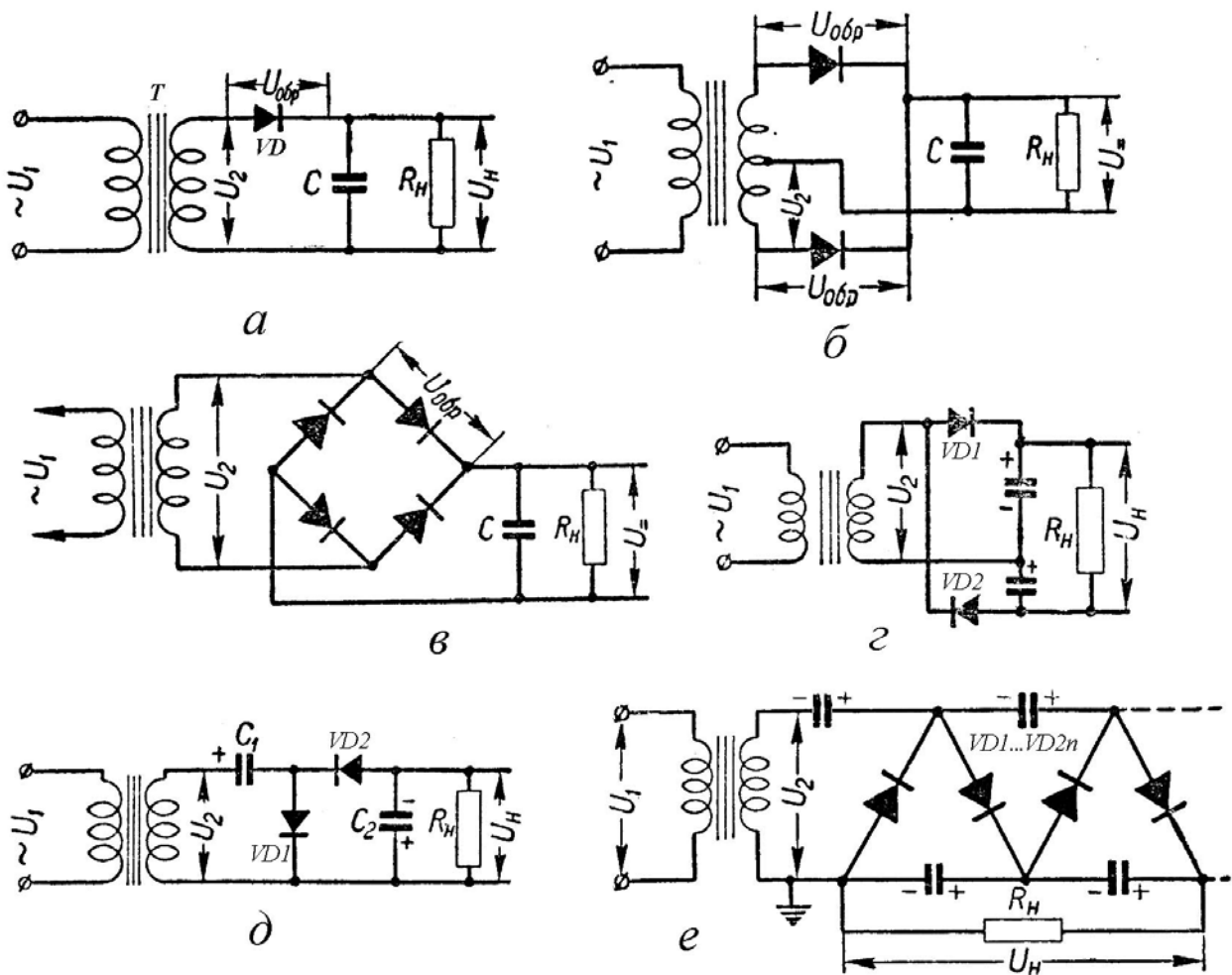


Рис. 4.28. Схемы однофазных выпрямителей:

*a* – однополупериодная схема; *б* – двухполупериодная со средней точкой; *в* – мостовая; *г* – параллельная схема удвоения выпрямленного напряжения; последовательная схема удвоения выпрямленного напряжения; *д* – схема выпрямителя с умножением напряжения

В момент времени, когда напряжение  $U_2$  отрицательно, к диоду  $VD$  приложено запирающее напряжение и ток через диод не протекает. В моменты времени, когда напряжение  $U_2$  положительно, диод включается. В результате напряжение  $U_H$  прикладывается к нагрузке  $R_H$ , через которую начинает протекать ток. Для активной нагрузки ток по фазе совпадает с напряжением, диод будет выключаться, когда напряжение  $U_2$  станет отрицательным, ток в нагрузке протекать не будет до последующего включения диода. Таким образом, на резисторе  $R_H$  будет пульсирующее напряжение  $U_H$  только одной полярности, иначе говоря, выпрямленное напряжение. Основное достоинство такой схемы – ее простота, недостатки – низкий КПД и большие пульсации выпрямленного напряжения.

Двухполупериодная схема выпрямителя со средней точкой (рис. 4.28, б) обеспечивает двухполупериодное выпрямление вторичного напряжения  $U_2$  при наличии всего двух выпрямительных диодов. Очевидным недостатком такой схемы является усложнение вторичной обмотки трансформатора, которая должна содержать в два раза больше витков, чем предыдущая и последующие схемы выпрямителей. Однофазная мостовая схема выпрямителя приведена на рис. 4.28, в. Схема содержит трансформатор, выпрямительный мост, содержащий четыре выпрямительных полупроводниковых диода, конденсатор фильтра  $C$  и сопротивление нагрузки  $R_n$ . Данная схема получила наибольшее распространение вследствие своей простоты и высоких параметров. Для такой схемы выпускаются специальные выпрямительные блоки из четырех диодов, соединенных по мостовой схеме, объединенных в общий корпус.

Схемы выпрямителей с умножением напряжения применяются для повышения выпрямленного напряжения при заданном напряжении на вторичной обмотке трансформатора либо при отсутствии повышающего трансформатора с необходимым коэффициентом трансформации. Принципиально можно получить большую кратность умножения, однако практически ограничиваются умножением в 2, 3 и 4 раза.

Наиболее часто встречается параллельная схема выпрямителя с удвоением напряжения (рис. 4.28, г); последовательная (рис. 4.28, д) - применяется редко. Преимущества параллельной схемы - меньшие пульсации выпрямленного напряжения и возможность применения конденсаторов с рабочим напряжением, равным половине выходного.

Схема выпрямителя с умножением в 4 раза приведена на рис. 4.28, е. Такую схему выгодно применять при использовании в качестве выпрямительных германиевых диодов вследствие небольшого падения напряжения в прямом направлении и при небольшом выпрямленном токе (до 10...15 мА).

Упрощенный расчет маломощного выпрямителя. Приведенная ниже методика применима для расчета маломощных выпрямителей на полупроводниковых диодах. Предполагается, что выпрямитель работает на нагрузку с емкостной реакцией, т.е. фильтр начинается с емкости.

Порядок расчета:

1. Выбираем тип выпрямительных диодов и определяем  $U_{обр}$  и значение тока через вентиль  $I_e$ . По этим величинам выбираем тип и количество диодов. Диоды одной группы также можно включать параллельно. При последовательном включении диодов параллельно каждому из них следует включить выравнивающее сопротивление 50...100 кОм.

2. Принимаем сопротивление обмоток трансформатора  $\gamma$  в пределах (0,07...0,1)  $R_n$  для выпрямителей мощностью до 10 Вт и в пределах (0,05...0,08)  $R_n$  - для выпрямителей мощностью 10-100 Вт.

3. Определяем внутреннее сопротивление выпрямителя

$$r = r_{mp} + R_i,$$

где  $R_i$  - внутреннее сопротивление вентиля.

4. Вычисляется вспомогательный коэффициент  $A$  по формуле, приведенной в табл. 4.3 для различных схем выпрямителей.

Таблица 4.3 Формулы для расчета маломощных выпрямителей

Схема выпрямителя	$A$	$U_2$	$U_{обр}$	$I_m$	$I_2$	$I_в$
Однополупериодная	$3,2 \frac{r}{R_n}$	$BU$	$2,8U_2$	$FI$	$DI$	$DI$
Двухполупериодная	$1,6 \frac{r}{R_n}$	$BU$	$2,8U_2$	$0,5FI$	$0,5DI$	$0,5DI$
Мостовая	$1,6 \frac{r}{R_n}$	$BU$	$1,4U_2$	$0,5FI$	$0,7DI$	$0,5DI$
С удвоением напряжения	$6,3 \frac{r}{R_n}$	$0,5BU$	$1,4U_2$	$FI$	$1,4DI$	$DI$

5. По графикам рис. 4.29, а определяются коэффициенты  $B, F$  и  $D$ .

6. По формулам, приведенным в табл. 4.3, вычисляются значения обратного напряжения  $U_{обр}$ , амплитуды тока через вентиль  $I_m$ , среднее значение тока через вентиль  $I_в$ , напряжение  $U_2$  и ток  $I_2$  вторичной обмотки силового трансформатора.

7. Рассчитывается емкость  $C$  сглаживающего фильтра. Способность фильтра уменьшать пульсации принято оценивать коэффициентом сглаживания:

$$K_C = \frac{P_{вх}}{P_{вых}},$$

где  $P_{вх}$  и  $P_{вых}$  - коэффициенты пульсации на входе и на выходе фильтра.

Коэффициент сглаживания многозвенного фильтра равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена.

Коэффициент пульсаций на входе фильтра зависит от режима работы выпрямителя и определяется после расчета выпрямителя по формуле:

$$P_{вх} = \frac{H}{rC},$$

где  $H$  - коэффициент, определяемый по кривым 1 (для однополупериодных схем) и 2 для других схем по рис. 4.29, б);  $r$  - внутреннее сопротивление выпрямителя (в Ом);  $C$  - емкость, включенная на выходе выпрямителя (в мкФ). Допустимые величины коэффициента пульсаций на выходе фильтра зависят от характера нагрузки. Отсюда необходимая емкость фильтра:

$$C = \frac{H}{P_{ex} r}, \text{ мкФ.}$$

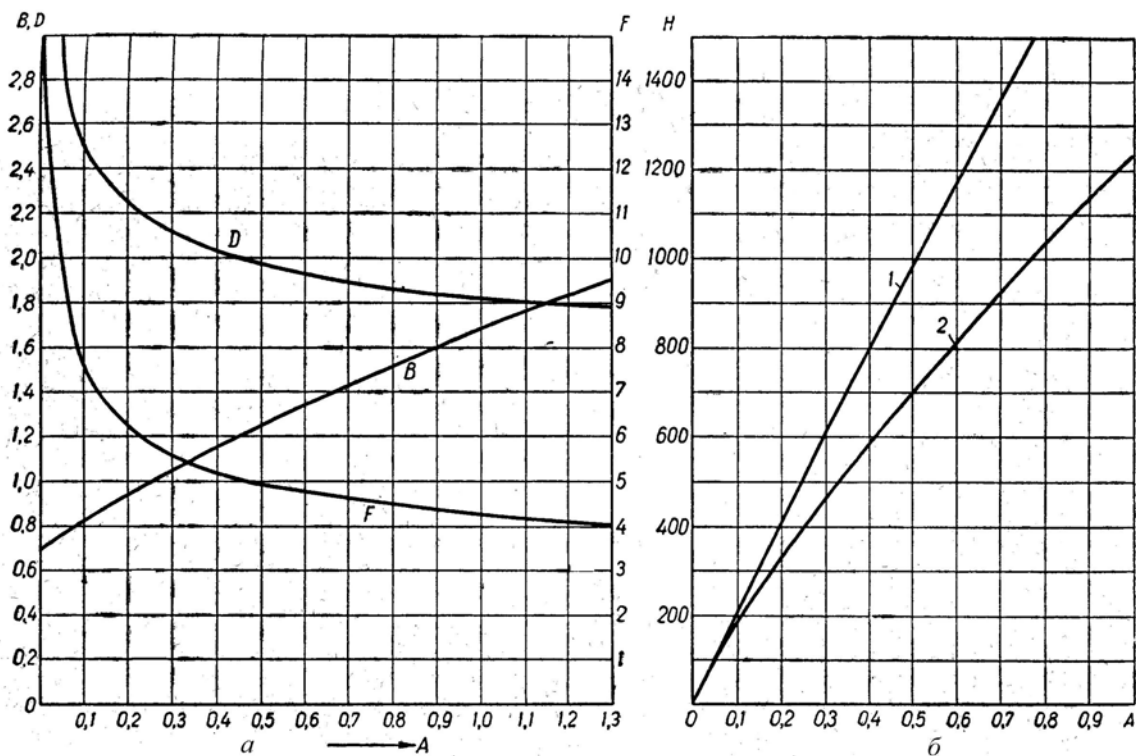


Рис. 4.29. Вспомогательные графики для расчета выпрямителей

### 4.2.3. Трехфазные схемы выпрямителей

Широкое распространение в преобразовательной технике получили трехфазные схемы выпрямителей. Они имеют лучшие показатели качества выходного напряжения в сравнении с однофазными схемами и при одинаковой их мощности значительно меньшую массу и габариты выходного фильтра. На основе трехфазной мостовой схемы конструируются самые мощные выпрямители, обладающие КПД, близким к 100%. Трансформатор в таких схемах выполняет функции гальванической развязки выпрямленного напряжения с питающей сетью, а также для согласования уровней напряжений питающей сети и выпрямляемого напряжения.

Трехфазный выпрямитель с нулевой точкой (однополупериодный выпрямитель, рис. 4.30, а) обладает значительно меньшими пульсациями выходного напряжения и их утроенной частотой по сравнению с однофазным двухполупериодным выпрямителем. Этой позволяет упростить фильтр, а иногда и

вообще обойтись без него. Но такой схеме присуще подмагничивание трансформатора постоянным током, что ухудшает его использование.

Трехфазный мостовой выпрямитель (схема Ларионова, рис. 4.30, б) по сравнению с предыдущей схемой характеризуется отсутствием подмагничивания трансформатора, еще меньшим коэффициентом пульсаций, и их вдвое большей частотой.

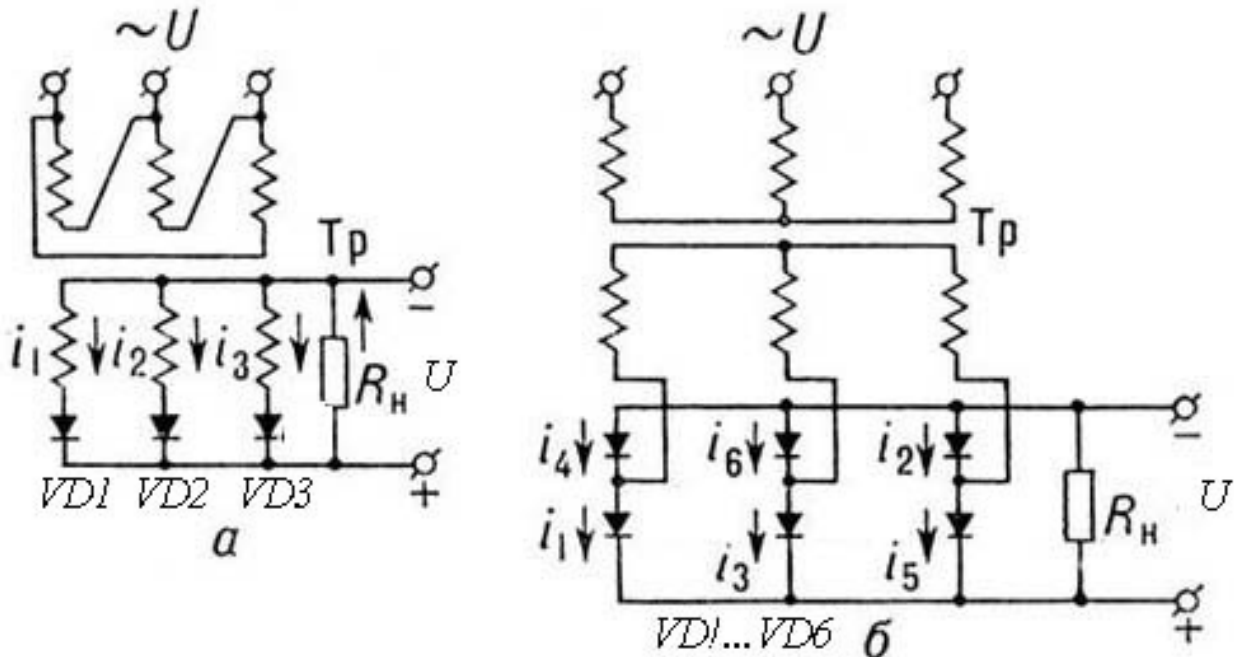


Рис. 4.30. Схемы неуправляемых трехфазных выпрямителей:  
 а – однополупериодная, б – двухполупериодная

Расчет неуправляемых трехфазных выпрямителей производится согласно приведенных соотношений табл. 4.4. При этом приняты следующие обозначения:

$i_1 \dots i_6$  - текущие значения токов через выпрямительные вентили;

$R_n$  - активное сопротивление нагрузки выпрямителя;

$U_n = N_\delta U_{np} + U_\epsilon$  - расчетное значение напряжения на нагрузке;

$N_\delta$  - число последовательно включенных диодов;

$U_{np}$  - прямое падение напряжения на диоде;

$U_\epsilon$  - среднее значение выпрямленного напряжения;

$I_n$  - расчетное значение тока через нагрузку;

$n = U_1/U_2$  - коэффициент трансформации;

$P_n$  - расчетное значение мощности нагрузки;

$f$  - частота питающей сети.



Таблица 4.4. - Основные характеристики схем выпрямителей при работе на активную нагрузку

Характеристика	Трехфазный с нулевой точкой	Трехфазный мостовой
Действующее напряжение вторичной обмотки (фазное) $U_2$	$0,855U_n$	$0,43U_n$
Действующий ток вторичной обмотки $I_2$	$0,58I_n$	$0,82I_n$
Действующий ток первичной обмотки $I_1$	$0,48I_n/n$	$0,82I_n/n$
Расчетная мощность трансформатора $P_T$	$1,35P_n$	$1,045P_n$
Обратное напряжение на диоде $U_{обр}$	$2,1U_n$	$1,05U_n$
Среднее значение тока диода $I_{д.ср}$	$0,33I_n$	$0,33I_n$
Действующее значение тока диода $I_{д}$	$0,587I_n$	$0,58I_n$
Амплитудное значение тока диода $I_{д.м}$	$1,21I_n$	$1,05I_n$
Частота основной гармоники пульсаций	$3f$	$6f$
Коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_n$	0,25	0,057

В диапазонах больших мощностей управляемые выпрямители на тиристорах получили большее распространение, так как, помимо выпрямления переменного напряжения они позволяют регулировать величину среднего значения этого напряжения  $U_d$  (постоянную составляющую).

Трехфазная мостовая схема управляемого выпрямителя состоит из шести вентилях, три в которых ( $VS1, VS3, VS5$ ) соединены катодами и образуют катодную группу, а три ( $VS2, VS4, VS6$ ) соединены анодами и образуют анодную группу (рис. 4.31). Диаграммы токов и напряжений поясняющие работу схемы при работе выпрямителя на активную нагрузку показаны на рис. 4.32. Цепи управления тиристорами на рис. 4.31 не показаны.

Из шести вентилях схемы в любой момент включены только два, один из которых с наибольшим положительным потенциалом на аноде находится в катодной группе, а другой с наименьшим отрицательным потенциалом в анодной группе. При этом ток в нагрузке протекает под действием линейного напряжения трансформатора.

Рассмотрим работу схемы в соответствии с временными диаграммами, с учетом, что угол управления  $\alpha = 0$ , т.е. импульсы управления формируются каждый раз при пересечении фазных напряжений источника питания.

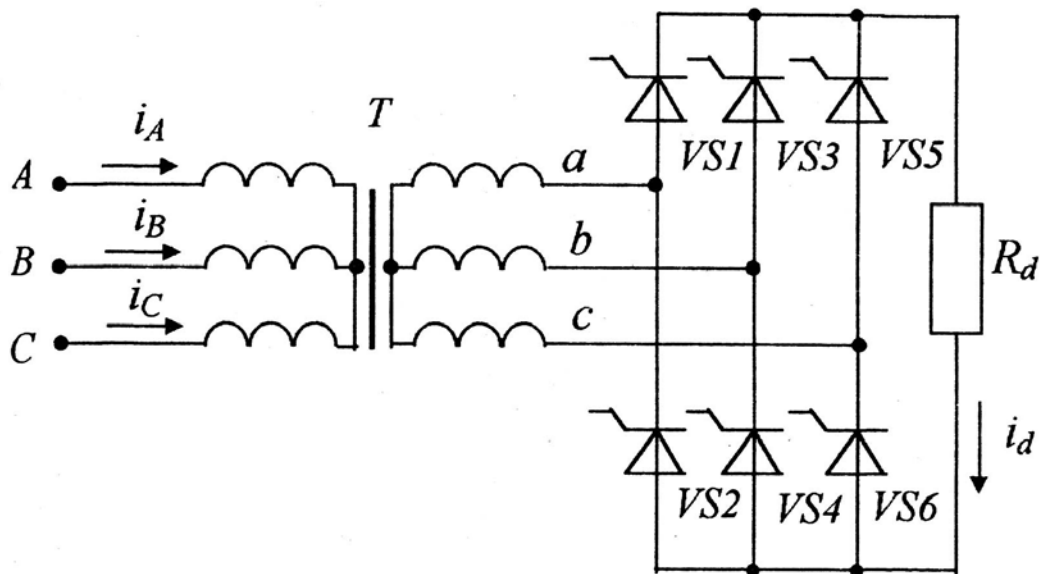


Рис.3.15. Силовая схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя

На интервале от  $\mathcal{G}_1$  до  $\mathcal{G}_2$  наибольшее положительное значение напряжения имеет фаза  $A(u_a)$  и наименьшее отрицательное значение имеет фаза  $B(u_b)$ . В соответствии с принципом работы схемы открытыми будут тиристоры  $VS1$  и  $VS4$  к нагрузке  $R_d$  прикладывается линейное напряжение  $u_{ab}$  и выпрямленный ток будет протекать по контуру:

$$+"a \rightarrow VS1 \rightarrow R_d \rightarrow VS4 \rightarrow "-"b.$$

Начиная с момента времени  $\mathcal{G}_2$  потенциал фазы  $b$  станет более положительным, чем потенциал фазы  $c$ . При подаче в этот момент времени управляющего сигнала на тиристор  $VS6$  он включается, а тиристор  $VS4$  выключается. Для выключившегося тиристора  $VS4$  напряжение  $u_{ab}$  является обратным. В результате в проводящем состоянии окажутся тиристоры  $VS1$  и  $VS6$ , а ток через нагрузку в интервале от  $\mathcal{G}_2$  до  $\mathcal{G}_3$  будет протекать по контуру:

$$+"a \rightarrow VS1 \rightarrow R_d \rightarrow VS6 \rightarrow "-"b.$$

В интервал времени от  $\mathcal{G}_3$  до  $\mathcal{G}_4$  происходит переключение тиристорov в катодной группе с  $VS1$  на  $VS4$ . Далее через интервалы времени равные  $\pi/3$  происходит поочередная коммутация тиристорov анодной и катодной групп. Алгоритм попарной работы тиристорov выпрямителя можно представить следующей схемой:

$$\underbrace{VS1VS4 \rightarrow VS1VS6 \rightarrow VS6VS3 \rightarrow VS3VS2 \rightarrow VS2VS5 \rightarrow VS5VS4}_{\text{cycle}}.$$

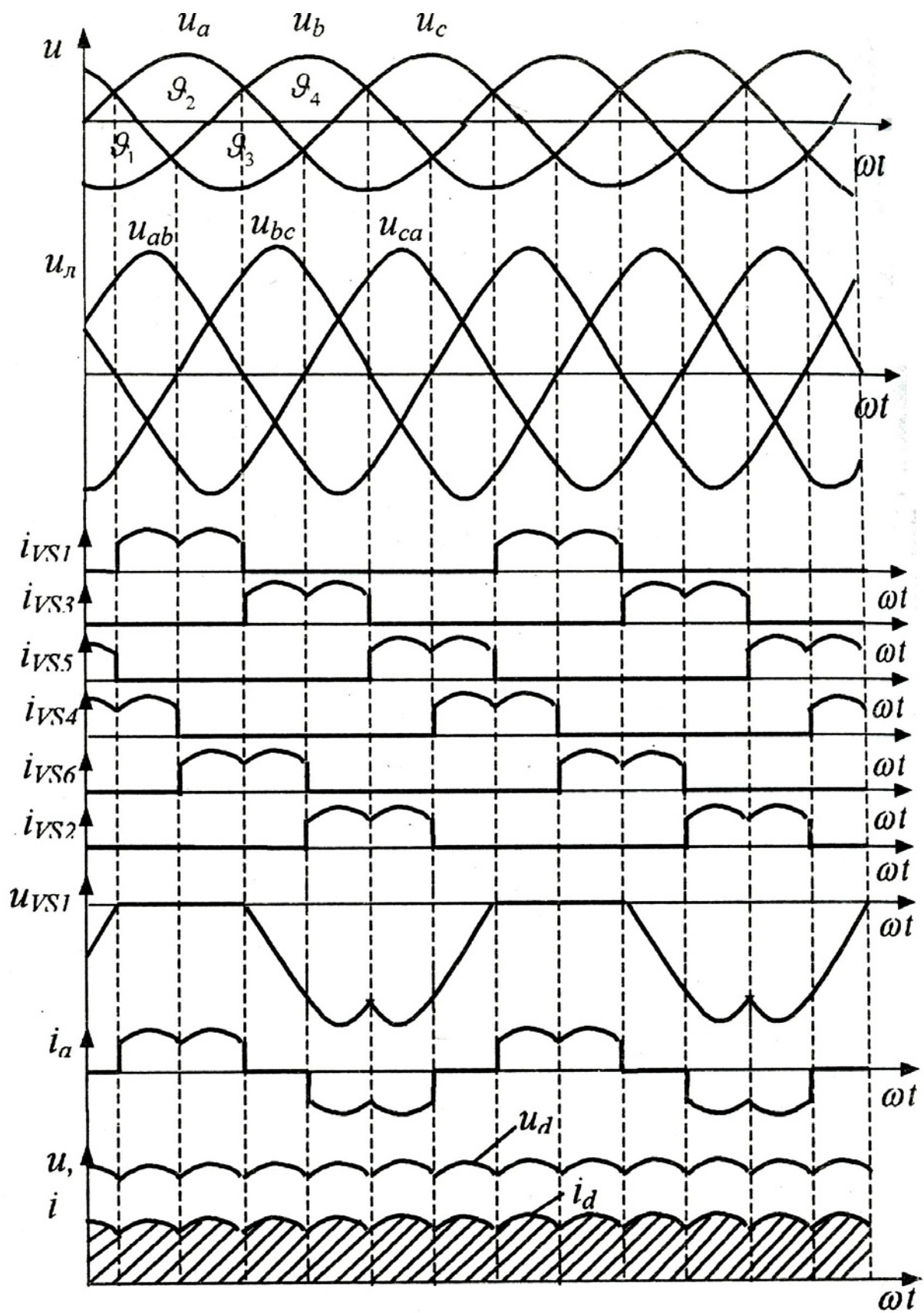


Рис. 4.32. Диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу трехфазного управляемого мостового выпрямителя при угле  $\alpha = 0$

Поочередная работа различных пар тиристоров в схеме приводит к появлению на нагрузке  $R_d$  выпрямленного напряжения, состоящего из частей линейных напряжений вторичных обмоток трансформатора (рис. 4.32). Видно, что время коммутаций совпадает со временем прохождения через нуль линейных напряжений (когда равны два фазных, что соответствует точкам естественной коммутации). Длительность протекания тока через каждый тиристор равна  $2\pi/3$ , остальное время к нему приложено обратное напряжение, состоящее из частей соответствующих линейных напряжений.

#### 4.2.4. Инверторы, конверторы и преобразователи частоты

Преобразование постоянного тока в переменный называется инвертированием, а электротехнические устройства, выполняющие такую функцию, называются инверторами.

Различают два типа инверторов: инверторы, ведомые сетью и автономные инверторы. Инверторы, ведомые сетью, передают энергию в сеть переменного тока. Автономные инверторы передают энергию от источника постоянного тока потребителями и не имеют в цепи источников переменного тока.

Рассмотрим принцип работы автономного инвертора на примере однофазного инвертора со средней точкой (рис. 4.33, а).

Принцип работы инвертора заключается в том, что источник напряжения постоянного тока  $U_d$ , в результате коммутации тиристоров  $VS1$  и  $VS2$ , попеременно подключается к обмотке  $w_{11}$  или к обмотке  $w_{12}$  трансформатора  $T$ . Тем самым в сердечнике трансформатора создается намагничивающая сила каждый раз противоположной полярности. Поэтому во вторичной обмотке трансформатора  $w_2$  создается переменная ЭДС.

Работа схемы. К примеру, на интервале от 0 до  $\pi$  система управления СУ, импульсом управления, включает тиристор  $VS1$  (рис. 4.33, б). По обмоткам трансформатора  $w_{11}$  и  $w_{12}$  будут протекать соответственно токи  $i_1$  и  $i_2$ . В цепи конденсатора  $C_k$  будет протекать ток  $i_C$  (ток заряда конденсатора). С течением времени величина тока заряда конденсатора, и соответственно тока  $i_2$ , постепенно уменьшается, а величина тока  $i_1$  с течением времени увеличивается. Конденсатор  $C_k$  в этом случае будет иметь потенциалы, соответствующие знакам без скобок (рис. 4.33, а).

На втором интервале от  $\pi$  до  $2\pi$ , система управления СУ открывает тиристор  $VS2$ . К тиристорам  $VS1$  через тиристор  $VS2$  прикладывается напряжение конденсатора  $C_k$ , которое является обратным для тиристора  $VS1$ , и поэтому он закрывается. После разряда конденсатор  $C_k$  перезарядается (полярность на рис. 4.33, а соответствует знакам в скобках), с течением времени ток

$i_2 > i_1$ , т.е. ток нагрузки  $i_H$  становится отрицательным (рис. 4.33, з), что означает изменение его направления во вторичной обмотке трансформатора  $w_2$ .

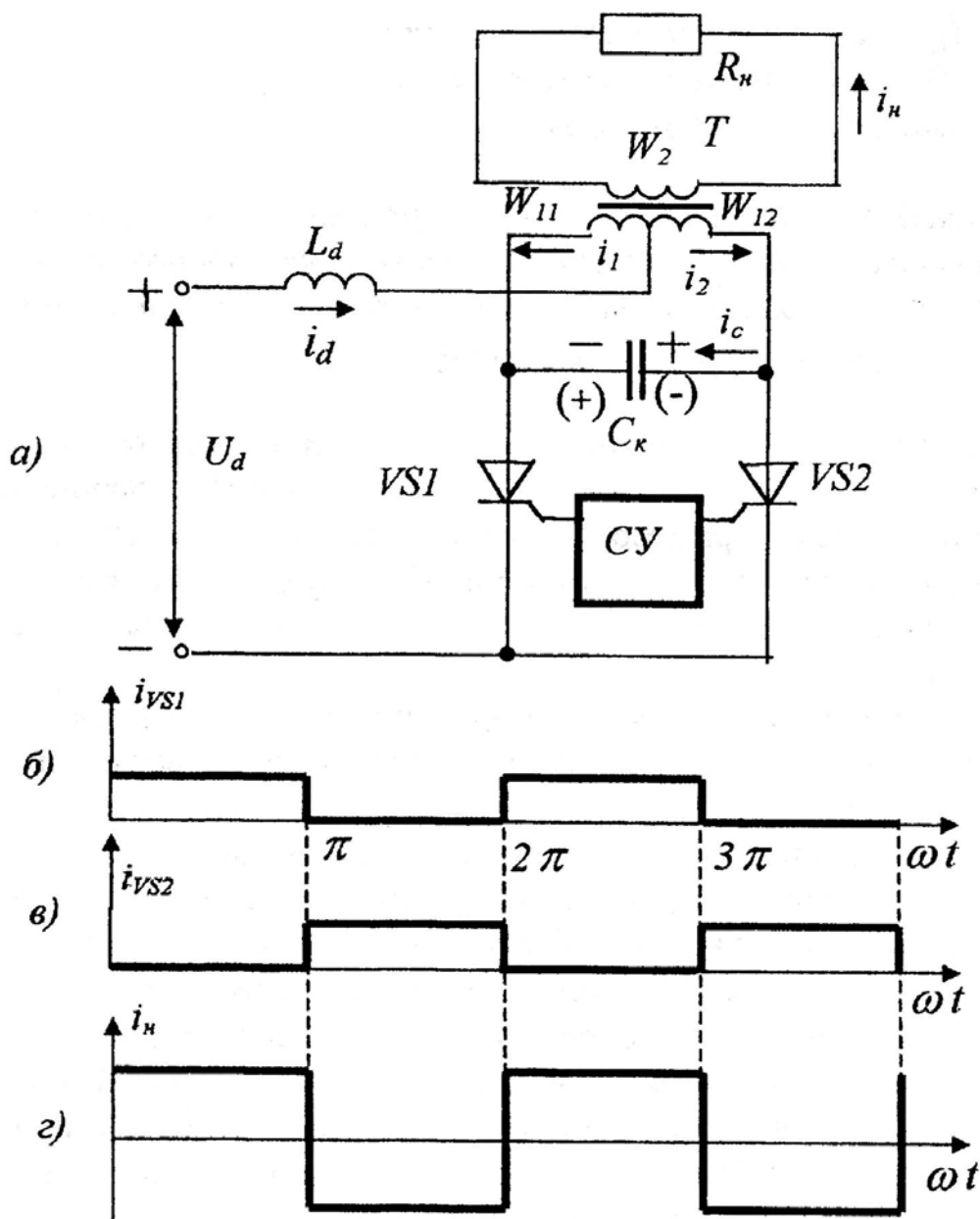


Рис. 4.33. Однофазный инвертор тока со средней точкой (а) и диаграммы токов, поясняющие принцип его работы (б, в, з)

Конвертеры - это устройства осуществляющие преобразование напряжения постоянного тока одного уровня в напряжение постоянного тока повышенной или пониженной величины (в сравнении с входным напряжением).

Конструктивно конвертеры содержат три преобразователя: инвертор - преобразующий постоянное напряжение в переменное напряжение; трансформатор - осуществляющий согласование напряжения источника с напряжением нагрузки; выпрямитель - преобразующий напряжение переменного тока в напряжение постоянного тока.

Структурная схема конвертора показана на рис. 4.34.

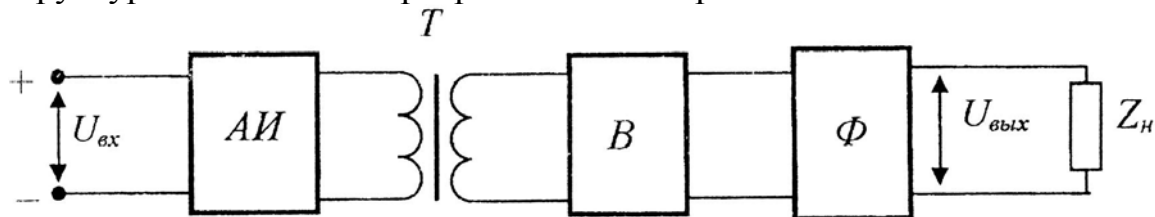


Рис. 4.34. Структурная схема конвертора

Для того чтобы уменьшить массу и габариты трансформатора, а также улучшить качество выходного напряжения конвертора, рабочая частота автономного инвертора (АИ) выбирается по возможности высокой (в транзисторных преобразователях небольшой мощности эту частоту обычно выбирают в диапазоне от единиц до нескольких десятков килогерц). Стабилизация выходного напряжения конверторов может осуществляться как за счет силовых ключей инвертора, так и за счет выпрямителя (В), у которого силовая схема выполнена на управляемых вентилях. Для обеспечения требуемого качества выходного напряжения на выходе конверторов применяются сглаживающие фильтры (Ф).

Несмотря на то, что поток преобразуемой электроэнергии проходит через несколько устройств, применение в конверторах промежуточного высокочастотного преобразования позволяет значительно улучшить массогабаритные показатели преобразователя.

Краткая характеристика и области применения преобразователей (конверторов) напряжения.

Применяемые в устройствах электропитания РЭА преобразователи постоянного напряжения в постоянное, как двухтактные, так и однотактные, обеспечивают гальваническое разделение входных и выходных цепей с помощью трансформаторов, а также преобразование, и регулирование уровней выходного напряжения. Выполнение последней из указанных функций возможно только при совместной работе собственно преобразователей, содержащих силовые ключи и трансформаторы и импульсных регуляторов постоянного напряжения. Использование таких регулируемых преобразователей предпочтительно с точки зрения улучшения удельных показателей источников вторичного электропитания (ИВЭП).

Однотактные преобразователи напряжения (ОПН), обладают такими достоинствами, как отсутствие схем симметрирования работы трансформаторов, малое количество ключей и простота схем управления. Данные, приводимые в различной литературе, свидетельствуют о том, что в диапазоне входных напряжений от единиц до тысячи вольт и выходных мощностей до одного киловатта ОПН оказываются предпочтительнее двухтактных преобразователей.

В качестве примера рассмотрим однотактный преобразователь напряжения (ПН) с передачей энергии в импульсе (рис. 4.35).

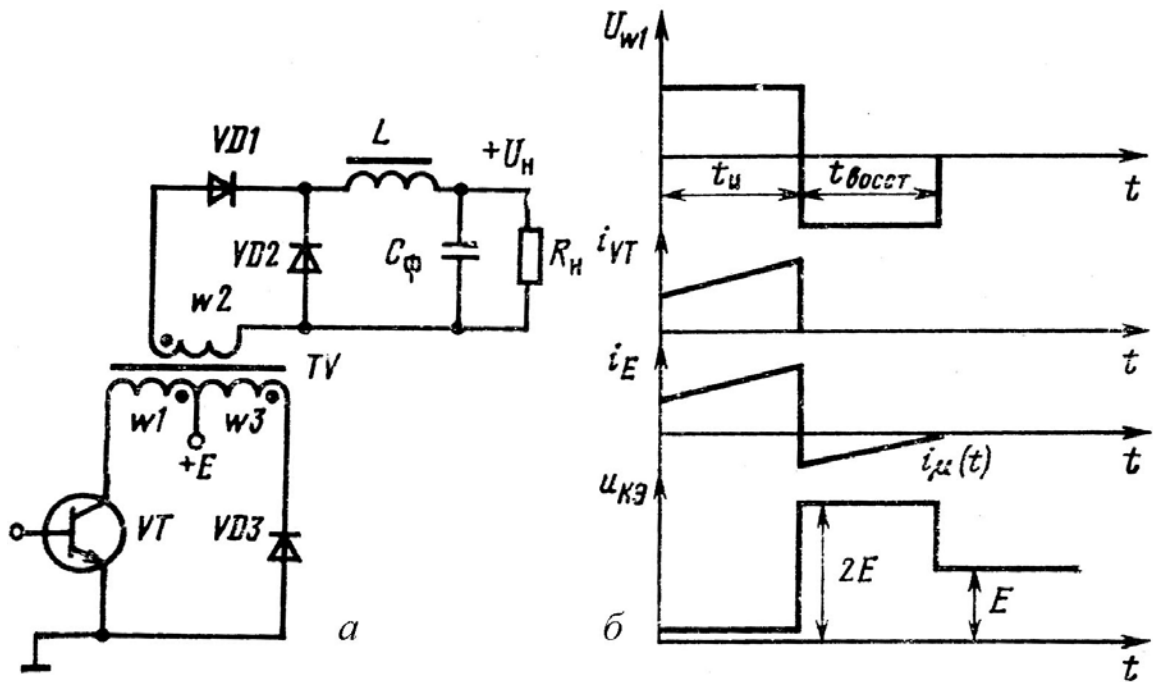


Рис. 4.35. Однотактный преобразователь напряжения (а) и диаграммы его работы (б)

Принцип работы ПН, представленного на рис. 4.35, а, поясняется диаграммами рис. 4.35, б и состоит в следующем. В открытом состоянии транзистора  $VT$  энергия от источника питания  $E$  через трансформатор и выпрямительный диод  $VD1$  поступает в нагрузку, накапливается в элементах фильтра, а также в магнитном поле сердечника трансформатора  $TV$ . После закрытии транзистора  $VT$  открывается диод  $VD2$ , шунтирующий вход фильтра, и накопленная в последнем энергия отдается в нагрузку; диод  $VD1$  закрывается, а энергия, запасенная трансформатором, рекуперирована в источник питания  $E$  по обмотке  $w_3$  через включившийся диод  $VD3$ .

Отметим, что в однотактной схеме автогенератора (рис. 4.35) существует постоянное подмагничивание сердечника трансформатора, оказывающее вредное влияние на работу преобразователя. Поэтому такая схема имеет ограниченное применение.

В настоящее время широкое распространение получили двухтактные генераторы с самовозбуждением с трансформаторной связью. Такие схемы позволяют сравнительно легко получить на выходе автогенератора напряжение симметричной и практически прямоугольной формы.

Транзисторы генераторов с самовозбуждением могут быть включены по схеме с общей базой (рис. 4.36, а) с общим эмиттером (рис. 4.36, б) и с общим коллектором (рис. 4.36, в). В этих схемах транзисторы работают как переключатели, поочередно отпираясь и запираясь, подобно транзисторам в симметричном мультивибраторе.

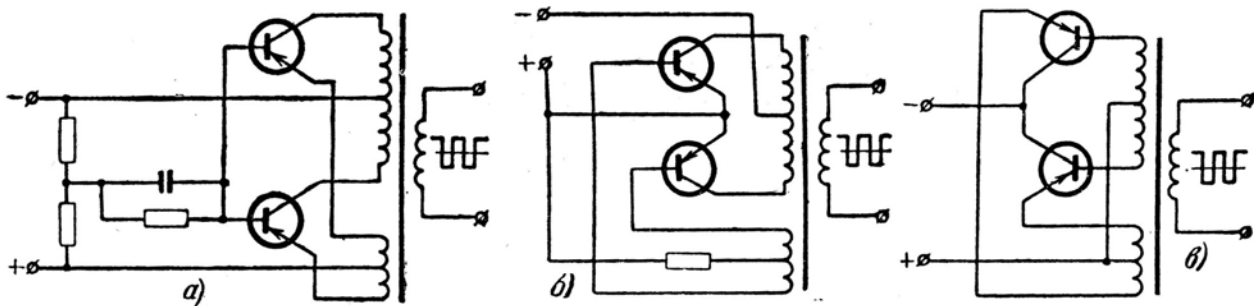


Рис. 4.36. Схемы двухтактных преобразователей напряжения: с общей базой (а), с общим эмиттером (б) и с общим коллектором (в)

Наибольшее распространение получила схема преобразователя с общим эмиттером, позволяющая при малых напряжениях источника питания получить большой к. п. д.

В случае, когда отрицательный зажим источника питающего напряжения может быть «заземлен», целесообразно использовать схему с общим коллектором, так как при этом отпадает необходимость изолировать корпус транзистора от корпуса преобразователя.

Схема с общей базой не имеет значительных преимуществ по сравнению с другими схемами и поэтому применяется редко.

Наибольшая мощность, которая может быть преобразована, определяется максимально допустимыми значениями коллекторного тока и напряжения для данного типа транзистора.

Преобразователи частоты - это устройства, преобразующие электрическую энергию переменного тока одной частоты в переменный ток другой частоты. Преобразователи частоты выполняются с фиксированным значением частоты выходного напряжения и с регулируемой частотой выходного напряжения. В первом случае, как правило, они применяются для стабилизации частоты и напряжения автономного генератора вращающегося с переменной частотой, а во втором - применяются в качестве регуляторов частоты вращения электрических машин.

Различают два класса преобразователей частоты: преобразователи частоты с промежуточным звеном постоянного тока и непосредственные преобразователи частоты (НПЧ).

На рис. 4.37 представлена структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Переменное напряжение питающей сети  $U_1$  с частотой  $f_1$  выпрямляется с помощью управляемого выпрямителя  $B$ , фильтруется  $LC$ -фильтром  $\Phi$  и преобразуется автономным инвертором  $AI$  в переменное напряжение  $U_2$  с частотой  $f_2$ , как выше, так и ниже частоты питающей сети. Система управления  $СУ$  обеспечивает регулирование параметров электроэнергии и может осуществлять функции защиты преобразователя от аварийных режимов работы.



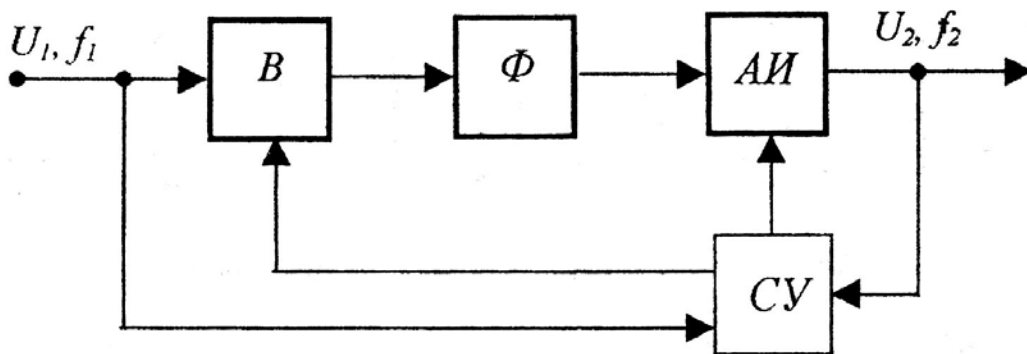


Рис. 4.37. Структурная схема преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока

Кроме преобразования напряжения постоянного тока в переменный ток, автономный инвертор выполняет функции регулирования частоты выходного напряжения, а функции регулирования напряжения выполняет управляемый выпрямитель. Иногда обе функции выполняет инвертор, а выпрямитель выполняется неуправляемым. Основным недостатком преобразователей частоты с промежуточным звеном постоянного тока является двойное преобразование электрической энергии, что приводит к уменьшению КПД и повышению массы и габаритов преобразователя.

Непосредственные преобразователи частоты в сравнении с преобразователями частоты с промежуточным звеном постоянного тока имеют ряд преимуществ: высокий КПД, вследствие однократности преобразования электроэнергии; высокая надежность, перегрузочная способность и простота силовой схемы, что определяется естественной коммутацией вентилях; возможность независимого плавного регулирования частоты и напряжения; высокое быстродействие и малое время переходных процессов.

Принцип формирования выходного напряжения НПЧ рассмотрим на примере работы трехфазно-однофазной схемы (рис. 4.38, а) на активную нагрузку.

Преобразователь содержит две группы тиристоров: катодная группа ( $VS1, VS2, VS3$ ) и анодная группа ( $VS4, VS5, VS6$ ). Управляющие импульсы, синхронизированные по частоте с напряжением питающей сети, в процессе работы поступают на тиристоры анодной и катодной групп поочередно. Положительный полупериод выходного напряжения формируется при поочередной подаче управляющих импульсов на тиристоры катодной группы, а отрицательный - при подаче управляющих импульсов на тиристоры анодной группы. Управляющие импульсы поступают на тиристоры со сдвигом относительно точек естественной коммутации (точек пересечения фазных напряжений питающей сети) на угол  $\alpha$  (рис. 4.38, б).

В результате циклической работы двух групп вентилях НПЧ на нагрузке формируется переменное напряжение с частотой  $f_2$  более низкой, чем частота

питающей сети  $f_1$ . Изменением угла  $\alpha$  регулируется выходное напряжение преобразователя.

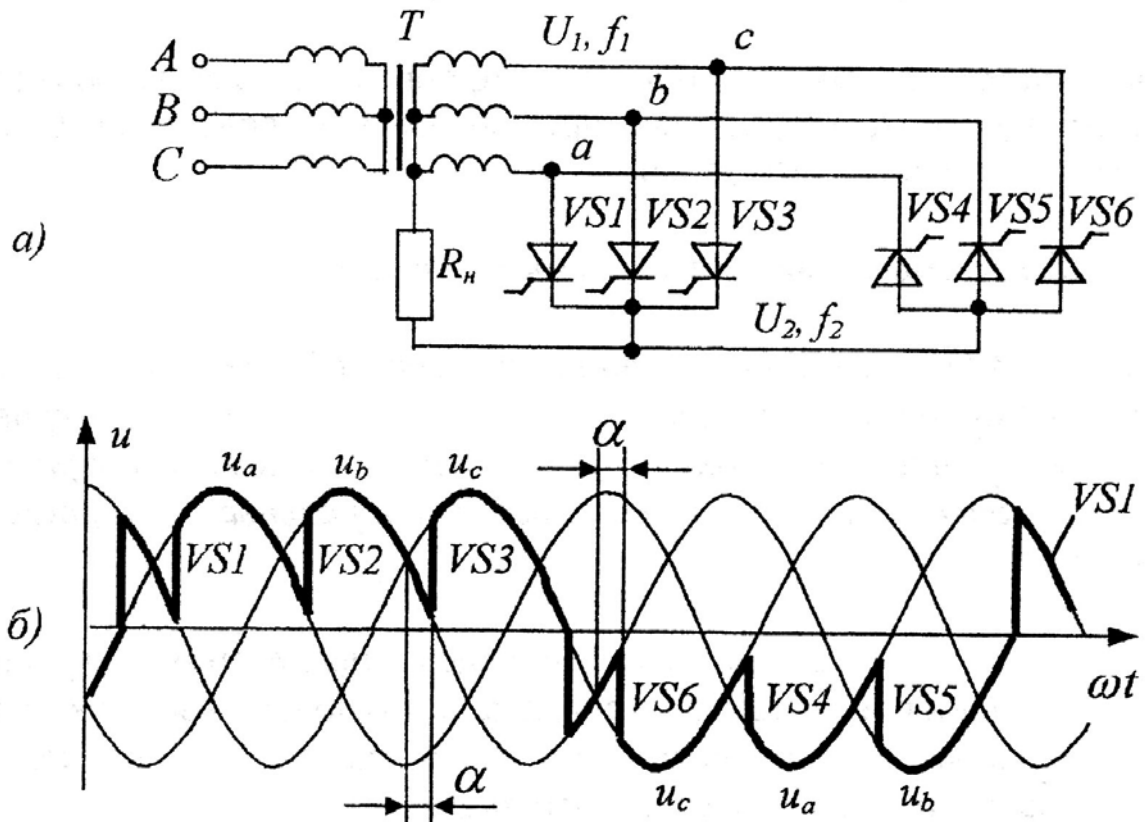


Рис. 4.38. Трехфазно-однофазная схема НПЧ (а), диаграммы напряжений, поясняющие принцип его работы (б)

### 4.3. Усилители электрических сигналов

#### 4.3.1. Основные определения и область применения усилителей

В современной технике часто возникает необходимость усиливать слабые электрические колебания с сохранением их формы.

Усиливаемые электрические колебания называют электрическими сигналами или просто сигналами, а устройства, усиливающие сигналы, - усилителями электрических сигналов, или просто усилителями.

Усиление сигналов производят в усилителе при помощи усилительных элементов, получающих электрическую энергию от источника питания и преобразующих ее в энергию усиливаемых сигналов. Таким образом, усилительные элементы являются управляющими устройствами.

Усилители имеют очень широкое применение; без них невозможно телевидение, радиосвязь, дальняя проводная связь, радиовещание, радиолокация, радионавигация, радиоизмерения. Кроме того, усилители используются почти во всех областях промышленности, техники и науки; их применяют в автоматике, телемеханике, следящих, управляющих и регулирующих устройствах,

электронно-вычислительных машинах, в аппаратуре ядерной физики и аппаратуре исследования космического пространства, аппаратуре геологической разведки, точного времени, химического анализа, медицинской, музыкальной аппаратуре и во многих других случаях.

Усилители подразделяют на ряд типов по различным признакам. По роду усиливаемых сигналов их делят на два типа: усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

Усилители гармонических сигналов или гармонические усилители, предназначены для усиления гармонических сигналов, т.е. периодических сигналов различной величины и формы, гармонические составляющие которых изменяются сравнительно медленно (много медленнее длительности устанавливающихся процессов в усилителе). К таким усилителям относятся микрофонные усилители, магнитофонные усилители, усилители воспроизведения аудиосигналов, радиовещательные усилители и ряд других.

Усилители импульсных сигналов или импульсные усилители, предназначены для усиления импульсных периодических и непериодических сигналов различной величины и формы. Переходные процессы в таких усилителях должны протекать очень быстро, значительно быстрее времени установления фронтов усиливаемых импульсов. К импульсным усилителям относятся усилители радиолокационных устройств, усилители сигналов телевизионного изображения (видеоусилители), усилители импульсных систем связи, усилители цифровых сигналов, усилители многих систем регулирования и управления и т. д.

По полосе усиливаемых частот усилители делят на:

- усилители переменного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от низшей рабочей частоты  $f_n > 0$  до высшей рабочей частоты  $f_g$ , но не усиливающие постоянную составляющую сигналов;

- усилители постоянного тока, усиливающие сигналы в полосе частот от нуля ( $f_n = 0$ ) до высшей рабочей частоты  $f_g$ , усиливающие как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Усилители высокой частоты (УВЧ), усиливающие модулированные сигналы высокой частоты, например электрические колебания радиочастоты, принимаемые антенной радиоприемника или телевизора.

Усилители низкой частоты (УНЧ) - усиливающие электрические колебания первичного не преобразованного сигнала. Свое название, в настоящее время нередко не соответствующее полосе рабочих частот, УНЧ получили в начале развития усилительной техники, когда частоты первичных сигналов не превышали нескольких килогерц (речь, музыка, телеграфные сигналы).

По характеру зависимости коэффициента усиления усилителя от частоты различают:

- резонансные усилители, у которых усиление изменяется с частотой сигнала по кривой, связанной с законом изменения сопротивления параллельного резонансного контура;

- полосовые усилители, у которых усиление почти постоянно в определенной узкой полосе частот и резко падает за ее пределами; резонансные усилители и полосовые усилители с узкой полосой рабочих частот также называют избирательными или селективными усилителями;

- широкополосные усилители, усиливающие очень широкую полосу частот, порядка нескольких мегагерц и больше.

Если подводимые к усилителю сигналы усиливаются им без преобразования их частоты, усилитель называют усилителем прямого усиления; если же частоты сигналов в усилителе преобразуются, усилитель называют усилителем с преобразованием.

По назначению усилители можно разделить на широкополосные, магнитофонные, измерительные, телевизионные, радиолокационные и т. д.

По роду применяемых в усилителях усилительных элементов усилители делят на магнитные, транзисторные, диэлектрические, криотронные и др. Транзисторные усилители называют электронными усилителями, так как принцип их действия основан на электронных процессах в полупроводнике.

#### 4.3.2. Типы усилительных элементов

Усиление электрических сигналов осуществляется в усилителе посредством специальных устройств, называемых усилительными элементами и обладающих способностью при небольшой затрате энергии на управление управлять энергией во много раз большей. Они получают электрическую энергию от источника питания и преобразуют ее в усиливаемые сигналы, являясь, таким образом, управляющими устройствами.

Усилительный элемент вместе с электрическими деталями схемы (резисторами, конденсаторами и т.п.), через которые к нему подводят энергию от источника питания, а также подают и снимают усиливаемые сигналы, называют усилительным каскадом, или каскадом усиления. Усилительный каскад, представляющий собой одну ступень усиления сигнала, иногда содержит несколько усилительных элементов.

В настоящее время известно большое количество различных типов усилительных элементов; рассмотрим основные свойства и применение наиболее известных и распространенных из них.

Электривакуумный усилительный элемент представляет собой хорошо известную вакуумную электронную лампу. Но, поскольку в современной электронике лампы находят очень ограниченное применение, мы не будем останавливаться на особенностях их работы.

Наиболее известным и распространенным полупроводниковым усилительным элементом является полупроводниковый транзистор. При невыгод-

нейшем режиме работы хороший транзистор может усилить мощность подведенных к нему электрических сигналов в десятки тысяч раз.

Принцип действия сверхпроводникового усилительного элемента, называемого иначе криотроном, основан на том, что изменение напряженности магнитного поля меняет температуру перехода вещества в сверхпроводящее состояние. Простейший криотрон представляет собой тонкую проволочку или пленку из сверхпроводящего материала, окруженную управляющей обмоткой. Охладив проволочку до температуры ее перехода в сверхпроводящее состояние, пропускают ток усиливаемого сигнала через управляющую обмотку. Возникающее при этом переменное магнитное поле изменяет сопротивление сверхпроводящей проволочки, включив которую последовательно с источником питания и нагрузкой, получают в последней усиленный сигнал.

К достоинствам криотрона относятся малые размеры и малая мощность питания, большой срок службы, более низкий уровень собственных шумов по сравнению с транзисторами. Его недостатком является необходимость охлаждения до температуры наступления сверхпроводимости, которая для известных в настоящее время сверхпроводящих материалов превышает температуру абсолютного нуля ( $-273^{\circ}\text{C}$ ) лишь на несколько единиц или десятков градусов. Это требует использования сложных и дорогих охлаждающих агрегатов, почему криотроны пока не находят широкого применения.

В простейшем усилительном элементе с туннельным диодом последовательно с туннельным диодом ТД (рис. 4.39, *a*) включены: источник постоянного питающего напряжения  $E$ , источник усиливаемых сигналов с амплитудой напряжения  $U_c$  и сопротивление нагрузки  $R$ , величина которого немного меньше отрицательного сопротивления туннельного диода в точке покоя.

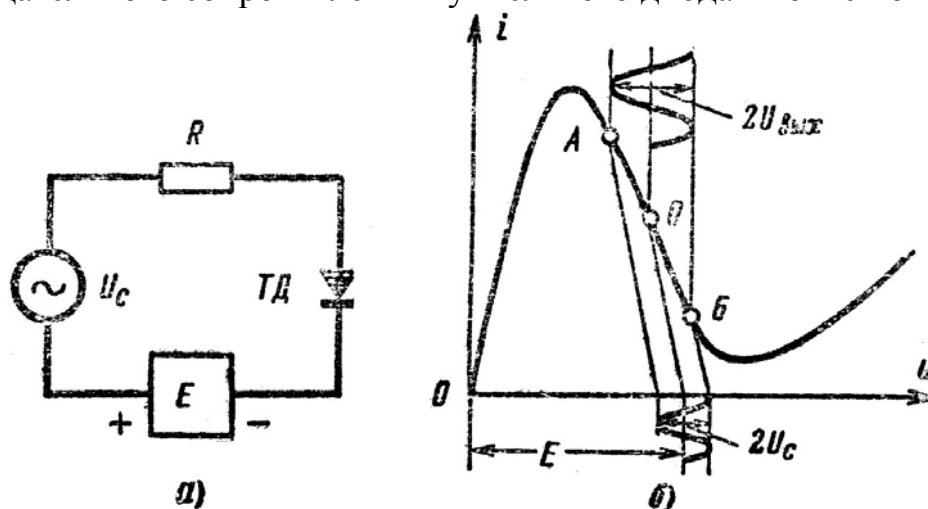


Рис. 4.39. Усиление электрических сигналов с помощью туннельного диода: *a* – схема включения; *б* – вольтамперная характеристика с нагрузочными прямыми

При расположении точки покоя  $O$  около середины падающего участка характеристики туннельного диода и отсутствии сигнала нагрузочная прямая

схемы пересечет характеристику диода в точке покоя под углом, близким к углу наклона падающей части характеристики (средняя наклонная прямая на рис. 4.39, б). При размахе напряжения сигнала  $2U_c$  нагрузочная прямая будет перемещаться, не изменяя наклона, на эту величину вдоль горизонтальной оси, в результате чего точка ее пересечения с характеристикой диода также будет перемещаться.

Из рисунка видно, что при этом размах напряжения  $2U_{вых}$  на зажимах диода, а, следовательно, и нагрузки, может во много раз превышать размах входного сигнала, а поэтому выделяемая в нагрузке  $R$  мощность сигнала будет много больше мощности, отдаваемой источником сигнала.

Однако получить от схемы такого вида большое и устойчивое усиление трудно, а поэтому усилительные элементы рассмотренного типа с туннельным диодом пока также не нашли широкого применения.

Магнитный усилительный элемент, называемый более кратко магнитным усилителем, изображен на рис. 4.40, а. Здесь на сердечнике из магнитного материала размещено несколько обмоток. Источник постоянного смещения  $E_c$ , присоединенный к обмотке 1, расположенной на среднем стержне сердечника, сдвигает начальную точку кривой намагничивания на сгиб характеристики намагничивания материала сердечника. Усиливаемые сигналы подводят к управляющей обмотке 2, расположенной также на среднем стержне. При таком положении исходной точки кривой намагничивания ток сигнала ( $i_n$  на рис. 4.40, б) сильно изменяет магнитную проницаемость сердечника, а, следовательно, и индуктивность управляемых обмоток 3, расположенных на крайних стержнях сердечника. В результате изменяется по величине переменный ток  $i_n$  источника питания  $E_n$ , текущий через управляемые обмотки (рис. 4.40, б). К достоинствам магнитных усилителей относятся: большое усиление, мгновенная готовность к работе; нечувствительность к сотрясениям; высокая надежность работы и практически неограниченный срок службы. Их недостатком является сложность схемы и необходимость иметь источник питания переменного тока с частотой, по крайней мере, в несколько раз превышающей наивысшую частоту усиливаемых сигналов.

Указанные свойства делают применение магнитных усилителей очень удобным в тех случаях, когда наивысшая частота усиливаемых сигналов не превосходит нескольких десятков или сотен герц. Промодулированный сигналом ток  $i_n$  выпрямляется детектором  $D$  (ток  $i_D$  на рис. 4.40, б) и после отфильтровывания фильтром  $\Phi$  токов частоты источника питания и ее высших гармоник и компенсации постоянной составляющей приобретает форму усиливаемых сигналов и поступает в нагрузку  $H$  (ток  $i_H$  на рис. 4.40, б). При этом отпадает надобность в специальном источнике питания высокой частоты,

так как для питания может быть использована непосредственно сеть переменного тока нормальной (50 Гц) или повышенной частоты (400-2000 Гц).

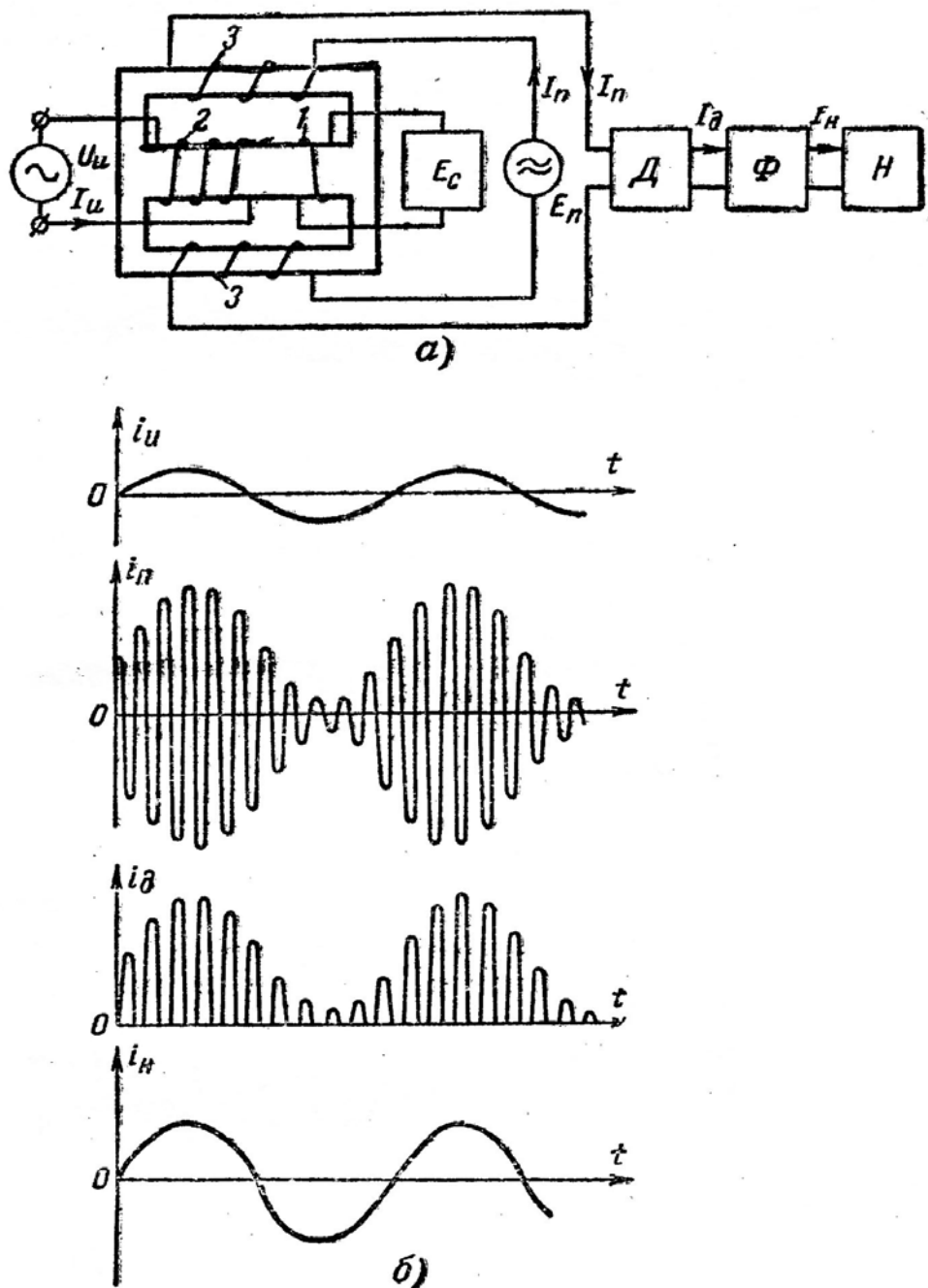


Рис. 4.40. Усиление электрических сигналов магнитным усилителем  
 а - принципиальная схема; б - форма тока в различных местах схемы.

Поэтому магнитные усилители широко используются в схемах стабилизаторов тока и напряжения, в устройствах автоматического регулирования, а также в системах управления и контроля современных судовых, авиационных, ракетных и артиллерийских механизмов и т.п., где частоты усиливаемых сигналов невелики.

Диэлектрический усилительный элемент (диэлектрический усилитель) содержит конденсаторы из материала, диэлектрическая проницаемость которого зависит от напряженности электрического поля (например, из титаната бария). Электрическая емкость таких нелинейных конденсаторов зависит от приложенного к ним напряжения.

Используя вместо сердечника с обмотками нелинейные конденсаторы можно усилить электрические сигналы способом, сходным с показанным на рис. 4.40. От воздействия напряжения усиливаемых сигналов нелинейные конденсаторы будут изменять свою емкость; это будет модулировать ток питания  $i_n$ , создаваемый источником питания. Выпрямив и отфильтровав модулированный ток и направив в его нагрузку, получают в последней усиленные сигналы.

Рассмотренные выше усилительные элементы могут усиливать электрические сигналы с частотой от нуля (постоянный ток) до наивысшей, определяемой физическими и электрическими свойствами устройства. Уровень собственных шумов усилительного элемента определяется принципом его действия, и для рассмотренных устройств, за исключением криотрона, оказывается довольно высоким. Поэтому рассмотренные выше усилительные элементы непригодны для усиления очень слабых электрических сигналов, лежащих ниже уровня собственных шумов устройства, так как такие сигналы будут заглушены собственными шумами.

Отсюда видно, что для усиления чрезвычайно слабых сигналов необходимы усилительные устройства, обладающие очень низким уровнем собственных шумов; по этой причине в системах дальней и сверхдальней космической связи, аппаратуре управления и связи с ракетами и спутниками дальнего действия, радиолокационной и радиоастрономической аппаратуре большого радиуса действия используют особые способы усиления электрических сигналов. Наиболее употребительными из них являются параметрический и квантовомеханический усилители.

Примером усилительного устройства, работающего на квантовомеханическом принципе, являются молекулярные усилители. Их принцип действия основан на том, что в определенных условиях молекулы вещества, пролетая в электромагнитном поле, образованном высокочастотным источником питания, могут поглощать часть энергии этого поля; поглощенная молекулами энергия затем отдается ими в нагрузку уже на частоте усиливаемых сигналов, осуществляя тем самым усиление. Молекулярные и другие квантовомеханические усилительные устройства сложны в выполнении, обычно требуют применения сильных магнитных полей и охлаждения до очень низких температур (порядка температуры жидкого гелия), усиливают довольно узкую полосу частот, но имеют наименьший уровень собственных шумов в известных в настоящее время усилительных устройствах. Их используют обычно для усиления очень высоких частот - порядка тысяч и десятков тысяч мегагерц.



Несмотря на сравнительно высокий уровень собственных шумов (в обычных условиях порядка долей микровольта) транзисторы в настоящее время являются наиболее совершенными и универсальными элементами усилительных устройств. Они дают большое усиление в широкой полосе частот, имеют простые схемы включения, большой срок службы, не требуют какой-либо наладки или настройки в эксплуатации.

### 4.3.3. Основные характеристики усилителей

Важнейшими характеристиками усилителей являются: коэффициент усиления, полоса пропускания (диапазон рабочих частот усилителя), входное и выходное сопротивления, выходная мощность, степень искажения усиленного сигнала и др.

Коэффициент усиления - это отношение установившихся значений выходного и входного сигналов усилителя. В зависимости от типа усиливаемой величины различают коэффициенты усиления:

- по напряжению  $K_U = \Delta U_2 / \Delta U_1$ ;
- току  $K_I = \Delta I_2 / \Delta I_1$ ;
- мощности  $K_P = K_U K_I = \Delta P_2 / \Delta P_1 = (\Delta U_2 \Delta I_2 / \Delta U_1 \Delta I_1)$ .

При каскадном соединении нескольких усилителей произведение их коэффициентов усиления определяет общий коэффициент усиления системы, т.е.

$$K_{общ} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (4.10)$$

В общем случае коэффициенты усиления являются комплексными величинами, что отражает наличие фазовых изменений (искажений) усиливаемого сигнала.

В электронике и автоматике широко используют логарифмические единицы оценки коэффициента усиления, который в этом случае определяется в децибелах. Тогда коэффициент усиления по мощности, дБ,

$$K_P = 10 \lg(P_2 / P_1) = 10 \lg K_P. \quad (4.11)$$

Поскольку мощность пропорциональна квадрату тока или напряжения, для коэффициентов усиления по току и напряжению можно записать соответственно, дБ:

$$K_I = 10 \lg \left( \frac{I_2^2}{I_1^2} \right) = 20 \lg \left( \frac{I_2}{I_1} \right) = 20 \lg K_I; \quad (4.12)$$

$$K_U = 20 \lg \left( \frac{U_2}{U_1} \right) = 20 \lg K_U.$$

Логарифмическая мера оценки удобна при анализе многокаскадных усилителей. Действительно, общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя при переходе к логарифмическим единицам измерения определяется в

отличие от выражения (4.10) суммой коэффициентов усиления отдельных каскадов, дБ:

$$K_{общ} = K_1 + K_2 + \dots + K_n. \quad (4.13)$$

Полоса пропускания усилителя - это диапазон рабочих частот  $\Delta\omega$ , в пределах которого коэффициент усиления не снижается ниже  $1/\sqrt{2} = 0,707$  от своего максимального значения  $K_{max}$ . Зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) усилителя. Если восставить перпендикуляр из точки на оси ординат (рис. 4.41), соответствующей значению  $K_{Umax}/\sqrt{2}$ , до пересечения с АЧХ, то не представляет труда графическим путем определить полосу пропускания усилителя. Проекция на ось абсцисс первой точки пересечения соответствует нижней ( $\omega_H$ ), а второй - верхней ( $\omega_B$ ) частотам пропускания усилителя. Тогда полоса пропускания:

$$\Delta\omega = \omega_B - \omega_H. \quad (4.14)$$

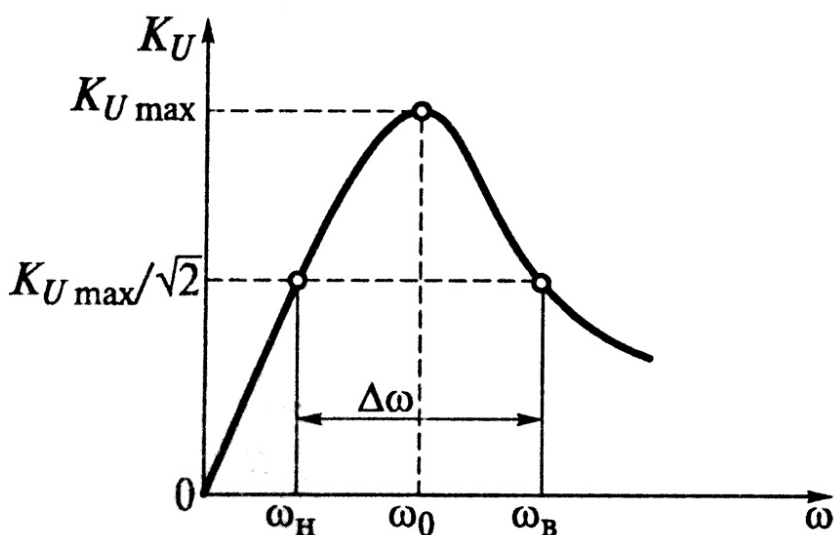


Рис. 4.41. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Для удобства взаимного сопоставления АЧХ усилителей с различными значениями максимального коэффициента усиления их обычно нормируют, представляя выходной параметр в виде относительной величины:

$$N(\omega) = \frac{K(\omega)}{K_{max}}, \quad (4.15)$$

где  $K(\omega)$  и  $K_{max}$  - соответственно коэффициент усиления на частоте  $\omega$  и максимальное значение коэффициента усиления. Применительно к АЧХ, показанной на рис. 4.41, имеем:

$$N_U(\omega) = \frac{K_U(\omega)}{K_{Umax}}. \quad (4.16)$$

В зависимости от области расположения полосы пропускания на оси частот различают низкочастотные (рис. 4.42, а), полосовые (рис. 4.42, б) и высокочастотные (рис. 4.42, в) усилители. Выполнив расчеты  $N_U(\omega)$ , соответствующие различным значениям  $K_U(\omega)$ , не представляет труда перейти от АЧХ, приведенной на рис. 4.41, к нормированной АЧХ (рис. 4.42,

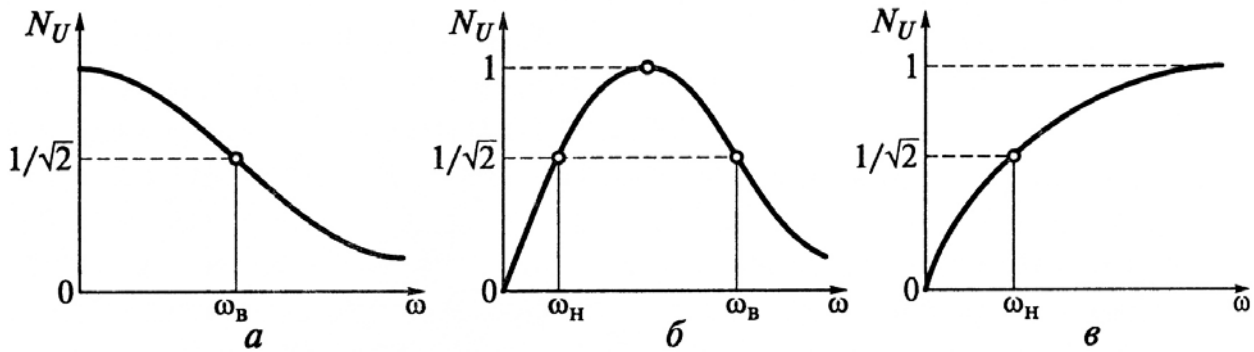


Рис. 4.42. Нормированные АЧХ усилителей:  
 а - низкочастотного; б - полосового; в - высокочастотного

Входное сопротивление усилителя равно отношению входного напряжения к входному току при фиксированном значении сопротивления нагрузочного устройства. Полагая  $Z_c = R_c$  и  $Z_n = R_n$ , имеем для действующих значений тока и напряжения

$$\underbrace{R_{ex} = R_1}_{R_n = const} = \left( \frac{U_1}{I_1} \right). \quad (4.17)$$

От значения входного сопротивления зависит степень уменьшения входного сигнала при подключении источника  $E_c$  с внутренним сопротивлением  $R_c$ , к входу усилителя. Чем больше значение  $R_{ex}$  по отношению к  $R_c$ , тем в меньшей степени ослабляется входной сигнал.

Выходное сопротивление усилителя для большинства практических случаев определяется выражением:

$$R_{вых} = R_2 = \frac{U_{2x}}{I_{2к}}, \quad (4.18)$$

где  $U_{2x}$  - напряжение холостого хода на выходе усилителя ( $R_n = \infty$ );  $I_{2к}$  - ток короткого замыкания ( $R_n = 0$ ).

Выходная мощность усилителя - это та часть мощности, которая может быть выделена в нагрузочном устройстве:

$$P_{вых} = P_2 = I_2^2 R_n = \frac{U_2^2}{R_n}. \quad (4.19)$$

Искажение сигналов в усилителе связано: во-первых, с нелинейной зависимостью выходного сигнала от входного, обусловленной нелинейностью статических ВАХ применяемых транзисторов; во-вторых, с частотной зависимостью амплитуды и фазы усиливаемого сигнала. Поэтому при анализе работы усилителей рассматривают два вида искажений выходного сигнала по отношению к входному: статические (нелинейные) и динамические (амплитудные и фазовые), в результате которых изменяется как форма, так и частотный спектр усиливаемого сигнала. Для количественной оценки искажений усилителя служит коэффициент нелинейных искажений, в основу расчета которого положена оценка относительной величины высших гармоник к основной в выходном сигнале, т.е.

$$K_H = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1}, \quad (4.20)$$

где  $A_2, \dots, A_n$  - действующие значения всех высших гармоник выходного сигнала;  $A_1$  - действующее значение первой (основной) гармоники выходного сигнала.

#### 4.3.4. Типовые функциональные каскады полупроводникового усилителя

Для получения высоких значений коэффициентов усиления необходимо каскадное включение нескольких усилителей, обеспечивающее последовательное усиление сигнала до требуемого значения. Каскадную схему усилителя можно представить в виде трех функционально отличных каскадов усиления (рис. 4.43): предварительного усилителя (ПрУ), промежуточного усилителя (ПмУ) и выходного усилителя мощности (ВУ).

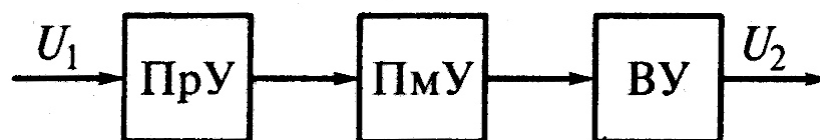


Рис. 4.43. Каскадная схема усилителя

Предварительный усилитель обеспечивает непосредственную связь источника сигнала и усилительного устройства, поэтому важнейшее требование, которому он должен удовлетворять, - минимальное ослабление входного сигнала. Для этого ПрУ должен обладать большим входным сопротивлением. Значение этого сопротивления должно быть существенно больше значения сопротивления источника сигнала, так как в этом случае относительные изменения входного напряжения будут значительны при абсолютно малых изменениях тока во входной цепи. Основное требование, предъявляемое к ПрУ, - обеспечение наибольшего усиления входного сигнала при минимальных его искажениях.

Промежуточный усилитель является буферным каскадом между предварительным и выходным усилителем. Основная его задача - согласование выхода ПрУ со входом ВУ.

Выходной усилитель предназначен для получения на выходе усилительного устройства мощности, обеспечивающей работоспособность нагрузочного устройства, выполняющего определенные функции. Поэтому в отличие от ПрУ и ПмУ, которые имеют сравнительно небольшую выходную мощность, основным параметром ВУ является КПД.

Применяемые на практике транзисторные усилители мощности классифицируют на одно- и двухтактные. Однотактные усилители мощности используют для работы на нагрузочных устройствах, мощность которых составляет единицы ватт. Двухтактные ВУ применяют при больших значениях мощности нагрузочных устройств.

Усилители мощности можно проектировать как без трансформаторов, так и с трансформаторами во входной или выходной цепи. В современных усилителях предпочтение отдается бестрансформаторным выходным каскадам, обеспечивающим лучшие массогабаритные, частотные и другие показатели.

В заключение следует подчеркнуть, что наличие трех функциональных каскадов - предварительного, промежуточного и выходного - не является обязательным. Известны электронные усилители, в которых предварительный и промежуточный усилители не имеют явно выраженных разграничительных признаков и совмещены в одном усилительном каскаде. То же самое относится к промежуточному и выходному усилителям, которые также можно объединять. Наконец, возможны схемы усилительных устройств с несколькими усилителями одного типа и т.д.

#### 4.3.4.1. Анализ работы транзисторного усилителя.

##### Классы усиления усилительных каскадов

Анализ работы транзисторного усилителя. Простейшие усилители, выполненные на биполярных транзисторах, были показаны в табл. 4.1. Для анализа усилителей, представляющих собой нелинейные цепи, содержащие управляемые нелинейные элементы (транзисторы), широко применяют графический метод. Воспользуемся этим методом для анализа усилителя, содержащего биполярный транзистор  $n - p - n$  типа, на входе которого одновременно действуют сигналы переменного и постоянного тока (рис. 4.44). Пусть нагрузкой усилителя будет линейный резистор  $R_k$ , включенный в цепь коллектора, а на вход усилителя подается переменный сигнал. В этом случае токи, возникающие в транзисторе, состоят из постоянных составляющих, определяемых режимом покоя, и переменных, обусловленных переменным входным электрическим сигналом.

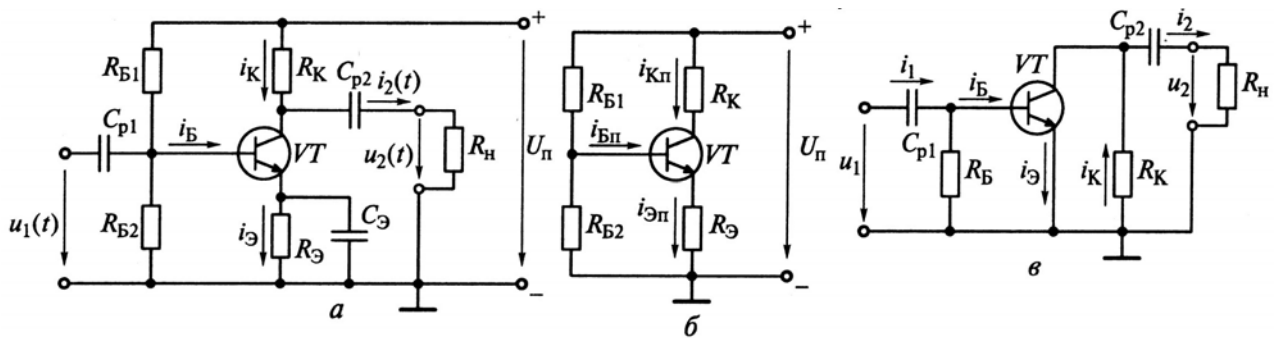


Рис. 4.44. Усилитель с  $RC$ -связями на биполярном  $n - p - n$  транзисторе:  
 а - принципиальная схема; б - схема цепей постоянного тока;  
 в - схема цепей переменного тока

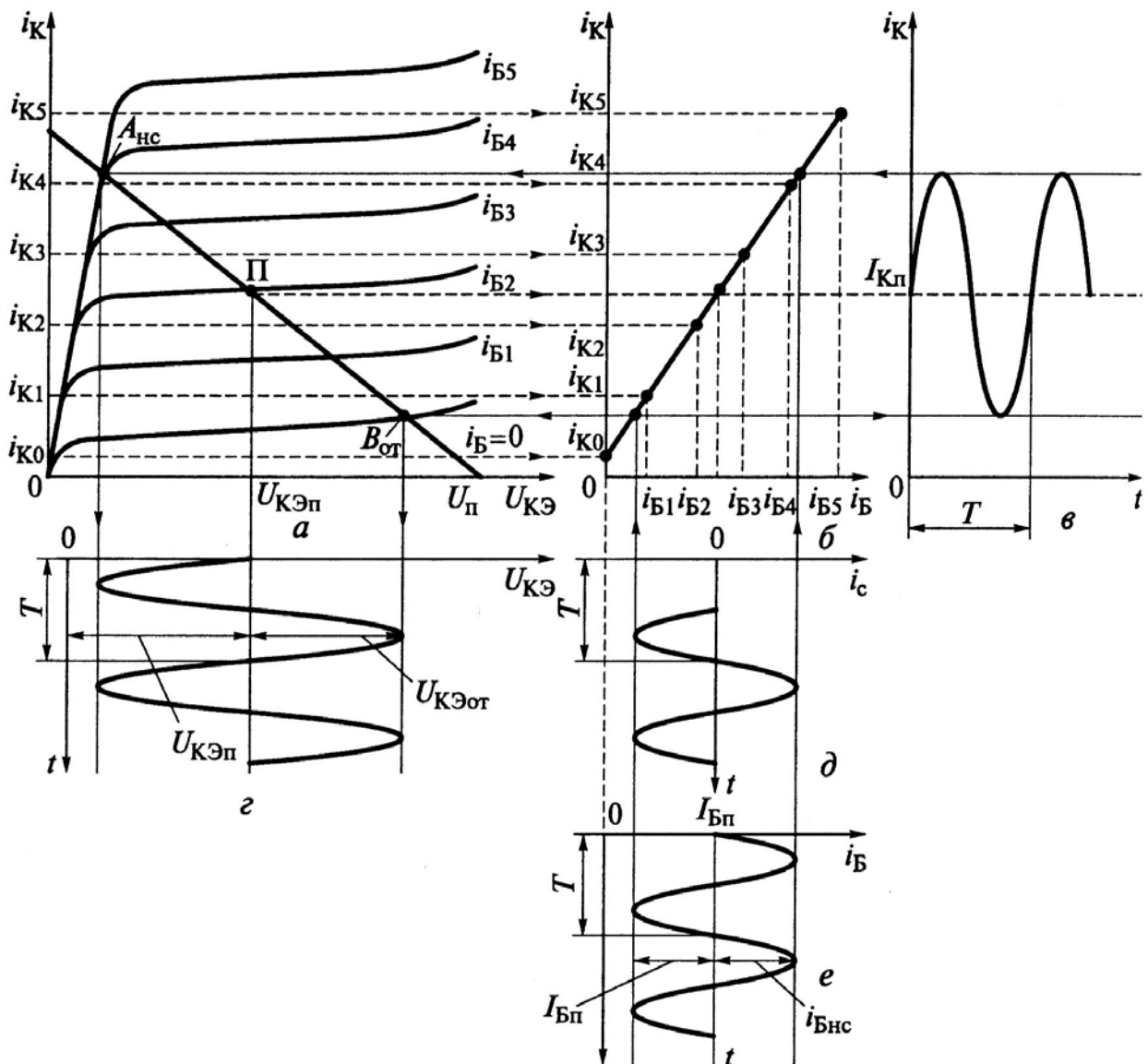


Рис. 4.45. Диаграммы работы усилительного каскада:  
 а - ВАХ усилителя; б - нагрузочная характеристика усилителя;  
 в - временная диаграмма коллекторного тока; г - коллекторного напряжения; д - тока сигнала; е - тока базы

Анализируя работу усилителя, воспользуемся методом линеаризации. При этом по осям ординат ВАХ транзистора откладываются не постоянные значения токов и напряжений, а их мгновенные значения (рис. 4.45, а).

Линейным участком входной ВАХ транзистора можно считать участок, на котором аналитическая зависимость тока базы от входного напряжения  $u_{БЭ}$  (представляющего собой сумму напряжения покоя  $U_{БЭн}$  и синусоидального напряжения источника сигнала  $u_c$ ) выражается уравнением прямой:

$$i_B = \frac{(u_{БЭ} - u_{Дo})}{R_{вх}}, \quad (4.21)$$

где  $u_{Дo}$  - остаточное напряжение диода;  $R_{вх}$  - входное сопротивление транзистора.

Если рабочие точки расположены на линейных участках ВАХ транзистора, то его выходная характеристика (т. е. точки пересечения линии нагрузки  $R_k$  с выходной вольтамперной характеристикой транзистора для соответствующего базового тока), а именно зависимость тока коллектора от входного тока базы тоже может считаться линейной (рис. 4.45, б). Если рабочими участками усилительного каскада являются рассмотренные линейные участки входных и выходных ВАХ, то считают, что транзистор в усилительном каскаде работает в линейном режиме. При этом синусоидальный сигнал, подаваемый на вход усилительного каскада, практически не искажается на его выходе. Действительно, если точку покоя  $I$  выбрать на середине отрезка ( $B_{om}, A_{нс}$ ) нагрузочной прямой, то при синусоидально изменяющемся токе сигнала (рис. 4.45, д) можно обеспечить максимальное изменение (от режима насыщения до режима отсечки) переменной составляющей коллекторного тока (увеличенного в  $\beta$  раз) практически без существенного искажения синусоидальной формы.

Однако следует подчеркнуть, что на входе транзистора помимо переменной составляющей  $i_c$  действует также постоянная составляющая  $i_{Бн}$ , которые совместно образуют входной ток базы  $i_B$  (рис. 4.45, е).

Аналогично коллекторный ток, повторяющий полностью форму входного сигнала и совпадающий с ним по фазе (рис. 4.45, д), имеет также постоянную и переменную составляющие. Как видно из рис. 4.45 и соответствующего выражения (4.21), входное напряжение  $u_{БЭ}$  изменяется прямо пропорционально изменению входного тока  $i_B$ , совпадая с ним по фазе. В то же время выходное напряжение на коллекторе  $u_{КЭ}$  изменяется (как видно из сравнения рис. 4.45, з и 4.45, е) в противофазе с входным током  $i_B$ , т.е. сдвинуто относительно его на  $180^\circ$ , а, следовательно,  $u_{КЭ}$  изменяется в противофазе по отношению к входному напряжению  $u_{БЭ}$ . Таким образом, схема ОЭ является ин-

вертирующим устройством, переворачивающим входной сигнал на  $180^\circ$ . Это свойство схемы используется в цифровых электронных схемах. Графический анализ усилительного каскада показывает, что, изменяя положение точки покоя  $P$  на нагрузочной прямой и амплитуду входного сигнала  $u_c(i_c)$ , можно получить на выходе каскада ток  $i_K$  (напряжение  $u_{KЭ}$ ) различной формы. Так, нетрудно убедиться, воспользовавшись рис. 4.45, что перемещение точки  $P$  в точку  $B_{om}$  (режим отсечки) приведет к искажению выходного сигнала, поскольку отрицательные полупериоды тока  $i_c$  не будут пропускаться каскадом. Однако при этом амплитуда положительных полупериодов входного сигнала может быть увеличена примерно вдвое без искажения его формы на выходе каскада.

На практике широкое распространение для усиления сигналов по напряжению в широком частотном диапазоне нашли усилители с RC-связями (см. рис. 4.44, а). С помощью резисторов  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ , подключенных к постоянному источнику питания цепи и представляющих собой делитель напряжения, обеспечивается необходимое значение тока  $i_{Bн}$ , который, в свою очередь, совместно с резистором  $R_K$  обеспечивает соответствующий режим покоя (рис. 4.45, а). Вид цепи, соответствующий режиму покоя, приведен на рис. 4.45, б. Как видно из рис. 4.45, а, изменяя значение сопротивления  $R_K$ , а следовательно, и угол наклона его ВАХ, можно менять амплитуду усиленного сигнала на выходе усилителя, что соответствует изменению его коэффициента усиления. Усилитель, как видно из рис. 4.44, а, снабжен двумя разделительными конденсаторами:  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$ . Первый из них ( $C_{p1}$ ) не допускает появления постоянной составляющей тока транзистора в цепи источника сигнала, подключаемого к входу усилителя, а второй ( $C_{p2}$ ) - обеспечивает прохождение в нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_n$  только переменной составляющей усиленного сигнала.

Схема цепи переменного тока, соответствующая усилительному каскаду, приведена на рис. 4.44, в. Отсутствие в ней эмиттерного резистора объясняется наличием шунтирующего его конденсатора большой емкости  $C_Э$ . Сам конденсатор  $C_Э$  на схеме также не показан, так как его сопротивление переменному току близко нулю ( $x_{CЭ} = 1/\omega C_Э \cong 0$ ). Величина результирующего сопротивления нагрузочного устройства в цепи переменного тока равна

$$R = \frac{R_K R_n}{R_K + R_n}, \text{ а } R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}.$$



#### 4.3.4.2. Понятие о классах усиления усилительных каскадов

Класс усиления *A* имеет место при выборе точки покоя *П* в средней части нагрузочной характеристики выходной цепи транзистора (рис. 4.46, *a*). Этот режим характерен тем, что форма выходного сигнала повторяет форму входного сигнала за счет работы транзистора в активной области без захода в области насыщения и отсечки.

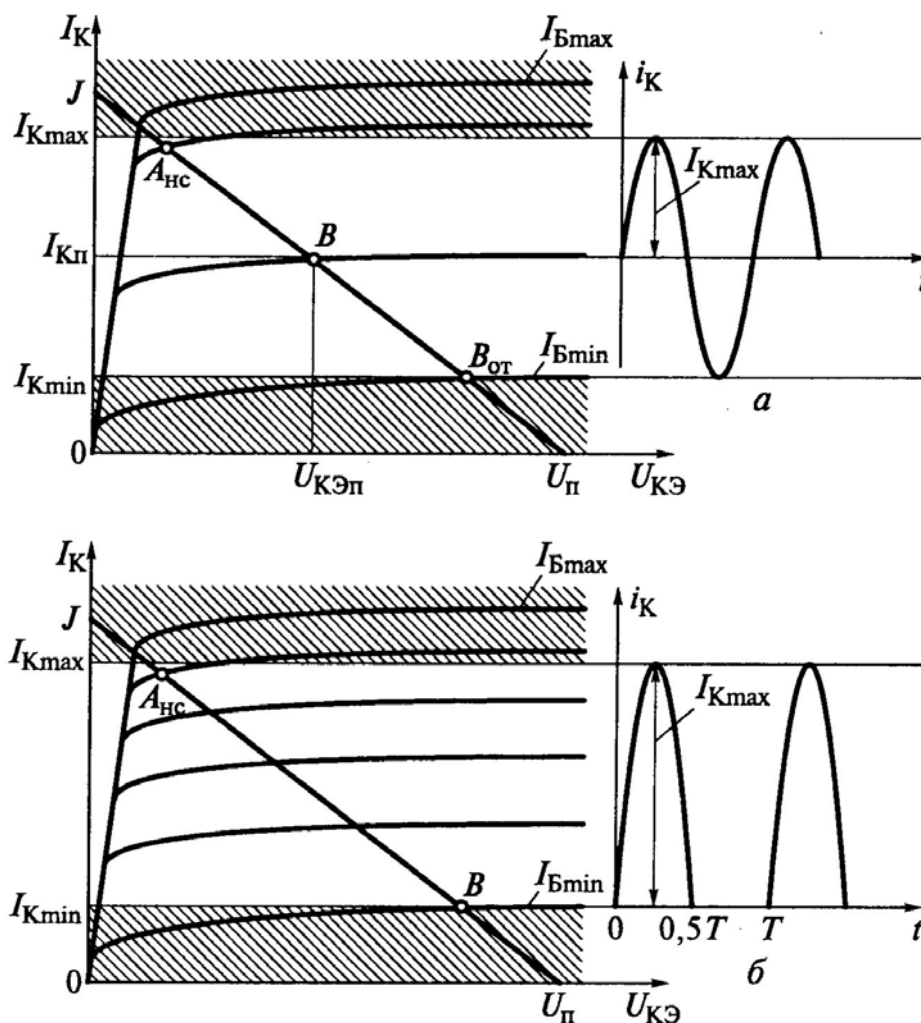


Рис. 4.46. Диаграммы работы:  
*a* - класс усиления *A*; *б* - класс усиления *B*

При этом транзистор, как видно на рисунке, работает в линейной области, что объясняет минимальное искажение усиливаемого сигнала. В то же время работа усилителя в классе *A* характеризуется низким КПД, равным примерно 0,5, что объясняется присутствием в коллекторной цепи постоянного тока покоя (независимо от наличия или отсутствия входного сигнала), в результате чего в транзисторе рассеивается мощность  $P_{Kn} = I_{Kn} U_{КЭн}$ . В связи с этим режим усиления *A* используют лишь в маломощных каскадах (предварительных усилителях), для которых, как правило, важен малый коэффициент

нелинейных искажений усиленного сигнала, а значение КПД не играет решающей роли.

Класс усиления  $B$  имеет место при смещении точки  $\Pi$  в нижний участок линии нагрузки, как показано на рис. 4.46, б. Это способствует существенному улучшению энергетических показателей каскада при значительном (по сравнению с режимом класса  $A$ ) снижении мощности, рассеиваемой в транзисторе в режиме покоя за счет предельного снижения тока  $I_{Kn}$ . Поэтому класс  $B$  используется в усилителях средней и большой мощности. Вот почему все выходные усилители работают в режиме класса  $B$ . В этом режиме значение КПД каскада можно довести до 0,7 и более (при мощности, рассеиваемой в транзисторе менее 0,25 от максимума полезной мощности в нагрузочном устройстве). Заметим, что при усилении в классе  $A$  максимальное значение КПД не может превышать 0,5, так как половина полезной максимальной мощности рассеивается в транзисторе. Вместе с тем в классе  $B$  наблюдается усиление лишь одной положительной полуволны усиленного сигнала, поэтому выходной ток имеет импульсный характер.

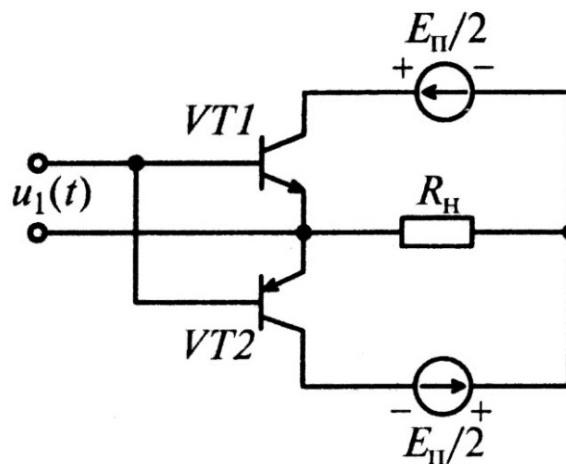


Рис. 4.47. Принципиальная схема двухтактного усилителя мощности

Для усиления как положительной, так и отрицательной полуволны входного сигнала применяют двухтактные усилители, работающие в классе усиления  $B$  (рис. 4.47). Здесь при положительной полуволне входного сигнала открыт транзистор  $VT1$   $n-p-n$  типа, а при отрицательной полуволне - транзистор  $VT2$   $p-n-p$  типа. В нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_H$  поступает усиленный сигнал обоих полупериодов. Как правило, двухтактные усилители изготавливают в виде интегральной микросхемы, в едином кристалле полупроводника, что позволяет обеспечивать идентичность параметров транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Разновидностью режима класса  $B$  является режим класса  $AB$ . Этот режим характеризуется наличием некоторого начального смещения точки  $\Pi$  в активную область. В этом случае  $I_{Kn} \cong (5...10)\%I_{Kmax}$ ,

что позволяет совместить достоинства режимов классов  $A$  и  $B$  - малые нелинейные искажения и высокий КПД.

Режимом класса  $C$  называется такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи усилителя протекает меньше половины периода действия входного сигнала. Этот режим соответствует расположению точки покоя в области отсечки и находит применение в мощных резонансных усилителях (например, радиопередающих устройствах).

Режимом класса  $D$ , или ключевым режимом, называют такой режим работы усилителя, при котором ток в выходной цепи может принимать только два значения:  $I_{K \max}$  и  $I_{K \min}$ . Коэффициент полезного действия такого усилителя близок к единице, что предопределяет его широкое использование в импульсной и цифровой технике.

#### 4.3.4.3. Температурная стабилизация режимов работы транзисторных усилителей

Параметры транзистора в большой степени зависят от температуры окружающей среды, что отражается на выходных параметрах усилителей. Для стабилизации параметров усилителя обычно применяют так называемые обратные связи.

Обратной связью ( $ОС$ ) называют такую связь между элементами усилительного устройства, при которой часть энергии выходного сигнала поступает на вход устройства. В усилителях значение энергии выходного сигнала существенно превышает значение энергии входного сигнала, а потому обратная связь оказывает заметное влияние на их характеристики.

Различают два вида обратных связей: отрицательную и положительную. При отрицательной обратной связи ( $ООС$ ) выходной сигнал в канале  $ОС$  оказывается в противофазе с входным сигналом усилителя. В результате этого любые изменения выходного сигнала встречают соответствующие противодействия по каналу  $ООС$ , что стабилизирует выходной сигнал усилительного устройства при воздействии внешних факторов (температуры, нагрузки и др.).

При положительной обратной связи ( $ПОС$ ) выходной сигнал в канале  $ОС$  совпадает по фазе с входным сигналом устройства, способствуя его усилению. Это дестабилизирует работу усилительного устройства, поскольку любые незначительные изменения выходного параметра приводятся каналом  $ПОС$  к предельным их значениям.

Различают три типа  $ОС$ : внутреннюю, внешнюю и паразитную. Внутренняя  $ОС$  проявляет себя в каждом компоненте усилителя из-за функциональной связи между их электрическими и физическими параметрами. Внешняя  $ОС$  обеспечивается включением дополнительных цепей, действие которых направлено на улучшение характеристик усилителя (стабилизацию режима и т.п.). Паразитная  $ОС$  создается, как правило, емкостными и индуктивными связями, не предусмотренными схемотехническими решениями цепи

усилителя, проявляющими себя на больших частотах, и ухудшает характеристики усилителей.

По способу подключения канала  $OC$  к выходной цепи различают обратные связи по напряжению и току.

Способы температурной стабилизации. Температурная стабилизация обеспечивается отрицательной обратной связью, позволяющей удерживать температурные изменения параметров транзистора в исходном состоянии независимо от внешних воздействий. Для биполярных транзисторов таким основным параметром является ток покоя коллектора  $I_{Kn}$ , а для полевых - ток покоя стока  $I_{Cn}$ . В зависимости от способов температурной стабилизации транзисторных усилителей различают эмиттерную (истоковую для полевых приборов), коллекторную (стоковую) и комбинированную стабилизации, из которых наибольшее распространение на практике нашел эмиттерный способ стабилизации.

В транзисторных усилителях коллекторный ток покоя  $I_{Kn}$  в общем случае имеет два компонента:

$$I_{Kn} = \beta I_{Bn} + I_{KBобр}, \quad (4.22)$$

где  $I_{KBобр}$  - обратный (тепловой) ток коллекторного перехода.

С повышением температуры окружающей среды наблюдается заметный рост теплового тока (с увеличением температуры приблизительно на каждые  $10^\circ C$  значение тока  $I_{KBобр}$  удваивается). Это в соответствии с выражением (4.22) вызывает смещение точки покоя в зону больших значений коллекторного тока. В результате начинают появляться нелинейные искажения выходного сигнала, ухудшающие работу усилителя.

Для возможности принудительного удержания коллекторного тока покоя на заданном уровне в цепи постоянного тока (рис. 4.44, б) используют резистор  $R_\varepsilon$ , реализующий  $OOC$  по току. Механизм воздействия  $OOC$  (эмиттерной стабилизации) проявляется следующим образом. Рассмотренное выше увеличение коллекторного тока покоя под действием температурных изменений вызывает соответствующее увеличение тока покоя эмиттера, так как  $I_{Эн} = I_{Kn} + I_{Bn}$ .

Это обуславливает увеличение падения напряжения на эмиттерном резисторе, поскольку  $U_{Эн} = I_{Эн} R_\varepsilon$ . В то же время возрастание напряжения на эмиттерном резисторе приводит к снижению положительного потенциала на базе транзистора  $VT$ , а, следовательно, и тока базы покоя. Это и обеспечивает уменьшение коллекторного тока покоя, требуемое для компенсации температурного роста тока  $I_{KBо}$ . Необходимо отметить, что эмиттерный резистор отрицательной связи вызывает одновременно и нежелательный эффект снижения коэффициента усиления для входного сигнала  $u_1(t)$  цепи переменного то-

ка усилителя (рис. 4.44, в). Для устранения этого недостатка служит конденсатор  $C_3$ , шунтирующий резистор  $R_3$ , как показано на полной схеме типового усилителя (рис. 4.44, а).

Аналогичным образом проявляет себя и механизм истоковой стабилизации в транзисторных каскадах, использующих полевые приборы.

Особенности работы усилителя на полевом транзисторе. Усилители на полевых транзисторах имеют большое входное сопротивление и потому находят широкое применение в качестве предварительных усилителей. Типичная схема усилителя на полевом транзисторе с  $n$ -каналом и управляющим  $p-n$ -переходом приведена на рис. 4.48, а. Здесь полевой транзистор включен по схеме с общим истоком, что позволяет получить усиление входного сигнала, как по току, так и по напряжению (аналог схемы с общим эмиттером для биполярного транзистора).

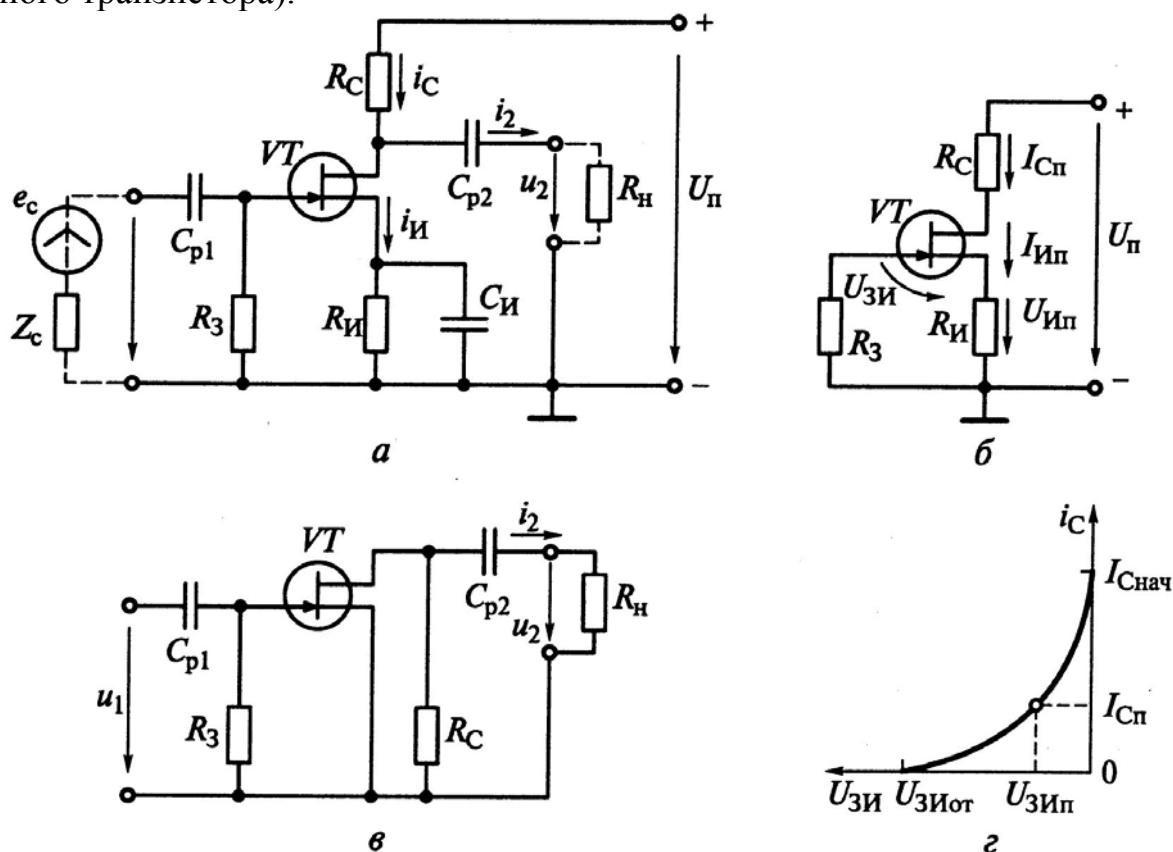


Рис. 4.48. Усилительный каскад на полевом транзисторе:

а - принципиальная схема; б - цепь постоянного тока; в - цепь переменного тока; г - стокзатворная характеристика полевого транзистора

Цепь усилителя включает в себя следующие элементы: резистор  $R_C$  (стока), назначение которого аналогично назначению  $R_K$  в усилителях на биполярных транзисторах; резистор  $R_{И}$  (истока), обеспечивающий температурную стабилизацию цепи транзистора  $VT$  за счет действия последовательной

*ООС* по току; резистор  $R_n$ , имитирующий входное сопротивление следующего каскада; резистор  $R_3$  (затвора), способствующий замыканию указанной выше последовательной цепи *ООС* по току. Одновременно с этим на  $R_3$  во входной цепи транзистора *VT* под действием входного сигнала  $u_1(t)$  формируется управляющее воздействие переменного тока. Конденсатор  $C_{II}$  шунтирует резистор  $R_{II}$  по переменному току  $x_{C_{II}} = 1/\omega C_{II} \cong 0$ , что исключает уменьшение усиления каскада по переменному току. Разделительные конденсаторы  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  выполняют те же функции, что и в транзисторном усилителе на биполярном транзисторе.

По аналогии с усилителем на биполярном транзисторе рассматриваемую схему (рис. 4.48, *a*) можно также представить в виде двух компонентов: цепи постоянного тока (рис. 4.48, *б*), предназначенной для задания требуемого режима покоя; цепи переменного тока (рис. 4.48, *в*), обеспечивающей усиление переменной составляющей входного сигнала. Стокозатворная характеристика усилителя на полевом транзисторе приведена на рис. 4.48, *г*.

#### 4.3.4.4. Избирательные усилители. Усилители мощности. Усилители постоянного тока

Избирательными (селективными) называют усилители, обеспечивающие усиление сигналов в узкой полосе частот. Такие усилители используют в измерительных системах, автоматике и т.п. На рис. 4.49 приведена нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя и для сравнения показана пунктиром характеристика широкополосного усилителя.

На практике для оценки степени избирательности усилителя пользуются соотношением

$$K_{СИ} = \frac{\omega_g}{\omega_n}, \quad (4.23)$$

где  $\omega_g, \omega_n$  - соответственно верхняя и нижняя частота пропускания сигналов усилителем.

Для большинства избирательных усилителей  $K_{СИ} = 1,001 \dots 1,1$ .

Избирательные усилители классифицируют на две группы: с фиксированной частотой (полосовые) и перенастраиваемой частотой (резонансные). В усилителях с фиксированной частотой применяют частотно-избирательные цепи с неизменными параметрами и высокой добротностью, добиваясь исключительно хорошей избирательности. В усилителях с перенастраиваемой частотой, требующих использования конденсатора переменной емкости, применяют более простые частотно-избирательные цепи. Это ухудшает избирательность частотных характеристик систем.

В зависимости от схемы частотно-избирательной цепи различают два вида избирательных усилителей: с частотно-избирательной  $LC$  нагрузкой в канале прямой связи и частотно-зависимой  $RC$  цепью в канале обратной связи.

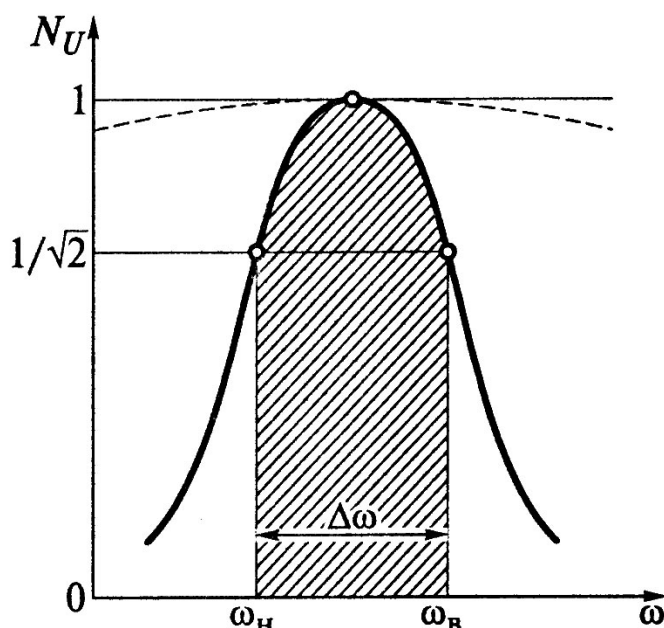


Рис. 4.49. Нормированная амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя

Любой транзисторный усилитель является усилителем мощности, так как при усилении напряжения или тока наблюдается соответствующее повышение мощности выходного сигнала, отдаваемой каскадом. Поэтому к усилителям мощности относят такие усилители, для которых усиление мощности выходного сигнала является основной задачей, решаемой при минимальном искажении сигнала и максимальном КПД. В общем случае усилители мощности функционируют с максимально допустимой мощностью рассеяния в коллекторе (источке) транзистора при наилучшем использовании выходных характеристик прибора по напряжению и току. При этом вопросы термостабилизации нелинейных и частотных искажений сигнала становятся весьма актуальными. Коэффициент полезного действия усилителя мощности:

$$\eta = \frac{P_n}{P_u}, \quad (4.24)$$

где  $P_n = U_2 I_2 \cos \varphi$  - полезная мощность, создаваемая входным сигналом в нагрузочном устройстве;  $P_u = U_n I_{cp}$  - средняя мощность, потребляемая от источника питания выходной цепью.

Так как  $P_u > P_n$ , то мощность, равная разности  $\Delta P_T = P_u - P_n$ , рассеивается в выходной цепи транзистора, вызывая его нагревание. С понижением КПД усилительного каскада тепловой режим транзистора ухудшается. Поэтому

му в усилителях мощности предусматривают средства термостабилизации, исключающие возможности изменения режима и снижения КПД в условиях эксплуатации. Другим фактором, оказывающим непосредственное влияние на работоспособность усилителей мощности, является проблема обеспечения теплоотвода рассеиваемой в транзисторе мощности. Для улучшения теплоотдачи транзисторов их снабжают радиаторами. Однако строгий расчет параметров охлаждающих устройств применительно к различным условиям охлаждения сложен из-за нестационарности процессов нагревания транзистора и трудностей учета многих факторов (теплового сопротивления контакта корпуса транзистора с радиатором, теплораспределения в радиаторе и т.д.), поэтому в приложении приведена программа расчета плоских радиаторов, реализованная на языке Basic.

Усилителем постоянного тока (УПТ), именуемым также усилителем медленно изменяющихся сигналов, называют усилитель, способный обеспечивать усилительные свойства начиная от частоты  $\omega = 0$ . На рис. 4.50 показана АЧХ усилителя постоянного тока. Отличительной особенностью УПТ является линейная зависимость выходного сигнала от входного (передаточная характеристика усилителя) и чувствительность этой зависимости к фазе входного воздействия.

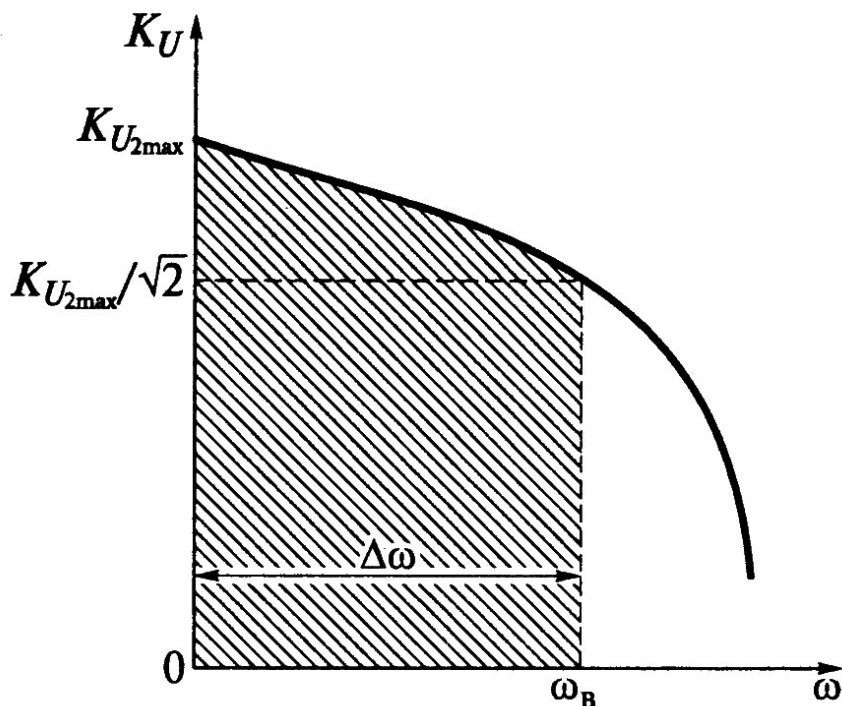


Рис. 4.50. Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

Для осуществления возможности работы УПТ при низких частотах необходимо исключить из его межкаскадных соединений трансформаторы (индуктивности) и конденсаторы, т.е. элементы, не способные обеспечить переда-



чу сигнала постоянного тока ( $\omega = 0$ ). Поэтому схемотехника многокаскадных УПТ требует использования принципов непосредственной (гальванической) связи между каскадами в сочетании с бестрансформаторным исполнением выходной цепи. Для этого применяют специальные средства согласования каскадов по постоянному току, что усложняет практическую реализацию УПТ.

Прямое гальваническое соединение каскадов усилителя постоянного тока приводит к тому, что УПТ через него одновременно с полезным сигналом проходят также и те изменения постоянных составляющих напряжений, которые обусловлены нестабильностью источников питания и электрических параметров цепи усилителя (например, температурная нестабильность параметров транзистора). Указанные помехи приводят к медленному изменению выходного напряжения даже в отсутствие полезного сигнала. При наличии его они суммируются с выходным сигналом.

Вариация выходного напряжения УПТ, обусловленная влиянием внутренних и внешних помех, получила название дрейфа нуля. Величина дрейфа исчисляется по изменению выходного напряжения УПТ за определенный промежуток времени при отсутствии (либо неизменном значении) входного сигнала. Качество УПТ определяется прежде всего минимально достигаемым дрейфом нуля. Для борьбы с дрейфом нуля применяют дифференциальные (мостовые) цепи.

#### 4.3.4.5. Анализ дифференциального усилителя

Дифференциальные цепи позволяют реализовать УПТ с ничтожно малым дрейфом нуля. Рассмотрим важнейшие свойства дифференциальной цепи, в которой нагрузочное устройство подключают к внутренней диагонали моста, т. е. точкам *a* и *б* (рис. 4.51, *a*).

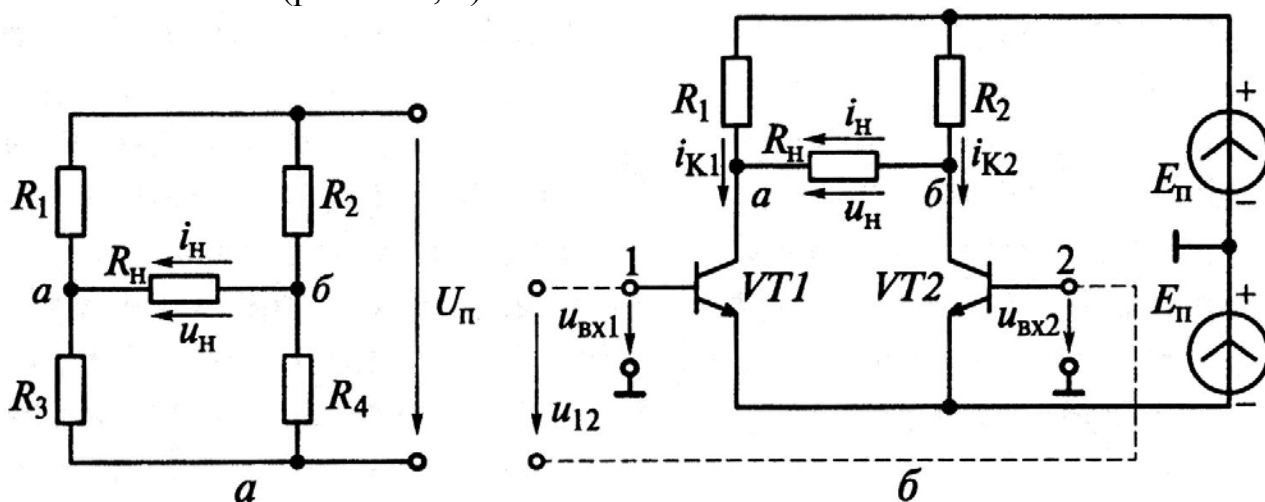


Рис. 4.51. Мостовая схема дифференциального усилителя (*a*) и ее транзисторный аналог (*б*)

Балансировка (равновесие) моста по постоянному току обеспечивается выполнением условия

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (4.25)$$

Тогда для потенциалов точек  $a$  и  $b$  диагонали моста имеем  $\varphi_a = \varphi_b$ . В результате ток через нагрузочное устройство при балансе моста  $I_n = 0$  ( $U_n = \varphi_a - \varphi_b = 0$ ).

Особенности дифференциальных цепей состоят в следующем: изменение параметров источника питания не нарушает условия балансировки (4.25); при пропорциональном изменении параметров резисторов смежных плеч  $R_1$  и  $R_2$  или  $R_3$  и  $R_4$  балансировка также не нарушается. Все это позволяет значительно улучшить характеристики УПТ.

При анализе дифференциальных цепей пользуются понятиями синфазного и противофазного (несинфазного, парафазного) сигналов. Синфазными называют сигналы равной амплитуды и одного знака (фазы), воздействующие на взаимно симметричные участки дифференциальной цепи; противофазными - сигналы равной амплитуды, но противоположного знака, воздействующие на те же симметричные участки цепи. Нетрудно заметить, что особенности дифференциальных цепей обуславливают их стойкость к синфазным воздействиям.

Простейший дифференциальный усилитель может быть получен из рассмотренной дифференциальной цепи (рис. 4.51,  $a$ ) заменой в ней резисторов  $R_3$  и  $R_4$  транзисторами  $VT1$  и  $VT2$  (рис. 4.51,  $b$ ). В микроэлектронном исполнении УПТ транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  выполняются в едином кристалле полупроводника и потому сохраняют одинаковые параметры в широком температурном диапазоне. В этом случае несложно обеспечить идентичность параметров и для резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Для возможности как синфазного, так и противофазного управления каскадом необходимо питать его от сдвоенного источника питания с заземленной средней точкой.

Рассмотрим работу дифференциального усилителя (рис. 4.51,  $b$ ) при различных видах воздействия на его входы, один из которых  $u_{ex1}$  назовем прямым, а другой  $u_{ex2}$  - инвертирующим (инвертирует входной сигнал по фазе).

При воздействии сигнала на прямой (неинвертирующий) вход 1 ( $u_{ex1} > 0, u_{ex2} = 0$ ) транзистор  $VT1$  открывается и его коллекторный ток  $i_{K1}$  возрастает, вызывая снижение потенциала  $\varphi_a$  (за счет увеличения падения напряжения на резисторе  $R_1$ ). Поскольку потенциал  $\varphi_b$  остается неизменным, через резистор  $R_n$  будет протекать ток  $i_n$ , создавая на нем выходное напряжение  $u_n$ , совпадающее по фазе с напряжением  $u_{ex1}$ .

При воздействии сигнала на инвертирующий вход 2 ( $u_{ex2} > 0, u_{ex1} = 0$ ) открывается транзистор  $VT2$ , а следовательно, происходит рост тока  $i_{K2}$ , что вызывает изменение направления тока нагрузки  $i_H$ . Выходное напряжение  $u_H$  меняет фазу на противоположную.

В случае противофазного воздействия на входы сигналом  $u_{12}$  (рис. 4.51, б, пунктир) этот сигнал можно выразить в виде разности частных воздействий на транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ , т.е.

$$u_{12} = u_{ex1} - u_{ex2}.$$

В результате такого дифференциального воздействия (отсюда и название - дифференциальный усилитель) транзистор  $VT1$  открывается, а  $VT2$  закрывается. Соответственно потенциал  $\varphi_a$  понижается (из-за сигнала  $u_{ex1}$ ), а потенциал  $\varphi_b$  повышается (из-за сигнала  $u_{ex2}$ ). Поэтому имеет место более существенное увеличение выходного напряжения  $u_H$ , чем при воздействии только сигнала  $u_{ex1}$  или  $u_{ex2}$ .

Рассматривая дифференциальный усилитель в классе усиления  $A$  и учитывая его схемную симметрию, можно полагать, что входное воздействие  $u_{12}$  распределяется поровну между входами транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Это обуславливает одинаковые изменения их коллекторных токов, а потому выходное напряжение схемы

$$u_H = \Delta u_{K1} - \Delta u_{K2},$$

где  $\Delta u_{K1}$  и  $\Delta u_{K2}$  - изменения коллекторных потенциалов соответственно точек  $a$  и  $b$ .

#### 4.3.4.6. Операционные усилители. Схемы стабилизации и повышения входного сопротивления

Согласно ГОСТ 18421-73 операционный усилитель ( $OU$ ) предназначен для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью ( $OC$ ). При этом под аналоговой величиной подразумевается непрерывно изменяющееся напряжение или ток.

Приведенное определение относится к устройствам, появившимся в конце 40-х годов, когда начали моделировать математические операции с помощью ламповых усилителей постоянного тока с отрицательной  $OC$ .

В начале 60-х годов  $OU$  стали серийно выпускаться в виде интегральных микросхем ( $ИС$ ), область их применения к настоящему времени необычайно расширилась. Функциональные возможности  $OU$  возросли, и, несмотря на то, что они в большинстве случаев не выполняют математических операций, старое название за ними сохранилось.

В настоящее время *ОУ* - усилитель постоянного тока с полосой пропускания в несколько мегагерц с непосредственной связью между каскадами (т.е. без разделительных конденсаторов), с большим коэффициентом усиления, высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также с низким уровнем шума при хорошей температурной стабильности, способный устойчиво работать при замкнутой цепи *ОС*.

Входной каскад устройства выполняется в виде дифференциального усилителя, поэтому он имеет два входа и реагирует на разность приложенных к ним напряжений, т. е. на дифференциальный сигнал.

Современный *ОУ* содержит значительное число компонентов, в частности, несколько десятков транзисторов, находящихся в миниатюрном кремниевом кристалле. Все соединения между компонентами осуществляются с помощью литографической техники в процессе производства, что резко снижает вероятность повреждения внутренних соединений по сравнению с выполненными пайкой.

По габаритным размерам и стоимости *ОУ* мало отличаются от отдельно взятого транзистора. Реализация различных устройств с применением *ОУ* значительно проще, чем на отдельных транзисторах, одновременно получается выигрыш в габаритных размерах и массе. Благодаря своим многосторонним возможностям *ОУ* вытесняет устройства на дискретных транзисторах и становится базовым (унифицированным) узлом в аналоговой схемотехнике.

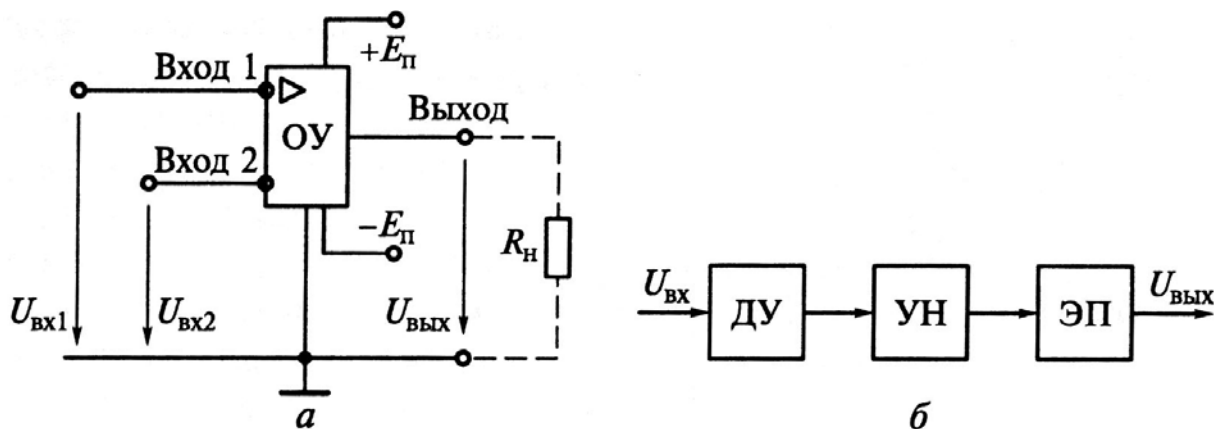


Рис. 4.52. Операционный усилитель:  
*а* - условное обозначение; *б* - функциональная схема

Требования к электрическим характеристикам *ОУ* связаны в основном с необходимостью обеспечить: высокий коэффициент усиления по напряжению, большое входное и малое выходное сопротивления, линейность передаточной характеристики, высокую верхнюю граничную частоту пропускания.

Требования к конструктивному исполнению *ОУ* в основном следующие: наличие двух автономных входов 1 и 2 с общей точкой, соединенной с массой усилителя; выполнение одного из входов (1) неинвертирующим (совпадение по фазе), а другого (2) инвертирующим (в противофазе) по отноше-

нию к выходному сигналу. В условном обозначении  $OU$  на рис. 4.52, *a* показаны лишь шесть основных выводов. В отдельных случаях  $OU$  снабжают большим числом выводов (до 15), необходимых для подключения дополнительных элементов контроля, балансировки, коррекции частотной характеристики и других функций.

По принципу действия  $OU$  сходен с обычным усилителем. Он также предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако  $OU$  специально создан для использования в схемах с глубокой  $OC$  так, чтобы параметры устройства определялись преимущественно параметрами цепи  $OC$ , а сам он был функционально незаметен. Такой  $OU$  по своим характеристикам должен приближаться к идеальному. С идеальным  $OU$  обычно связывают бесконечно большой коэффициент усиления в бесконечно большой полосе пропускания, бесконечное входное и нулевое выходное сопротивление. Кроме того, усилитель не должен иметь статических ошибок, изменяющихся от температуры и времени.

Эти свойства даже теоретически полностью достигнуты быть не могут, поскольку большая часть из них требует бесконечной мощности выходного сигнала при малых геометрических размерах полупроводниковой структуры. Поэтому в каждом случае можно говорить лишь о доступной степени приближения к идеальным свойствам.

Близость параметров реального  $OU$  к идеальным определяет точность, с которой может работать данный  $OU$  в тех или иных устройствах. Знание основных параметров позволяет выяснить ценность конкретного  $OU$ , быстро и правильно сделать выбор подходящего, проектировать устройства практически без проведения макетирования, предотвращать работу  $ИС$  в недопустимом режиме и уменьшать вероятность отказа.

Основными показателями качества работы  $OU$  являются: коэффициент усиления по напряжению  $K_0$ , достигающий у лучших образцов значений  $10^6$ ; входное сопротивление  $R_{ex}$  (до  $10^9$  Ом); верхняя граничная частота, достигающая у лучших образцов 50 МГц.

Благодаря высоким характеристикам и широкой доступности, обеспеченной серийным выпуском,  $OU$  нашли исключительно широкое применение в электронике и системах автоматики. На основе  $OU$  получены высококачественные линейные усилители, источники опорных напряжения и тока, генераторы импульсов, схемы сравнения (компараторы) и т.п.

Основу  $OU$  составляет дифференциальный усилитель, воздействием на каналы прямой и обратной связи которого добиваются реализации задач, стоящих перед  $OU$ . Типовая функциональная схема  $OU$  приведена на рис. 4.52, *б*.

В общем виде  $OU$  можно представить состоящим из трех каскадов: входного дифференциального усилителя ( $ДУ$ ), имеющего симметричный вход и обеспечивающего высокую стабильность, малое напряжение шумов и

т.п.; промежуточного усилителя напряжения ( $УН$ ), выполненного, как правило, также в виде дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления; выходного эмиттерного повторителя ( $ЭП$ ), выполненного по двухтактной схеме и обеспечивающего малое выходное сопротивление  $ОУ$ .

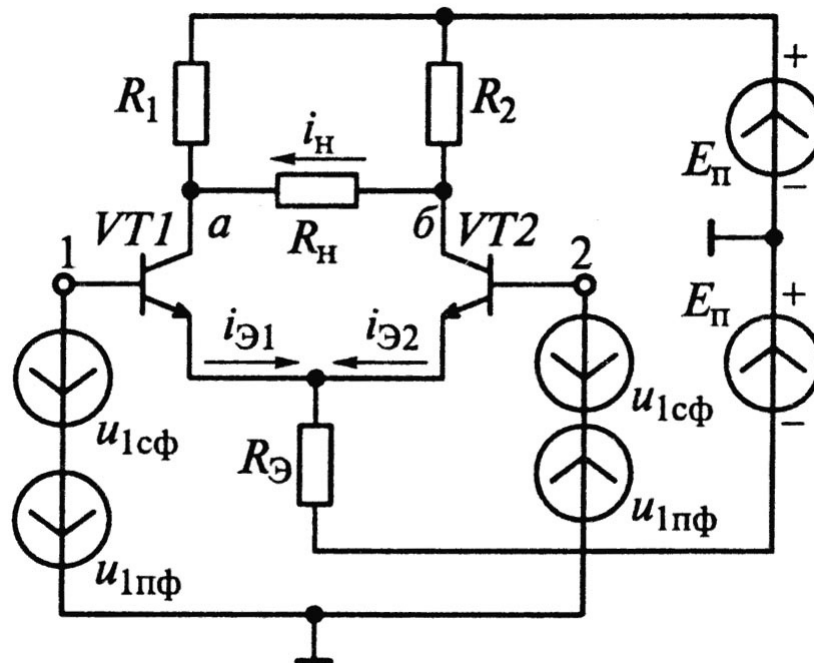


Рис. 4.53. Схема дифференциального усилителя с резисторной  $ООС$

В операционных усилителях для связи дифференциального, промежуточного и, как правило, выходного усилителей используют несимметричный выход (например, только коллекторный вывод  $б$  транзистора  $VT2$  на рис. 4.52,  $б$ ). Однако при этом ухудшается работа всего  $ОУ$ , так как стабилизирующие свойства дифференциального каскада проявляются только относительно симметричного входа (между точками  $а$  и  $б$ ). Для решения указанной проблемы в дифференциальном усилителе применяют стабилизирующую  $ООС$  по токам эмиттеров обоих транзисторов, реализуемую резистором  $R_Э$  (рис. 4.53).

Резистор  $R_Э$  включен в общую эмиттерную цепь транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . При синфазных воздействиях ( $u_{1сф}$ ) токи эмиттеров обоих транзисторов будут меняться пропорционально входному сигналу, вызывая соответствующее изменение падения напряжения на резисторе  $R_Э$ . В результате этого  $ООС$  будет проявлять себя в полной мере. В случае противофазных воздействий ( $u_{1пф}$ ) общий ток эмиттеров транзисторов останется неизменным (открытие одного транзистора компенсируется закрытием другого из-за противофазного действия сигналов  $u_{1пф}$ ). Таким образом, противофазные воздействия не оказывают никакого влияния на канал  $ООС$ . Для количественной

оценки стабилизирующих свойств дифференциального усилителя служит коэффициент ослабления синфазной составляющей:

$$K_{oc.c} = \frac{(K_U)_{n\phi}}{(K_U)_{c\phi}}, \quad (4.26)$$

где  $(K_U)_{n\phi}$  и  $(K_U)_{c\phi}$  - коэффициенты усиления каскада по напряжению соответственно для противофазного и синфазного сигналов.

Коэффициент  $K_{oc.c}$  удобно представлять в децибелах:

$$K_{oc.c} = 20 \lg (K_U)_{n\phi} (K_U)_{c\phi}. \quad (4.27)$$

Дифференциальные усилители с лучшими стабилизирующими свойствами (меньшим дрейфом нуля) имеют большие значения  $K_{oc.c}$ . С увеличением сопротивления резистора  $R_{\Sigma}$  (рис. 4.53) действие *ООС* усиливается, а следовательно, уменьшается значение  $(K_U)_{c\phi}$  при неизменной величине  $(K_U)_{n\phi}$ . В результате коэффициент  $K_{oc.c}$  возрастает. Таким образом, усиление действия *ООС*, ведущее к улучшению стабилизирующих свойств дифференциального усилителя, оценивают более высоким значением коэффициента ослабления синфазной составляющей  $K_{oc.c}$ .

Улучшение стабильности работы дифференциального усилителя обеспечивается увеличением сопротивления резистора  $R_{\Sigma}$  в схеме *ООС* (рис. 4.53). Однако это вызывает пропорциональное снижение эмиттерных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , что уменьшает максимальное выходное напряжение усилителя. Поэтому в схеме дифференциального усилителя вместо резистора  $R_{\Sigma}$  применяют источник стабильного тока, имеющий бесконечно большое дифференциальное сопротивление. Кроме того, для стабилизации напряжения питания каскада используют специальный стабилизатор напряжения. Практическая схема дифференциального усилителя со стабилизаторами тока и напряжения приведена на рис. 4.54. Источник стабильного тока выполнен на транзисторе  $VT3$  с диодным смещением (посредством диода  $VD$ ), способствующим термостабилизации транзистора. Стабилизатор напряжения включает транзистор  $VT4$ , с помощью которого стабилизируется входное напряжение каскада (мостовой схемы).

Повышение входного сопротивления дифференциального усилителя достигается снижением базовых токов покоя транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  до ничтожно малых величин (единиц наноампер). Однако это ухудшает работу дифференциального усилителя из-за уменьшения его динамического диапазона, под которым понимают выраженное в децибелах отношение максимального сигнала к минимальному. Для предотвращения этого фактора в качестве приборов  $VT1$  и  $VT2$  применяют транзисторы, отличающиеся чрезвычайно

большими коэффициентами усиления по току (тысячи единиц) за счет использования в них предельно тонкого слоя базы. Однако применение таких транзисторов заметно усложняет задачу стабилизации дифференциального усилителя. Поэтому в ряде случаев повышение входного сопротивления  $OУ$  достигается использованием в его входном канале полевых транзисторов.

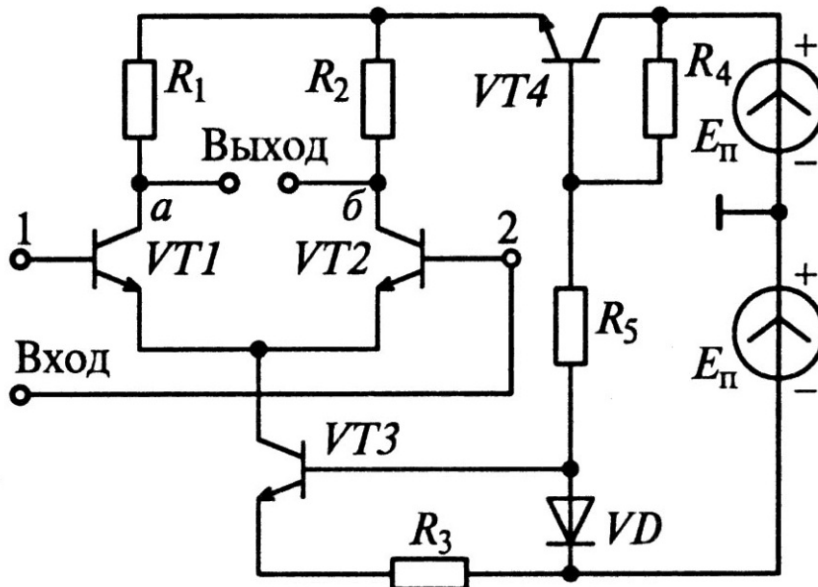


Рис. 4.54. Схема дифференциального каскада со стабилизаторами тока и напряжения

Преобразователи аналоговых сигналов на операционных усилителях. Операционные усилители без обратных связей применяют для усиления сигналов крайне редко, так как из-за большого коэффициента усиления усилителя диапазон линейности для входного сигнала мал. Вводя в цепи прямой и обратной передачи сигналов различные линейные и нелинейные звенья, можно синтезировать устройства с заданным алгоритмом преобразования входного сигнала.

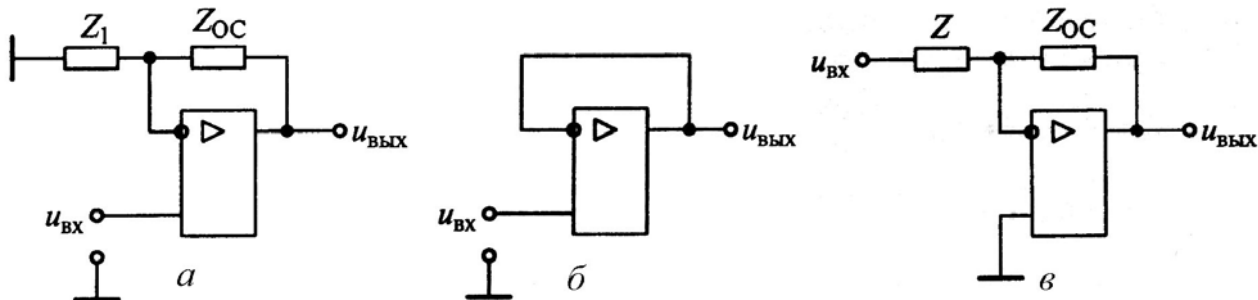


Рис. 4.55. Преобразователи аналоговых сигналов:  
 а - неинвертирующий усилитель;  
 б - повторитель напряжения;  
 в - инвертирующий усилитель



1. Неинвертирующий усилитель. Коэффициент передачи делителя в цепи  $OOC$  определяется из следующего выражения (рис. 4.55, а):

$$b_{OC} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}. \quad (4.28)$$

Тогда коэффициент передачи усилителя:

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{1 + K_0 b_{OC}};$$

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{\left(1 + \frac{K_0 Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}\right)} = \frac{K_0 (Z_1 + Z_{OC})}{Z_1 + Z_{OC} + K_0 Z_1}. \quad (4.29)$$

С учетом того, что коэффициент усиления  $OY$  без обратной связи стремится к бесконечности ( $K_0 \rightarrow \infty$ ), получим:

$$K_{OOC} = \frac{Z_1 + Z_{OC}}{Z_1} = 1 + \frac{Z_{OC}}{Z_1} \approx \frac{Z_{OC}}{Z_1}. \quad (4.30)$$

Из полученного выражения можно сделать следующие выводы:

- коэффициент передачи неинвертирующего усилителя обратно пропорционален коэффициенту передачи цепи  $OOC$ ;
- при любых сопротивлениях резисторов в цепи  $OOC$  коэффициент передачи неинвертирующего усилителя не может быть меньше единицы.

В рассмотренном усилителе фазы входного и выходного напряжений совпадают.

2. Повторитель напряжения. Схема повторителя напряжения, построенная на основе  $OY$ , приведена на рис. 4.55, б. Это усилитель, охваченный цепью последовательной  $OOC$  по выходному напряжению с коэффициентом передачи  $b_{OC} = 1$ , т.е. стопроцентной  $OOC$ . Повторитель напряжения получается из неинвертирующего усилителя при выполнении условий  $Z_1 = \infty; Z_{OC} = 0$ . Свойства такого усилителя подобны свойствам эмиттерного или истокового повторителя и для него выполняются следующие условия:

$$b_{OC} = 1;$$

$$K_{OOC} = \frac{K_0}{1 + K_0} \approx 1; \quad (4.31)$$

$$u_{вых} \cong u_{вх}.$$

3. Инвертирующий усилитель. В схемах повторителя и неинвертирующего усилителя сигнал  $OOC$  и входной сигнал подавались на разные входы  $OY$ . Для получения инвертирующего усилителя входной сигнал и сигнал обратной связи должны подаваться на один и тот же инвертирующий вход, т.е.

цепь  $OOC$  превращается из последовательной в параллельную. При этом неинвертирующий вход, как правило, соединяют с общей шиной (рис. 4.55, в).

Для данного усилителя в случае нулевого выходного сопротивления источника входного сигнала коэффициент передачи цепи  $OOC$  также определяется из выражения (4.28). Однако в отличие от неинвертирующего усилителя входной сигнал попадает на вход  $OY$  не непосредственно, а через делитель напряжения, образованный этими же резисторами. Предполагая, что выходное сопротивление  $OY$  равно нулю, можно записать:

$$K_{OOC} = K_{дел} K_{yc}, \quad (4.32)$$

где  $K_{дел}$  - коэффициент передачи делителя;  $K_{yc}$  - коэффициент передачи усилителя.

$$K_{дел} = \frac{Z_{OC}}{Z_1 + Z_{OC}}; \quad K_{yc} = \frac{K_0}{1 + K_0 b_{OC}} = \frac{K_0}{\frac{1 + K_0 Z_1}{Z_1 + Z_{OC}}}.$$

Полагая, как и в предыдущем случае,  $K_0 \rightarrow \infty$ , запишем:

$$K_{OOC} = \frac{Z_{OC}}{Z_{OC} + Z_1} \cdot \frac{K_0}{\frac{1 + K_0 Z_1}{Z_{OC} + Z_1}} \cong \frac{Z_{OC}}{Z_1}. \quad (4.33)$$

Из выражения (4.33) следует, что в отличие от неинвертирующего усилителя, выбором резисторов цепи  $OOC$  коэффициент передачи инвертирующего усилителя может быть уменьшен до сколь угодно малой величины.

Для инвертирующего усилителя фазы входного и выходного напряжений сдвинуты относительно друг друга на  $180^\circ$ . Поэтому, строго говоря, перед правой частью выражения (4.33) должен стоять знак минус:

$$K_{OOC} = -\frac{Z_{OC}}{Z_1}.$$

4. Усилитель с дифференциальным входом. Принципиальная электрическая схема усилителя с дифференциальным входом является комбинацией рассмотренных ранее схем инвертирующего и неинвертирующего усилителей (рис. 4.56, а).

Так как мы имеем дело с линейным устройством, то, используя принцип суперпозиции для выходного напряжения, можно записать:

$$u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} u_2 = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 + \frac{\frac{R_3}{R_2 + 1} \cdot \frac{1 + R_{OC}}{1}}{\frac{R_2}{R_3}} u_2. \quad (4.34)$$

На практике же часто выполняется условие:

$$\frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}. \quad (4.35)$$

Тогда выражение (4.34) примет более простой вид:

$$u_{вых} = \frac{R_{OC}}{R_1} (u_{вх2} - u_{вх1}). \quad (4.36)$$

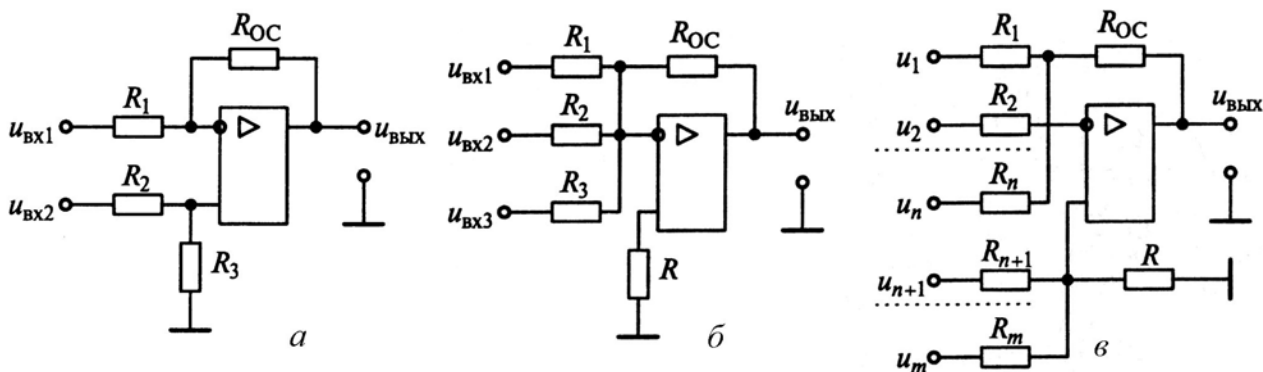


Рис. 4.56. Преобразователи аналоговых сигналов:  
 а - усилитель с дифференциальным входом;  
 б - инвертирующий сумматор;  
 в - схема сложения-вычитания

5. Инвертирующий сумматор. Данное устройство предназначено для формирования напряжения, равного усиленной алгебраической сумме нескольких входных сигналов, т. е. выполняет математическую операцию суммирования не скольких сигналов. При этом выходной сигнал дополнительно инвертируется, отсюда и название - инвертирующий сумматор. В качестве примера на рис. 4.56, б приведена схема устройства, выполняющего данную операцию для трех входных напряжений. Считая  $OU$  идеальным, имеем:

$$\frac{u_{вх1}}{R_1} + \frac{u_{вх2}}{R_2} + \frac{u_{вх3}}{R_3} = -\frac{u_{вых}}{R_{OC}}; u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_{вх1} - \frac{R_{OC}}{R_2} u_{вх2} - \frac{R_{OC}}{R_3} u_{вх3}.$$

Если все входные резисторы одинаковые, то:

$$\frac{R_{OC}}{R_1} = \frac{R_{OC}}{R_2} = \frac{R_{OC}}{R_3} = -\frac{R_{OC}}{R}; u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R} (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3}).$$

Если для случая  $n$  суммируемых сигналов выполняются условия:

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n = R; R_{OC} = \frac{R}{n},$$

то на выходе будет формироваться напряжение, равное среднему арифметическому от  $n$  входных сигналов:

$$u_{вых} = -\frac{1}{n} (u_{вх1} + u_{вх2} + u_{вх3} + \dots + u_{вхn}). \quad (4.37)$$

6. Схема сложения-вычитания. Ранее было показано, что входное напряжение можно подавать на различные входы  $OY$  через соответствующие резисторы. Это позволяет получить на выходе усиленную разность входных напряжений. В схеме усилителя (рис. 4.56, в) одновременно подается несколько напряжений на инвертирующий и неинвертирующий входы  $OY$ .

Общее выражение для рассматриваемого усилителя достаточно громоздко, поэтому воспользуемся найденным ранее для дифференциального усилителя условием (4.35), согласно которому для получения на выходе усилителя сигнала разности входных напряжений необходимо, чтобы:

$$\frac{R_{OC}}{R_{вх.и}} = \frac{R}{R_{вх.н}},$$

где  $R_{вх.и}$ ,  $R_{вх.н}$  - сопротивление соответственно инвертирующего и неинвертирующего входов.

Применительно к схеме на рис. 4.56, в резисторы превратились в параллельное включение нескольких резисторов. Тогда, суммируя проводимости соответствующих резисторов, перепишем условие (4.35) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{вх.и}} &= \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}; \\ \frac{1}{R_{вх.н}} &= \frac{1}{R_{n+1}} + \frac{1}{R_{n+2}} + \dots + \frac{1}{R_m}; \end{aligned} \quad (4.38)$$

$$\frac{R_{OC}}{R_1} + \frac{R_{OC}}{R_2} + \frac{R_{OC}}{R_3} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_n} = \frac{R}{R_{n+1}} + \frac{R}{R_{n+2}} + \dots + \frac{R}{R_m}.$$

Выходное напряжение рассматриваемого усилителя запишем как:

$$u_{вых} = -\frac{R_{OC}}{R_1} u_1 - \frac{R_{OC}}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_{OC}}{R_n} u_n + \frac{R_{OC}}{R_{n+1}} u_{n+1} + \dots + \frac{R_{OC}}{R_m} u_m. \quad (4.39)$$

7. Неинвертирующий сумматор представлен на рис. 4.57, а.

Если при выборе резисторов схемы руководствоваться условием  $R = R_{OC}$ , то для схемы справедливо выражение:

$$u_{вых} = \frac{R}{R_1} u_{вх1} + \frac{R}{R_2} u_{вх2}. \quad (4.40)$$

8. Интегратор. Устройство, выходной сигнал которого пропорционален интегралу по времени от его входного сигнала, называется интегратором. Простейшая схема интегратора, выполненная на  $OY$ , приведена на рис. 4.57, б. Данная цепь является инвертирующим усилителем, в цепь обратной связи которого включен конденсатор.

Передаточная функция интегратора имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{Z_{OC}}{Z_{ex}} = \frac{1}{Cp} = \frac{1}{RCp}. \quad (4.41)$$

Аналогичное выражение может быть получено, если записать уравнение по первому правилу Кирхгофа для суммы токов инвертирующего входа ОУ:

$$\frac{u_{ex}}{R} = -C \frac{du}{dt}; \quad u_{вых} = -\frac{1}{RC} \int u_{ex} dt. \quad (4.42)$$

9. Дифференциатор. Устройство, выходное напряжение которого пропорционально скорости изменения входного напряжения, называется дифференциатором (рис. 4.57, в).

Передаточная функция дифференциатора имеет вид:

$$W(p) = \frac{Z_{OC}}{Z_{ex}} = -\frac{R}{1/Cp} = -RCp. \quad (4.43)$$

Аналогичное выражение может быть получено, если записать уравнение по первому правилу Кирхгофа для суммы токов инвертирующего входа ОУ:

$$-C \frac{du_{ex}}{dt} = \frac{u_{вых}}{R}; \quad u_{вых} = -RC \frac{du_{ex}}{dt}. \quad (4.44)$$

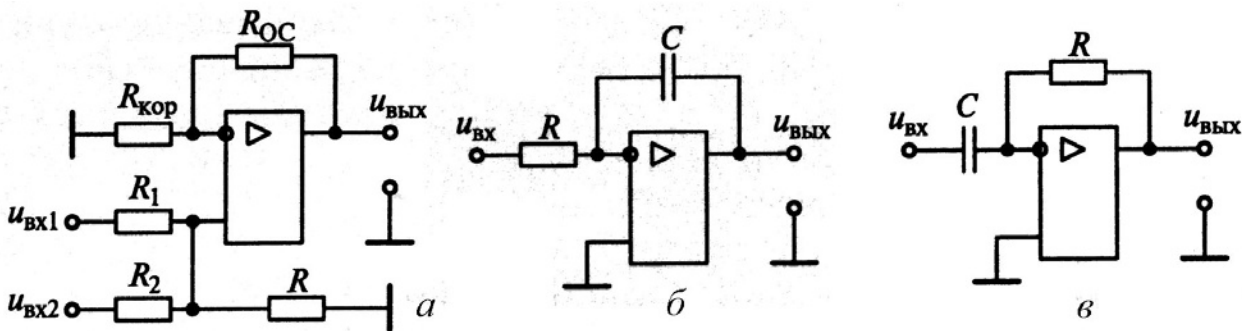


Рис. 4.57. Преобразователи аналоговых сигналов:  
а - неинвертирующий сумматор; б - интегратор; в - дифференциатор

#### 4.4. Импульсные и автогенераторные устройства

##### 4.4.1. Основные характеристики импульсных сигналов

Передаваемые сигналы могут носить непрерывный и импульсный характер. Для импульсного сигнала характерна прерывистая структура (сигналы разделены паузами). Различают два вида импульсов: видеоимпульсы, характеризующиеся формой, параметрами импульсного сигнала, временными параметрами, спектром, расположенным в первичной полосе частот вблизи нулевой частоты; радиоимпульсы - высокочастотный сигнал, модулированный по амплитуде кратковременными импульсами заданной формы, имеющий спектр,

расположенный симметрично относительно высокой частоты (носителя) и имеющий удвоенную полосу частот по сравнению с полосой модулирующего видеоимпульса (рис. 4.58).

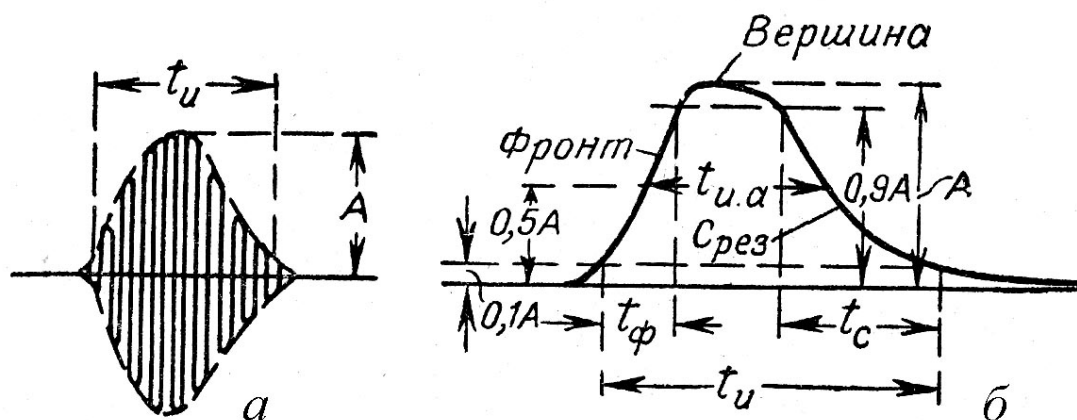


Рис. 4.58. Одиночные импульсы  
*a* - радиоимпульс; *б* - видеоимпульс; *A* - амплитуда импульса;  
 $t_u$  и  $t_{u.a}$  - длительность и активная длительность импульса;  
 $t_\phi$  и  $t_c$  - длительность фронта и среза.

Пунктиром показана огибающая радиоимпульса, представляющая собой модулирующий импульс.

Импульсы могут иметь различную форму. Для удобства исследований реальные импульсы заменяют близкими по форме простыми геометрическими фигурами: прямоугольником, треугольником, трапецией, кривой колокольной формы и т. д. (рис. 4.59).

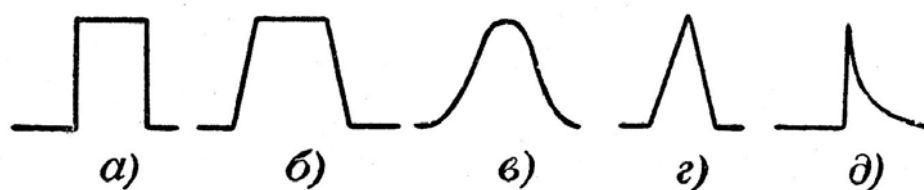


Рис. 4.59. Идеализированные формы применяемых импульсов:  
*a* - прямоугольный; *б* - трапецеидальный; *в* - колокольный;  
*г* - треугольный; *д* - экспоненциальный

В импульсе различают фронт, вершину и срез. Импульсы определенной формы характеризуются амплитудой  $A$  и длительностью  $t_u$ . В практике используются следующие определения длительности импульса и отдельных его частей (рис. 4.58, *б*):

- активная длительность  $t_{u.a}$  импульса, измеренная на уровне  $0,5 A$ ;
- длительность импульса  $t_u$ , измеренная на уровне  $0,1 A$ ;

- длительность фронта  $t_{\phi}$ , отсчитанная между уровнями (0,1...0,9)  $A$ ;
- длительность среза  $t_c$ , отсчитанная между уровнями (0,1...0,9)  $A$ .
- период следования  $T_u$  - время повторения чередующихся импульсов;
- частота следования  $f_u = \frac{1}{T_u}$ ;
- частота повторения  $F_u = \frac{1}{T_u}$ ;
- длительность паузы  $T_n$  между импульсами;
- скважность  $q = \frac{T_u}{t_u}$  - отношение периода к длительности импульса;
- коэффициент заполнения  $K_z = t_u/T_u = 1/q_u$  - отношение длительности импульса к периоду следования (рис. 4.60).

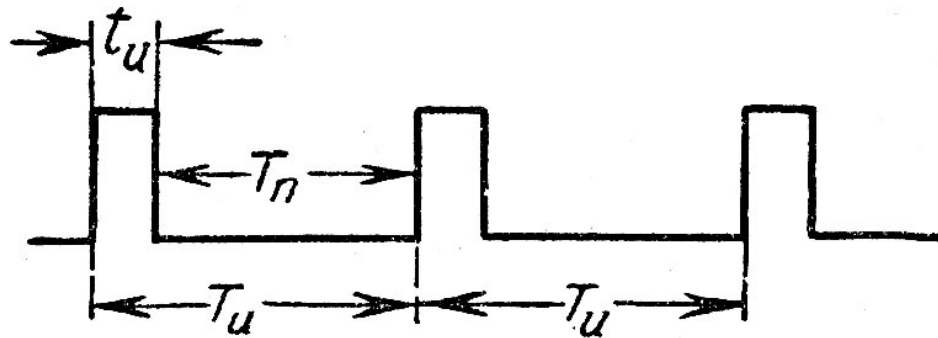


Рис. 4.60. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Для импульсных последовательностей, где интервалы между импульсами не строго постоянны, можно говорить о средней частоте повторения  $F_{u.cр}$  и средней скважности  $q_{cр}$ .

#### 4.4.2. Спектральный состав импульсного процесса

Периодическая последовательность импульсов может быть представлена спектром, т. е. суммой бесконечно большого числа синусоидальных колебаний (гармоник), имеющих определенные амплитуды и фазы.

Разложение в спектр основано на математическом представлении периодических функций тригонометрическим рядом Фурье.

Спектр обычно изображается графически в виде зависимости амплитуд и фаз колебаний от частоты. Каждая гармоника (частотная составляющая) амплитудного спектра представляется ординатой на оси частот, длина которой в некотором масштабе изображает амплитуду этой гармоники (рис. 4.61).

Частоты отдельных гармоник амплитудного спектра отличаются на величину частоты повторения импульсов  $F_u$ . Каждая гармоника спектра может быть выделена узкополосным фильтром, настроенным на частоту этой гармоники.

При графическом изображении амплитудных спектров по вертикали откладывают не величину амплитуды составляющих, а отношение амплитуд гармоник к удвоенному значению частоты повторения.

Огибающая построенного таким путем амплитудного спектра является графическим изображением амплитудной спектральной функции (или спектральной плотности)  $S(\omega)$  или  $S(f)$ , где  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ . Вид спектральной функции  $S(\omega)$  определяется формой импульсов и не зависит от частоты их следования.

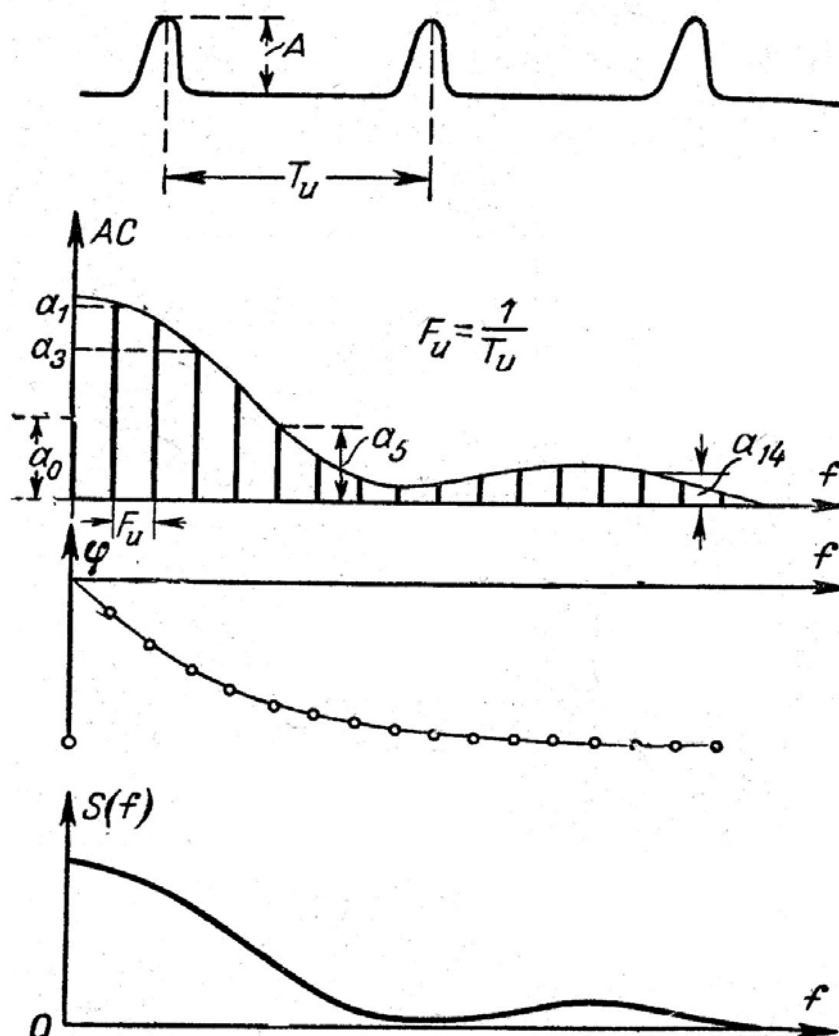


Рис. 4.61. Последовательность импульсов и ее амплитудный ( $AC$ ) и фазовый ( $\varphi$ ) спектр,  $S(f)$ - спектральная функция



Периодическая последовательность импульсов может быть представлена бесконечной суммой гармонических колебаний, кратных частоте повторения:

$$a_0 = a_1 \cos(2\pi F_u t + \varphi_1) + a_2 \cos(2 - 2\pi F_u t + \varphi_2) + \\ + a_3 \cos(3 - 2\pi F_u t + \varphi_3) + \dots + a_n \cos(N - 2\pi F_u t + \varphi_n);$$

Амплитуды этих гармоник  $a_1, a_2, a_3, \dots, a_n$  вместе с главной составляющей  $a_0$  представляют амплитудные составляющие спектра; фазы  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_n$  - фазовые составляющие. Для получения спектральной функции  $S(f)$  необходимо ординаты огибающей  $AC$  отнести к величине  $2a_0$ .

Масштаб спектральной функции по оси частот зависит от длительности импульсов. С увеличением частоты следования импульсов при сохранении их формы и длительности частотный интервал между гармониками спектра уменьшается, спектр становится более «редким». Амплитуды отдельных гармоник при этом увеличиваются; однако спектральная функция остается неизменной.

При уменьшении частоты интервал между отдельными гармониками сокращается; спектр становится более густым. Если период увеличить до бесконечности (перейти к одиночному импульсу), то частотные интервалы между гармониками уменьшаются до нуля, а число их возрастает до бесконечности. Спектр становится сплошным: он содержит колебания всех частот. Форма спектральной функции при этом переходе изменяться не будет. Спектральные функции одиночного импульса и периодической последовательности импульсов данной длительности одинаковы.

Изменение длительности импульса приводит к пропорциональному растягиванию (при укорочении импульсов) или сжатию (при удлинении импульсов) спектральной функции  $S(\omega)$  вдоль оси частот. Чем короче импульс, тем шире его спектр.

Спектральная функция импульсов прямоугольной формы:

$$S(\omega) = U_u \frac{|\sin \pi f t_u|}{\pi f} = U_u \frac{\left| \sin \frac{\omega t_u}{2} \right|}{\frac{\omega t_u}{2}}. \quad (4.45)$$

Практически удобно пользоваться относительной или нормированной спектральной функцией:

$$g(\omega) = \frac{S(\omega)}{S(0)}, \quad (4.46)$$

где  $S(0)$  - значение  $s(\omega)$  при  $\omega = 0$ . Для прямоугольных импульсов  $S(0) = U_u t_u$  и

$$g(\omega) = \frac{\left| \sin \frac{\omega t_u}{2} \right|}{\frac{\omega t_u}{2}}. \quad (4.47)$$

Относительная спектральная функция обращается в нуль на частотах  $f = \frac{1}{t_u}, \frac{2}{t_u}, \frac{3}{t_u}, \dots, \frac{k}{t_u}$ . Величина каждого последующего максимума меньше предыдущего; они относятся как 1, 0,21, 0,13 и т. д. (рис. 4.62).

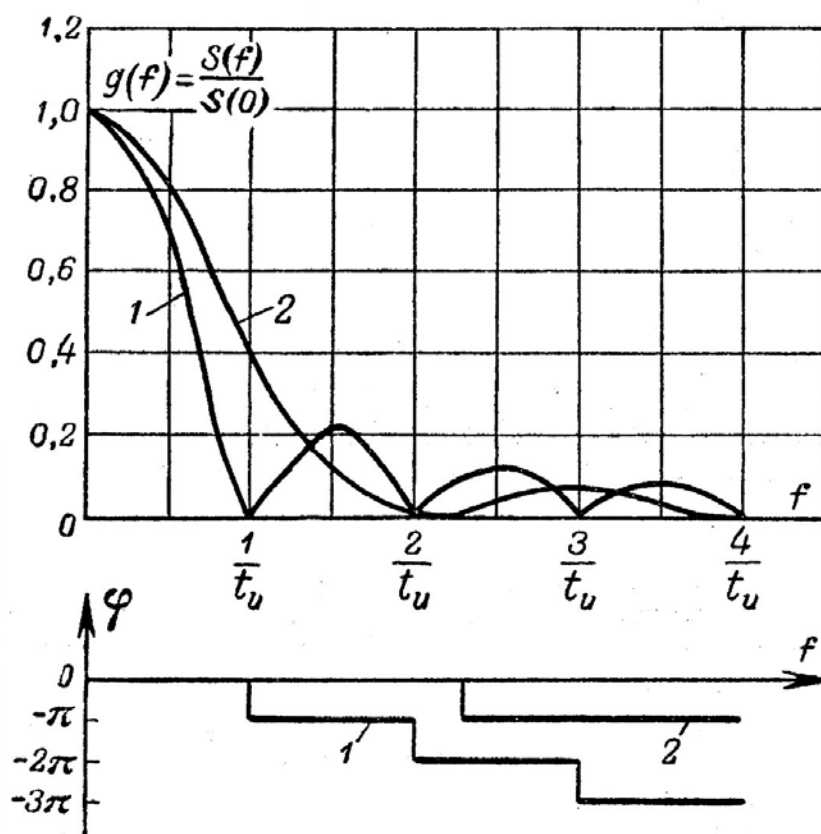


Рис. 4.62. Амплитудный и фазовый спектры импульсов прямоугольной и треугольной формы длительностью  $t_u$ :

1 – прямоугольный импульс; 2 - треугольный импульс

Фазовый спектр прямоугольных импульсов представляет ступенчатую кривую, изменяющуюся скачком на величину  $\pi$  в точках, где амплитудная спектральная функция проходит через нуль. Это означает, что фазы гармоник всех четных лепестков кривой  $S(\omega)$  равны нулю (совпадают с фазой 1-й гармоники). Фазы гармоник всех нечетных лепестков противоположны фазам 1-й гармоники.

Для практически неискаженного прохождения импульса через линейную электрическую цепь необходимо пропустить через эту цепь гармоники спек-

тра, определяющие в основном форму импульса без существенного изменения их амплитудных и фазовых соотношений. Импульс проходит через линейную цепь с малыми искажениями, когда активная ширина  $\Delta f_{cn}$  его спектра не превосходит полосы пропускания  $B$  линейной цепи; при этом фазовая характеристика цепи в полосе частот, равной  $\Delta f_{cn}$ , должна быть практически линейной.

Под активной шириной спектра  $\Delta f_{cn}$  импульса понимается диапазон частот от  $f_{\min} = 0$  до  $f_{\max} = \Delta f_{cn}$ , в котором заключено 95% всей энергии спектра.

Оценка величины  $\Delta f_{cn}$  по заданным активным длительностям импульса и фронта производится по универсальному графику на рис. 4.63.

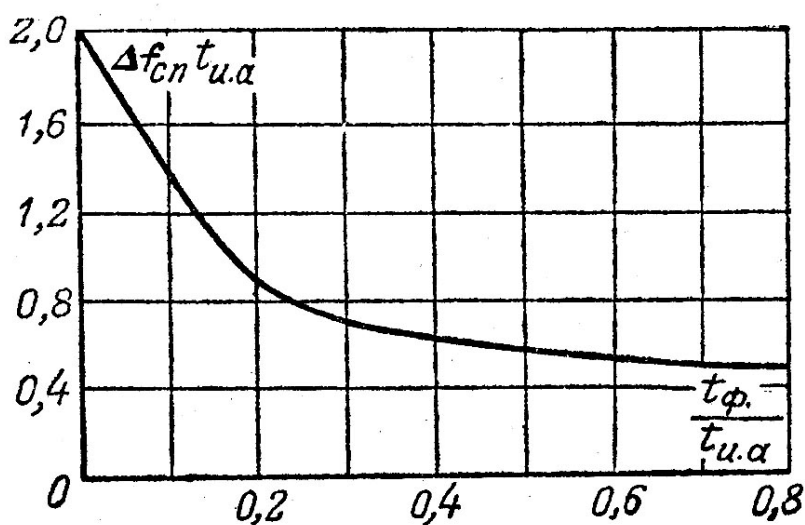


Рис. 4.63. Универсальный график для определения активной ширины  $\Delta f_{cn}$  спектра импульса по заданным  $t_{u.a}$  и  $t_\phi$

Величина  $\Delta f_{cn}$  равна полосе частот, в пределах которой сосредоточено 95% энергии спектра. График справедлив для импульсов любой гладкой формы (без наложенных высокочастотных колебаний).

Если для идеализированного прямоугольного импульса ( $t_\phi = 0$ ) всю энергию, содержащуюся во всех гармониках спектра, принять за единицу, то в полосе частот от  $f = 0$  до  $f = 2/t_u$  заключено 95% энергии (рис. 4.64). Поэтому полоса пропускания устройств, предназначенных для неискаженного пропускания таких импульсов, должна быть порядка  $f = 2/t_u$ .

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов при условии, что длительность импульса значительно больше периода несущей, состоит из несущей  $f_0$ , справа и слева от которой симметрично располагаются гармоники, повторяющие спектр импульса и расположенные на интервалах  $F_u$ .

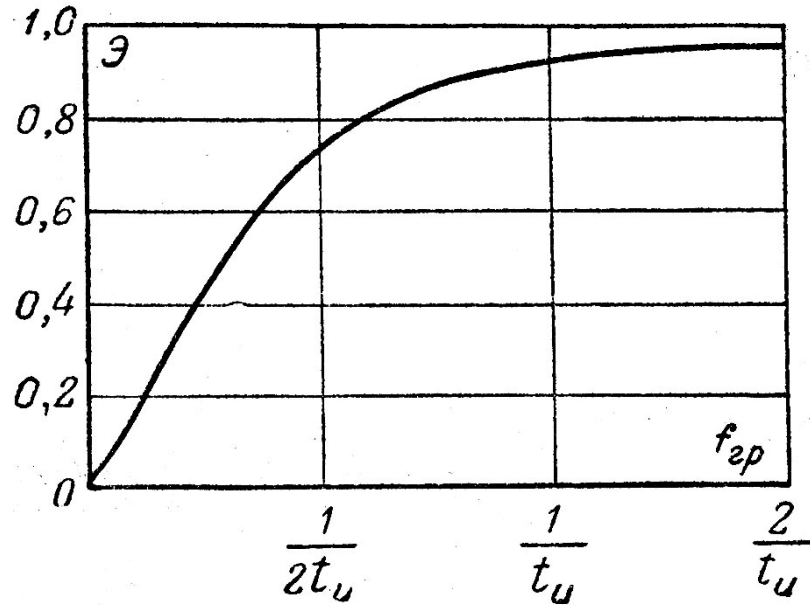


Рис. 4.64. Зависимость энергии  $\mathcal{E}$  в спектре прямоугольного импульса от граничной частоты  $f_{gp}$

Построение спектра такой последовательности осуществляется простым переносом начала координат амплитудного спектра видеоимпульса в точку, соответствующую частоте несущей  $f_0$ ; полученная картина дополняется по другую сторону несущей аналогичным спектром до получения симметрии относительно вертикальной оси (рис. 4.65). Активная ширина  $2\Delta f_{cn}$  спектра импульса в 2 раза больше активной ширины спектра соответствующего ему видеоимпульса.

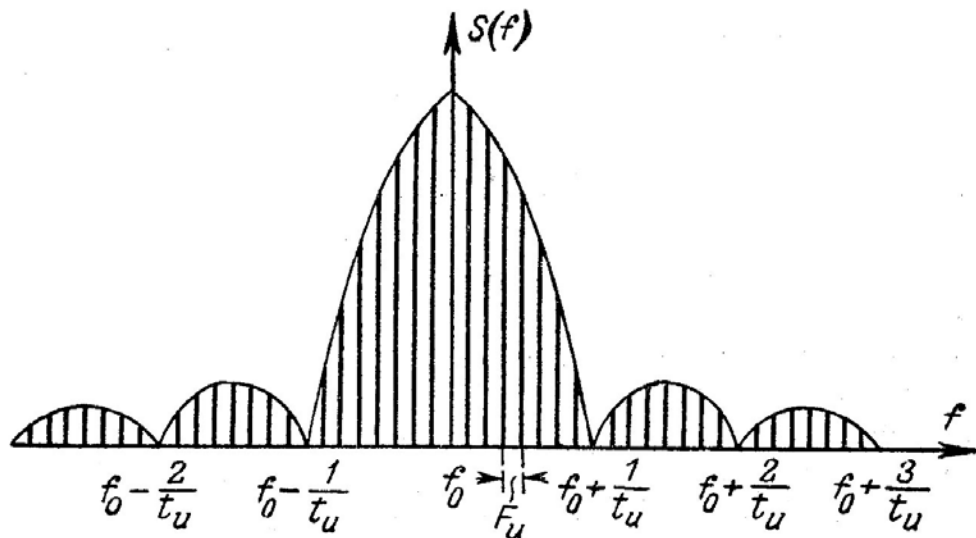


Рис. 4.65. Спектр последовательности прямоугольных радиоимпульсов длительностью  $t_u$ , следующих с частотой  $F_u$  при условии, что период заполнения  $t_3 = 1/f_0 \ll t_u$ ,  $F_u$  - частота повторения;  $f_0$  - частота заполнения импульса.

Для практически неискаженного пропускания радиоимпульса через линейную цепь также необходимо, чтобы полоса  $B$  пропускания этой цепи не была меньше активной ширины спектра радиоимпульса.

Электронные устройства по принципу управления подразделяют на два класса: непрерывные и дискретные (прерывистые). В устройствах первого класса управляющие воздействия проявляют себя непрерывно, преобразуя каждое из мгновенных значений регулируемого параметра. В устройствах второго класса реализуются дискретные управляющие воздействия, получаемые за счет их квантования по уровню или времени. Квантованием называют представление непрерывного сигнала  $x(t)$  его значениями в отдельных точках.

Квантование по уровню (рис. 4.66, *a*) - это преобразование непрерывного сигнала  $x(t)$  в ступенчатый, изменяющийся в соответствии с заданными уровнями (независимо от времени).

Квантование по времени (рис. 4.66, *б*) - это преобразование непрерывного сигнала  $x(t)$  в дискретную последовательность сигналов, каждый из которых соответствует заданному моменту времени (независимо от уровня).

Различают также электронные устройства, в которых наблюдается квантование сигналов и по времени, и по уровню. Если при этом сигнал, квантованный по уровню, преобразуется в цифровую форму, то это цифровой преобразователь.

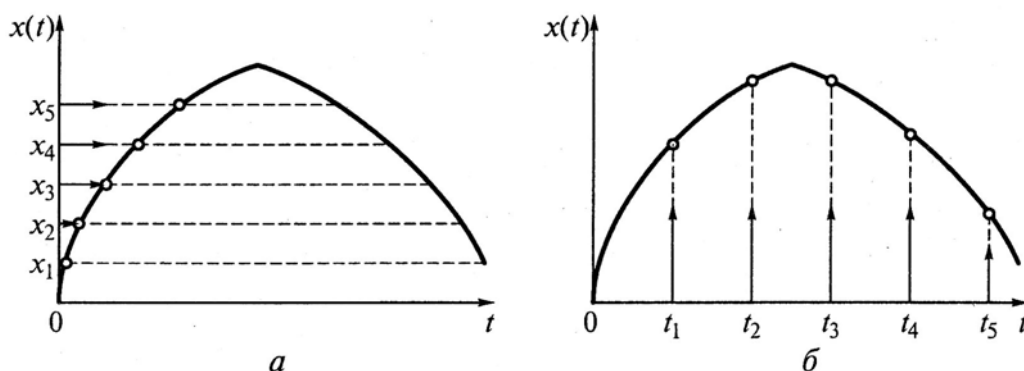


Рис. 4.66. Квантование сигналов:  
*a* - по уровню; *б* - по времени

Достоинства импульсных устройств следующие:

1. В импульсных устройствах полезная  $P_u$  (в импульсе) и средняя  $P_{cp}$  мощности связаны соотношением:

$$P_u = qP_{cp}. \quad (4.48)$$

При большой скважности ( $q \gg 1$ ) можно получить существенное превышение мощности в импульсе над средним ее значением. Это способствует улучшению массогабаритных показателей отдельных элементов импульсных устройств (по сравнению с установками непрерывного режима работы).

2. В импульсных электронных устройствах усилительные приборы (транзисторы), как отмечалось выше, используют в специфическом режиме ключа (классе  $D$ ), при котором в конечных режимах отсечки и насыщения они рассеивают малую тепловую мощность. Это способствует существенному повышению коэффициента использования прибора:

$$K_{ис} = \frac{P_n}{P_{K.max}}, \quad (4.49)$$

где  $P_n = I_n U_n$  - полезная мощность нагрузочного устройства;  $P_{K.max} = I_n U_{n2}$  - мощность, рассеиваемая в выходной цепи усилителя;  $I_n$  - ток нагрузки;  $U_n$  и  $U_{n2}$  - напряжения соответственно нагрузочного устройства и выходной цепи усилителя.

Как видно из (4.49), при  $U_n > U_{n2}$  имеется возможность обеспечить в импульсном устройстве многократное превышение полезной мощности нагрузочного устройства над мощностью, рассеиваемой в элементах усилителя. Это позволяет применять в импульсных устройствах маломощные операционные и другие усилители для управления существенно большими полезными мощностями. Кратность повышения мощностей может достигать в транзисторных установках 10... 20.

3. Импульсные устройства функционируют в дискретном режиме. Переход от непрерывного управления к дискретному улучшает помехозащищенность, которая у непрерывных систем невелика.

4. Импульсные устройства характеризуются применением однотипных элементов в каналах обработки, передачи и хранения информации. Эти элементы легко изготовить средствами интегральной технологии, обеспечивающей их повышенную надежность, малогабаритность, дешевизну и т. п.

Указанные достоинства импульсных устройств обусловили их широкое использование во многих областях электроники (радиолокации, телевидении, вычислительной технике), метрологии и т.п.

Расчет импульсного устройства связан с выявлением переходных токов и напряжений, наблюдаемых в его элементах при периодических коммутациях, обусловленных импульсными воздействиями. Для выполнения этой задачи можно использовать как классический, так и операторный метод расчета в сочетании с одним из следующих способов: индукции (решения «шаг за шагом»); наложения (суперпозиции решений), т.е. замены каждого из импульсов соответствующими воздействиями положительного и отрицательного знаков; суммирования действий каждого из импульсов. Анализируя работу импульсных устройств, оценивают временные параметры импульсного воздействия.

Одна из причин широкого внедрения импульсных устройств в технику - высокая информационность параметров импульсных сигналов. На практике для этой цели используют изменения следующих параметров: длительности импульса (время-импульсные системы), частоты импульсов (частотно-

импульсные системы), амплитуды импульсов (системы с поразрядным управлением).

#### 4.4.3. Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов

Особенности работы транзисторного ключа следуют из его способности устойчиво функционировать в состояниях отсечки и насыщения, рассеивая при этом минимальное значение мощности в транзисторе (рис. 4.67, а).

Действительно, как видно из графика выходной характеристики (рис. 4.67, б) биполярного транзистора, в состоянии насыщения (точка  $A_{нс}$ ) ток коллектора в резисторе  $R_K$  максимален, а напряжение на транзисторе мало. Очевидно, что в этом случае рассеиваемая в выходной цепи мощность прибора  $P_{Тнс}$  мала, поскольку:

$$P_{Тнс} = I_{Кнс} U_{нс} \cong \left( \frac{U_n}{R_K} \right) U_{нс}, \quad (4.50)$$

где  $I_{Кнс}$  и  $U_{нс}$  - значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме насыщения.

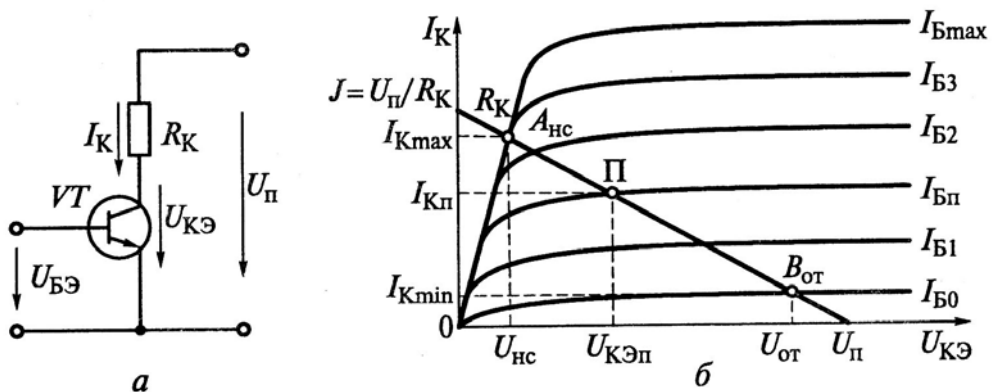


Рис. 4.67. Биполярный транзисторный ключ:  
а - электрическая схема; б - выходная характеристика

В состоянии отсечки (точка  $B_{от}$ ) ток коллектора в резисторе  $R_K$  предельно мал, а выходное напряжение транзистора соизмеримо с  $U_n$ . Поэтому и в режиме отсечки рассеиваемая в транзисторе мощность  $P_{Т.от}$  также мала, т.е.

$$P_{Т.от} = I_{К.от} U_{от} \cong I_{К.от} U_n, \quad (4.51)$$

где  $I_{К.от}$  и  $U_n$  - значения коллекторного тока и напряжения на транзисторе в режиме отсечки.

К основным показателям электронных ключей относят: остаточное выходное напряжение  $U_0 = U_{нс}$  и сопротивление  $R_0 = R_{нс}$  для замкнутого состояния ключа (насыщения); токи утечки входной  $I_{1ут}$  и выходной  $I_{2ут}$  цепей; рабочий диапазон изменений входных сигналов  $\Delta U_1$  или  $\Delta I_1$ , который обеспечивает управляющие воздействия ключа; временные параметры прямого и обратного переключений ключа и др.

Управляющими сигналами в ключах могут быть как импульсы, так и уровни напряжений (потенциалов). В связи с этим различают два типа ключевых устройств: импульсные и потенциальные. Указанные сигналы в ключах кодируют в двоичной системе счисления по следующему принципу: низкому уровню или отсутствию импульса соответствует 0 (нуль), высокому уровню или действию импульсного сигнала - 1 (единица). В некоторых случаях применяют обратный код. Элементарный ключ имеет один вход и один выход. В общем случае число входов и выходов ключевого устройства не ограничено.

Транзисторный ключ можно представить состоящим из собственно транзистора  $VT$  и трех резисторов: цепи базы  $R_B$ , коллектора  $R_K$  и нагрузки  $R_H$  (рис. 4.68). Нагрузочный резистор  $R_H$  можно подключить не только к выходу  $VT$  (рис. 4.68, а), но и непосредственно в коллекторную цепь (рис. 4.68, б, в). Состоянию ключа «замкнут» или «разомкнут» могут отвечать различные режимы работы транзистора. Так, для схем рис. 4.68, б, в, относящихся к неинвертирующим, состоянию «замкнут» отвечает режим насыщения транзистора  $VT$ , а «разомкнут» - режим отсечки.

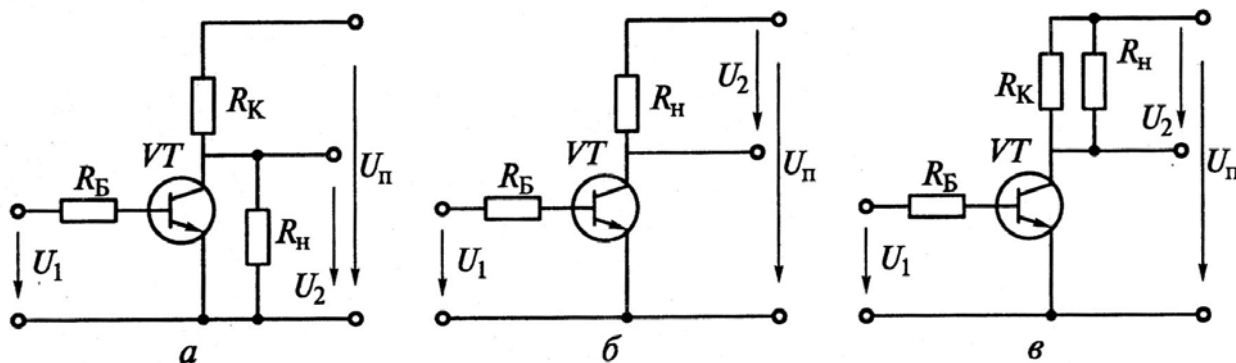


Рис. 4.68. Схемы подключения нагрузочного резистора к транзисторному ключу:

а - к выходу транзистора; б - в коллекторную цепь последовательно;  
в - в коллекторную цепь параллельно

В то же время для схемы, приведенной на рис. 4.68, а, состоянию ключа «замкнут» соответствует режим отсечки, а «разомкнут» - режим насыщения. Поэтому такие схемы называют инвертирующими. Заметим, что установившееся состояние ключевого устройства в отношении понятий «замкнут» и «ра-



зомкнут» содержит элемент условности, а потому нуждается в конкретизации применительно к используемой схеме импульсного устройства. Более того, сами понятия режимов отсечки и насыщения транзисторного ключа имеют также условный характер, особенно для транзисторов интегрального исполнения. Так, например, при коллекторном токе  $I_K \geq (0,97...0,99)I_{K.нс}$  интегральный транзисторный ключ полагают находящимся в режиме насыщения, соответственно при  $I_K \leq (0,01...0,03)I_{K.нс}$  - в режиме отсечки. Такой режим отсечки интегральных ключей (фактически активный режим) обуславливается трудностями принудительного запираения транзисторов. Для этого необходимы дополнительные источники энергии, которые сложно применять в интегральной электронике.

В транзисторных ключах применяют как биполярные, так и полевые транзисторы. Особенно широкое распространение получили интегральные ключи с транзисторами в микроэлектронном исполнении.

Статические показатели электронных ключей удобно представлять в графической форме в виде передаточных характеристик ключа, т. е. зависимостей выходного напряжения  $U_2$  от входного сигнала  $U_1$ . Представленная на рис. 4.69 передаточная характеристика неинвертирующего ключа (низким значениям  $U_{1н}$  входного напряжения соответствуют малые значения  $U_{2н}$  выходного напряжения и наоборот) отвечает схемам, показанным на рис. 4.68, б, в. Входные  $U_1$  и выходные  $U_2$  напряжения (рис. 4.69) могут принимать в ключе устойчивые значения  $U_{1в}$ ,  $U_{2в}$ , отвечающие координатам рабочих точек  $B_{от}$  и  $A_{нс}$  используемого транзистора.

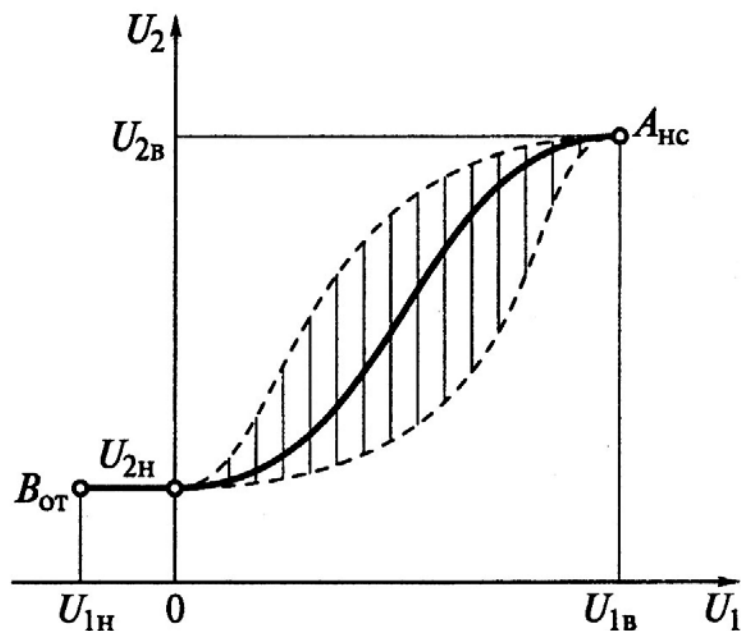


Рис. 4.69. Передаточная характеристика транзисторного ключа

Важнейшей особенностью ключевых устройств является то, что они не критичны к виду передаточной характеристики на участке между рабочими точками  $B_{от}$  и  $A_{нс}$ . Возможный разброс передаточной характеристики показан на рис. 4.69 заштрихованной областью. Как видно на рисунке, любая «деформация» участка переключений передаточной характеристики ключевого устройства не оказывает существенного влияния на значение выходного сигнала, определяемого указанными точками.

Это подтверждает внутреннюю устойчивость ключевых (а следовательно, импульсных и цифровых) устройств к воздействию различных дестабилизирующих факторов (помех).

Динамические показатели ключей покажем на примере анализа переходных процессов в простейшей схеме (рис. 4.68, а). Пусть входное напряжение  $u_1(t)$ , а также вызванный им базовый ток  $i_B(t)$  транзистора  $VT$  изменяются скачком (рис. 4.70, а, б).

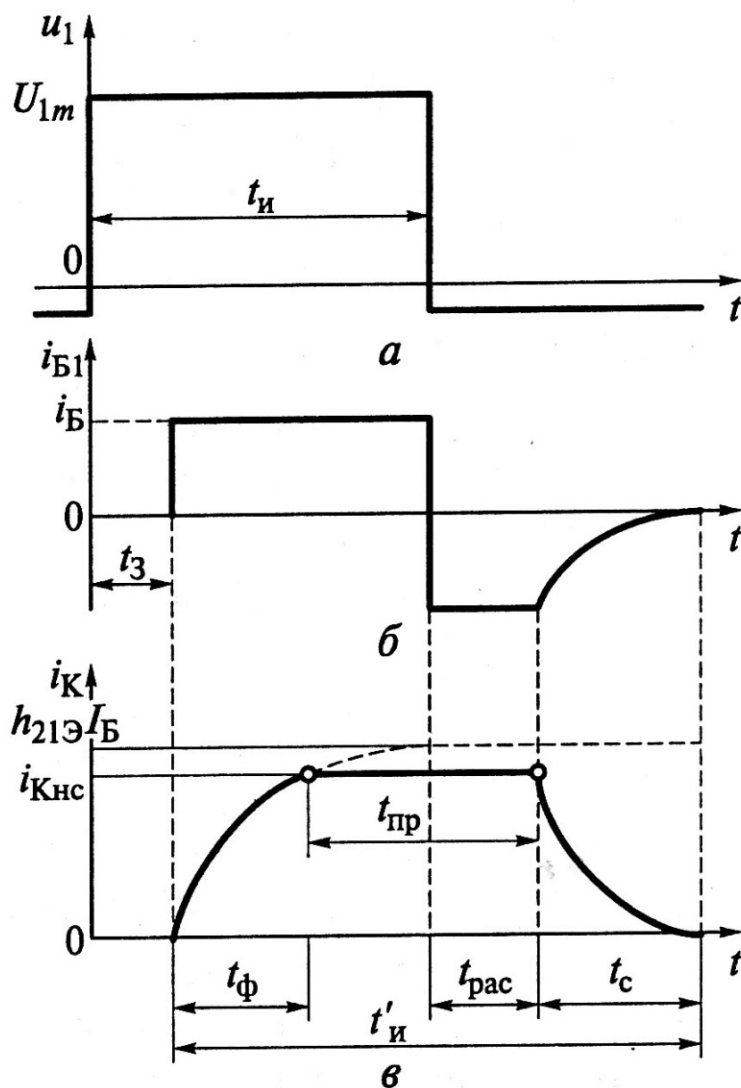


Рис 4.70. Переходные процессы в транзисторном ключе: а - входное воздействие; б - ток базы; в - выходной ток

Рассматривая ток  $i_B$  как управляющее воздействие, покажем на графике изменение переходного тока  $i_K$  коллектора (рис. 4.70, в) на отрезке времени  $t'_u$ , который можно представить состоящим из следующих интервалов.

1. Задержки  $t_3$ , обусловливаемой процессом накопления носителей, необходимым для отпирания эмиттерного перехода транзистора. Длительность  $t_3$  составляет единицы наносекунд (нс) и определяется частотными свойствами прибора и интенсивностью управляющего воздействия.

2. Формирования фронта  $t_\phi$ , т.е. нарастающего коллекторного тока при заданном токе базы. Этот временной интервал определяется эквивалентной постоянной времени коллекторной цепи  $\tau$  и степенью насыщения транзистора  $q_{нс}$ . Для участка нарастания тока коллектора по экспоненциальному закону (рис. 4.70, в) имеют:

$$i_K = h_{21Э} I_B \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (4.52)$$

При  $t = t_\phi$  ток коллектора  $i_K = i_{Кнс}$ . Тогда

$$i_{Кнс} = h_{21Э} I_B \left( 1 - e^{-\frac{t_\phi}{\tau}} \right), \quad (4.53)$$

откуда

$$e^{-\frac{t_\phi}{\tau}} = 1 - \frac{I_{Кнс}}{h_{21Э} I_B}. \quad (4.54)$$

Логарифмируя полученное выражение, получают:

$$t_\phi = \tau \ln \left( \frac{h_{21Э} I_B}{h_{21Э} I_B - I_{Кнс}} \right) = \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{1}{q_{нс}}}, \quad (4.55)$$

где  $\tau = h_{21Э} \left[ \frac{1}{(2\pi f_\alpha) + C_K R_K} \right]$ ; - коэффициент передачи тока в схеме

ОЭ;  $f_\alpha$  - граничная частота усиления транзистора в схеме с общей базой.

С учетом того, что для высокочастотных транзисторов  $\frac{1}{2\pi f_\alpha} \ll C_K R_K$ ,

постоянная времени коллекторной цепи  $\tau \cong h_{21Э} C_K R_K$ . Степень насыщения транзистора:

$$q_{нс} = \frac{h_{21Э} I_B}{I_{Кнс}}. \quad (4.56)$$

3. Поддержания неискаженной прямоугольной формы импульса за время  $t_{пр}$ . Это время определяется продолжительностью  $t_u$  управляющего импульса и интенсивностью процессов накопления ( $t_z$  и  $t_\phi$ ) и рассасывания носителей заряда рис. 4.70, в).

Время рассасывания  $t_{рас}$  характеризуется тем, что после окончания действия управляющего импульса накопленные ранее в базе носители заряда не могут мгновенно ее покинуть. Поэтому базовый ток, обусловленный наличием этих зарядов, хотя и изменил свое направление рис. 4.70, б), способствует тому, чтобы транзистор относительно нагрузочного устройства продолжал оставаться включенным.

4. Формирования среза (заднего фронта)  $t_c$  (рис. 4.70, в), т.е. времени спада коллекторного тока от значения, равного  $I_{Кнс}$  до  $I_{КБобр}$  (практически равного нулю). Временной интервал  $t_c$  трудно поддается расчету, поэтому на практике пользуются эквивалентной постоянной времени коллектора  $\tau \cong h_{21Э} C_K R_K$ . Тогда, полагая для времени среза нижний уровень сигнала равным  $0,1 I_{Кнс}$  (рис. 4.58, б), для большинства практических случаев имеем:

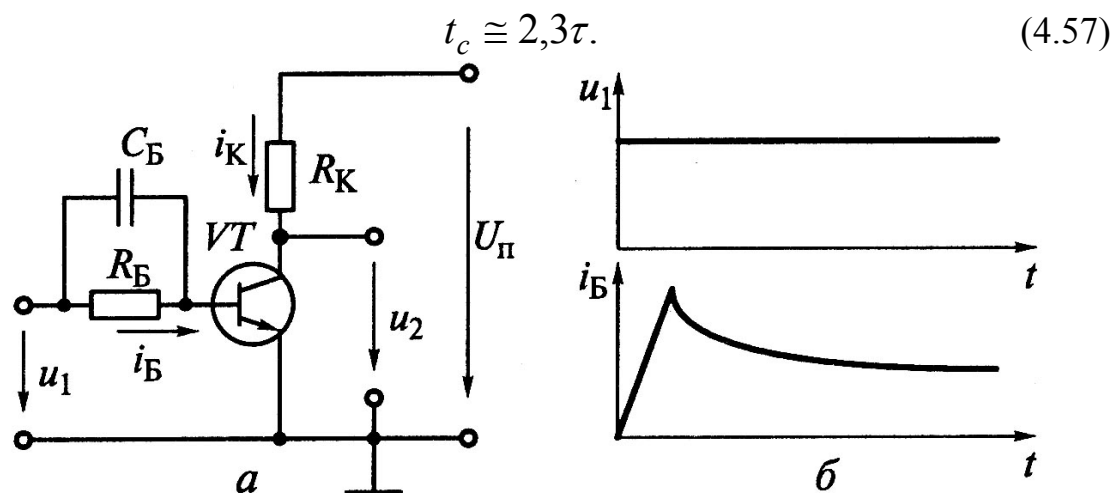


Рис. 4.71. Ключ формирования базисного тока транзистора:  
а - схема; б - временные диаграммы процесса

Анализ переходных процессов в рассматриваемом транзисторном ключе позволяет сделать вывод, что в зависимости от  $t_z$  и  $t_{рас}$  длительность выходного импульса  $t'_u$  будет отличаться от длительности управляющего импульса  $t_u$ . Как правило,  $t'_u > t_u$ . Улучшение динамических характеристик ключей, т.е. снижение времени включения, рассасывания и выключения, может быть дос-

тигнуто использованием высокочастотных транзисторов, а также увеличением амплитуд управляющего воздействия. Последнее наиболее просто достигается шунтированием резистора  $R_B$  конденсатором небольшой емкости  $C_B$  (рис. 4.71, а). В этом случае при коммутации имеет место резкий скачок базового тока (рис. 4.71, б), обусловленный тем, что резистор  $R_B$  по высокочастотной составляющей входного сигнала коротко замкнут конденсатором  $C_B$ . Это вызывает ускорение (форсирование) переходных процессов в цепи. В дальнейшем по мере зарядки конденсатора  $C_B$  его действие плавно нейтрализуется, способствуя снижению тока базы до нормального уровня.

Аналогичный процесс формирования будет наблюдаться при запираии ключа из-за скачка обратного базового тока, вызываемого разрядом конденсатора  $C_B$ .

#### 4.4.4. Транзисторные триггеры

Триггер (англ. trigger - спусковой механизм, курок) - это бесконтактное устройство с двумя устойчивыми состояниями (электронный переключатель), способное под воздействием управляющего сигнала переходить скачком из одного состояния в другое. Его широко применяют в цифровых электронных устройствах.

Принцип работы и особенности транзисторного триггера рассмотрим на примере симметричного триггера с перекрестной положительной обратной связью (*ПОС*) и триггера Шмитта.

Симметричный триггер с перекрестной *ПОС*. Схема триггера (Рис. 4.72) имеет каналы *ПОС*, ускоряющие процессы принудительного переключения транзисторов. Действие *ПОС* достигается гальванической связью коллектора одного транзистора с базой другого.

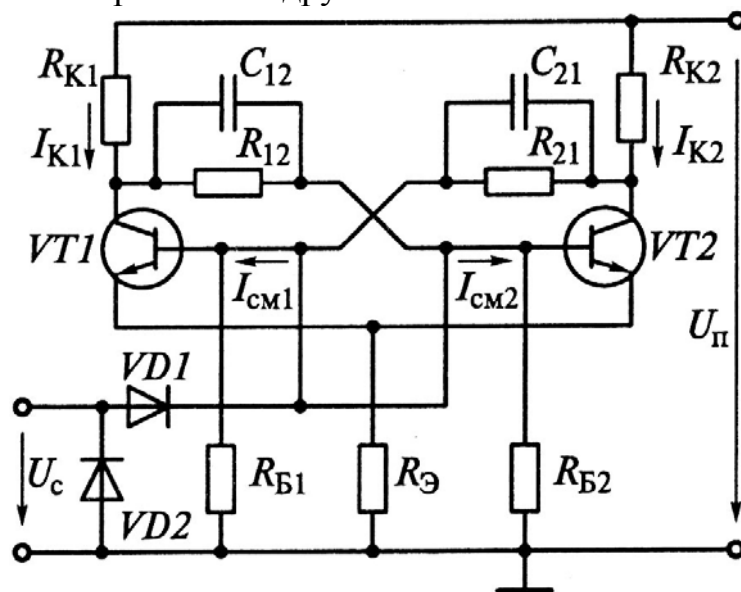


Рис. 4.72. Схема симметричного триггера с перекрестной *ПОС*

С этой целью используют резисторы  $R_{12}$  и  $R_{21}$ . Для повышения эффективности *ПОС* в переходных режимах (форсирования токов баз) указанные резисторы шунтируют конденсаторами  $C_{12}$  и  $C_{21}$ .

Механизм работы рассматриваемого триггера определяется невозможностью обеспечения абсолютной симметрии его схемы в исходном состоянии (при отсутствии управляющего сигнала  $u_{см}$ ). Поэтому при подключении источника питания  $U_n$  в управляющих цепях транзисторов токи  $I_{см1}$  и  $I_{см2}$  следующие:

$$I_{см1} \cong \frac{U_n - I_{K2}R_{K2}}{R_{21} + \frac{R_{B1}R_{ex1}}{R_{B1} + R_{ex1}}}; \quad I_{см2} \cong \frac{U_n - I_{K1}R_{K1}}{R_{12} + \frac{R_{B2}R_{ex2}}{R_{B2} + R_{ex2}}}, \quad (4.58)$$

где  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  - входные сопротивления соответственно транзисторов *VT1* и *VT2*.

Эти токи вызывают смещение входных цепей транзисторов *VT1* и *VT2* (за счет падения напряжения на резисторах  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ ) в прямом направлении, а следовательно, отпирание обоих приборов. Однако из-за отсутствия абсолютной симметрии схемы один из транзисторов должен опередить другой в этом процессе открывания. В свою очередь любое незначительное нарушение синхронизма вызывает мгновенное действие механизма *ПОС*, что приводит к форсированному отпиранию опережающего и запиранию отстающего транзисторов. В результате этого в исходном состоянии рассматриваемого триггера один из транзисторов всегда открыт, а другой закрыт.

Действие системы управления триггером заключается в одновременном воздействии сигналом  $u_{см}$  на базовые цепи обоих транзисторов. В этом случае ранее закрытый транзистор начинает открываться, вызывая одновременно действие *ПОС*, которая и обеспечивает соответствующее переключение триггера в новое состояние. При подаче следующего импульсного сигнала  $u_{см}$  происходит (согласно указанным причинам) переключение триггера в другое устойчивое состояние и т.д.

Быстродействующий триггер Шмитта с комбинированной ОС. Электрическая схема триггера (рис. 4.73) содержит три канала обратной связи: два *ПОС* и один *ООС*. Каналы *ПОС* в отличие от обычного триггера являются несимметричными. Первый канал *ПОС*-1 соединяет коллектор транзистора *VT1* с базой *VT2* через точки а и а' (как в обычных триггерах). Вторым каналом *ПОС*-2 связывает транзисторы *VT1* и *VT2* через общий для эмиттерных цепей резистор  $R_{э}$ . Механизм действия *ПОС*-2 состоит в том, что при переключении триггера в одном транзисторе (запираемом) наблюдается снижение эмиттерного тока, а в другом (отпираемом) - увеличение.

Изменения эмиттерного тока транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  определяются соответственно выражениями:

$$\Delta i_{\mathcal{E}1} \cong h_{1\mathcal{E}} \Delta i_{B1}, \quad \Delta i_{\mathcal{E}2} \cong h_{2\mathcal{E}} \Delta i_{B2},$$

где  $h_{1\mathcal{E}}$  и  $h_{2\mathcal{E}}$  - коэффициенты передачи тока соответственно транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  под действием управляющего импульса.

Поскольку изменения тока  $\Delta i_{B2}$  имеют принудительный характер (из-за гальванической связи коллектора  $VT1$  с базой  $VT2$ ), можно полагать  $\Delta i_{B2} \cong h_{1\mathcal{E}} \Delta i_{B1}$ , откуда  $\Delta i_{\mathcal{E}2} \cong h_{1\mathcal{E}} h_{2\mathcal{E}} \Delta i_{B1}$ .

Следовательно, абсолютные изменения эмиттерного тока транзистора  $VT2$  существенно больше, чем транзистора  $VT1$ . Поэтому, рассматривая действие канала  $ПОС-2$  в режимах переключения триггера, можно отметить преобладающую роль эмиттерного тока транзистора  $VT2$  в создании напряжения смещения на резисторе  $R_{\mathcal{E}}$ . Так как  $\Delta i_{\mathcal{E}1}$  и  $\Delta i_{\mathcal{E}2}$  имеют противоположные направления, то при любых переключениях триггера канал  $ПОС-2$  будет ускорять процесс перехода прибора  $VT1$  из одного состояния в другое.

В установившемся режиме работы триггера ток через резистор  $R_{\mathcal{E}}$  равен току транзистора, находящегося в состоянии насыщения.

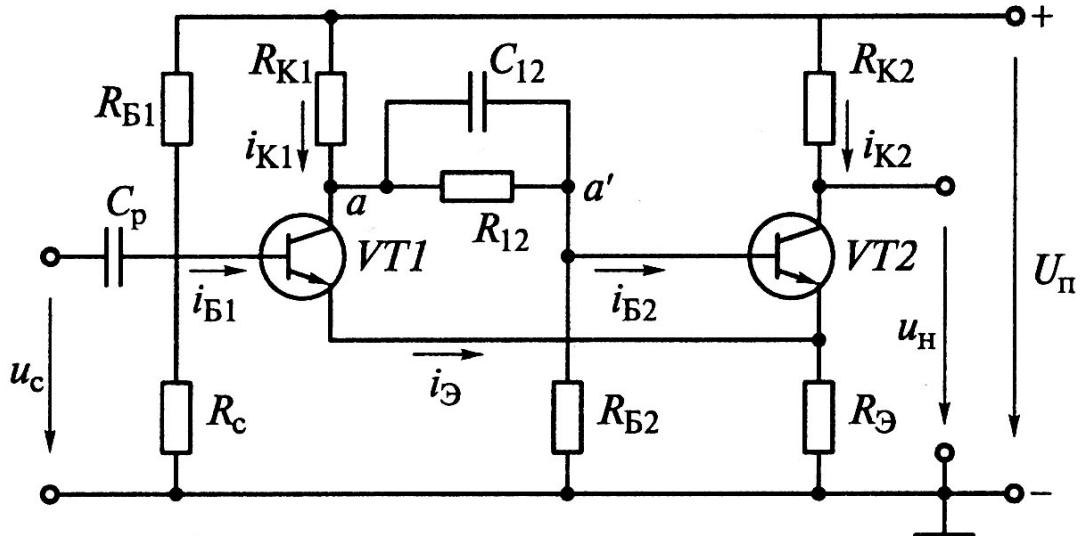


Рис. 4.73. Схема быстродействующего триггера Шмитта

Падение напряжения на  $R_{\mathcal{E}}$  и обуславливает наличие  $ООС$ , которая, дополнительно воздействуя на закрытый транзистор, способствует надежному удержанию его в состоянии отсечки.

Проанализируем работу схемы (рис. 4.73), полагая транзистор  $VT1$  закрытым (режим отсечки), а  $VT2$  открытым (режим насыщения). Пусть в этот момент на вход триггера подается положительный импульс управляющего напряжения  $u_{cm}$ . Поступая во входную цепь транзистора  $VT1$ , управляющий импульс выводит прибор из закрытого состояния (в выходной цепи  $VT1$  воз-

растает ток). При этом немедленно срабатывают оба механизма положительной обратной связи (*ПОС-1* и *ПОС-2*), вызывая интенсивное переключение триггера в противоположное состояние: насыщение транзистора *VT1* и отсечка *VT2*. В новом установившемся состоянии механизм *ООС* обеспечивает устойчивый режим отсечки транзистора *VT2*. При поступлении на вход триггера импульса отрицательной полярности происходит обратное переключение схемы и т.д.

Особенности триггера Шмитта заключаются в следующем:

1. Выходные режимы устройства связаны с цепью транзистора *VT2*, не имеющей непосредственного контакта с элементами управления. Поэтому представляется возможным изменять в достаточно широких пределах значение сопротивления резистора  $R_{K2}$  для обеспечения заданной амплитуды выходного сигнала.

2. Триггер может работать устойчиво и на емкостную нагрузку, поскольку по указанной выше причине эта емкость не оказывает влияния на процессы переключения транзисторов.

Триггер Шмитта с комбинированной *ОС* находит применение в качестве быстродействующего переключателя, в котором даже слабые сигналы обеспечивают его работу в релейном режиме.

#### 4.4.5. Основы теории автогенераторов. Баланс амплитуд и фаз

Автогенератор - это устройство, предназначенное для генерации периодических сигналов заданной формы и частоты, возникающих в результате самовозбуждения. Принцип его работы основан на преобразовании энергии постоянного тока источника питания в колебания переменного тока.

Различают два класса автогенераторов: гармонических сигналов (напряжения и тока) и релаксационные, предназначенные для формирования импульсных сигналов различной формы. Основное требование к автогенераторам - обеспечение стабильности выходных сигналов по форме и частоте.

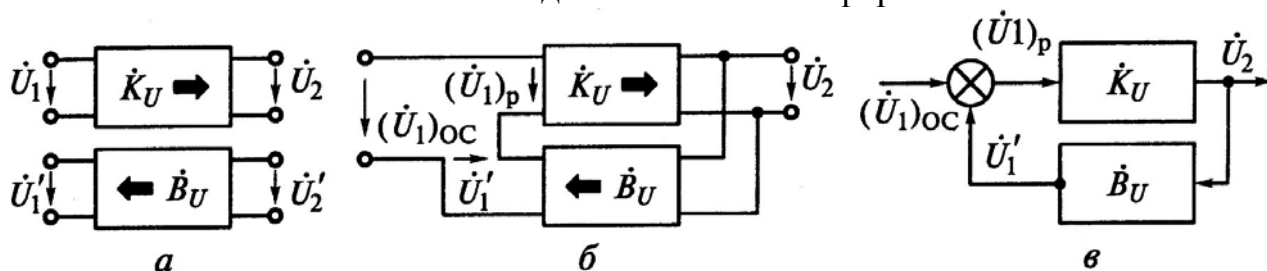


Рис. 4.74. Автогенератор:

*a* - условные обозначения исходных четырехполюсников;

*б* - схема реализации *ПОС*;

*в* - условная схема усилительного устройства с сумматором



Работа автогенератора основана на реализации положительной обратной связи, поскольку любое усилительное устройство с *ПОС* может при выполнении условий самовозбуждения функционировать в качестве автогенератора.

Рассмотрим условия самовозбуждения автогенератора (баланс амплитуд и фаз). Пусть имеются два четырехполюсника (рис. 4.74, *a*):

первый - с комплексным коэффициентом усиления  $\dot{K}_U$ , действующим в прямом направлении (показано стрелкой), т.е.

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K_U e^{j\varphi_K},$$

где  $K_U = U_2/U_1$  - модуль коэффициента возбуждения;

$\varphi_K = \psi_2 - \psi_1$  - сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями усилителя;

второй - с комплексным коэффициентом передачи  $\dot{B}_U$ , действующим в обратном направлении, т.е.

$$\dot{B}_U = \frac{\dot{U}'_1}{\dot{U}'_2} = B_U e^{j\varphi_B},$$

где  $B_U = U'_1/U'_2$  - модуль коэффициента передачи;

$\varphi_B = \psi'_1 - \psi'_2$  - сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями четырехполюсника  $\dot{B}_U$ .

Соединив оба четырехполюсника, образуем усилительное устройство (рис. 4.74, *б*) со встроенным каналом обратной связи. При этом обеспечим суммирование выходного сигнала четырехполюсника  $\dot{B}_U$  с входным сигналом  $\dot{K}_U$ , т.е. реализацию *ПОС*. В этом случае для результирующего сигнала на входе усилительного устройства:

$$(\dot{U}_1)_p = (\dot{U}_1)_{OC} + \dot{U}'_1, \quad (4.59)$$

где  $(\dot{U}_1)_{OC}$  - входной сигнал усилительного устройства с *ПОС*;

$\dot{U}'_1 = \dot{B}_U \dot{U}_2$  - сигнал обратной связи.

Для наглядного отображения всех сигналов, воздействующих на вход усилителей с *ОС*, применяют специальный схемный элемент, именуемый сумматором. Графически его изображают в виде кружка диаметром 6 мм с четырьмя симметрично расположенными секторами, служащими для указания направлений передачи сигналов. Сектор для отрицательной *ОС* закрашивают черным цветом, а для положительной - оставляют не закрашенным. На рис. 4.74, *в* показана рассматриваемая система с *ПОС*, использующая сумматор, с соответствующими обозначениями воздействий, что облегчает ее анализ.

Правило знаков для сумматора: сигналы, направленные к сумматору, записываются со знаком «плюс» (при отсутствии закрашенных секторов в местах их входа); выходящие из сумматора сигналы имеют знак «минус». Так, для схемы, представленной на рис. 4.74, в,  $(\dot{U}_1)_{OC} + \dot{U}'_1 - (\dot{U}_1)_p = 0$ . Отсюда соотношение (4.59) можно записать в виде:

$$(\dot{U}_1)_{OC} = (\dot{U}_1)_p - \dot{U}'_1. \quad (4.60)$$

Разделив правую и левую части выражения (4.60) на выходной сигнал  $U_2$ , получают:

$$\frac{(\dot{U}_1)_{OC}}{\dot{U}_2} = \frac{(\dot{U}_1)_p}{\dot{U}_2} - \dot{B}_U;$$

или

$$\frac{1}{(\dot{K}_U)_{OC}} = \frac{1}{\dot{K}_U} - \dot{B}_U, \quad (4.61)$$

где  $(\dot{K}_U)_{OC}$  - фактический коэффициент усиления системы с ПОС.

Из выражения (4.61) имеем:

$$(\dot{K}_U)_{OC} = \frac{\dot{K}_U}{1 - \dot{B}_U \dot{K}_U}. \quad (4.62)$$

Для генерирования периодических импульсов необходимо обеспечить в системе (рис. 4.74, б, в) режим, при котором знаменатель в формуле (4.62) обратится в нуль. Выполнение этого условия приведет к лавинообразному нарастанию выходного сигнала из-за высокой эффективности канала ПОС. Однако наличие нелинейных эффектов препятствует безграничному росту выходного сигнала, и в системе устанавливается режим автоколебаний выходного напряжения. Таким образом, режиму автоколебаний отвечает условие:

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = 1$$

т.е. произведение комплексных значений коэффициента усиления  $\dot{K}_U$  и коэффициента передачи  $\dot{B}_U$  имеет действительное значение и равно единице.

Поскольку  $\dot{B}_U$  и  $\dot{K}_U$  - комплексные числа, указанное условие можно представить в виде двух известных соотношений: баланса фаз и баланса амплитуд.

Баланс фаз, при котором произведение:

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U e^{j\varphi_B} K_U e^{j\varphi_K} = B_U K_U e^{j\Delta\varphi},$$

имеет действительное значение при

$$\Delta\varphi = \varphi_B + \varphi_K = \pi \cdot n, \quad (4.63)$$

где  $n$  равно нулю или любому четному числу.

Тогда

$$\dot{B}_U \dot{K}_U = B_U K_U e^{j\pi n} = B_U K_U.$$

Баланс амплитуд, при котором достигается нулевое значение для знаменателя в формуле (4.62), имеет следующий вид:  $\dot{B}_U \dot{K}_U = 1$  откуда

$$\dot{B}_U = \frac{1}{\dot{K}_U}. \quad (4.64)$$

Выполнение условий баланса фаз и амплитуд приводит к лавинообразному изменению любых приращений выходного сигнала в системе ПОС.

#### 4.4.6. Принципы обеспечения баланса фаз в автогенераторах.

##### Автогенераторы $LC$ и $RC$ типов

Автогенераторы гармонических колебаний широко используют в измерительной технике. Различают следующие основные типы автогенераторов: низкочастотные (до 100 кГц), высокочастотные (от 100 кГц до 10 МГц), ультравысокочастотные (свыше 10 МГц).

Основными функциональными элементами автогенератора являются: активный элемент, а именно усилитель для обеспечения баланса амплитуд; фазосдвигающая цепь, обеспечивающая баланс фаз. Простейший автогенератор гармонических колебаний может быть реализован на одностранзисторном усилителе, снабженном цепью  $ПОС$  для обеспечения баланса фаз. При нормальном использовании транзистора фаза выходного сигнала оказывается сдвинутой относительно входного воздействия на  $\pi$ . В то же время баланс фаз (4.63) требует сдвига фаз  $\Delta\varphi = \pi n$  ( $n = 0, 2, 4, \dots$ ). Поэтому можно получить одностранзисторный автогенератор, если за счет внешней фазосдвигающей цепи обеспечить в нем дополнительный сдвиг фаз выходного сигнала на  $\pi$ .

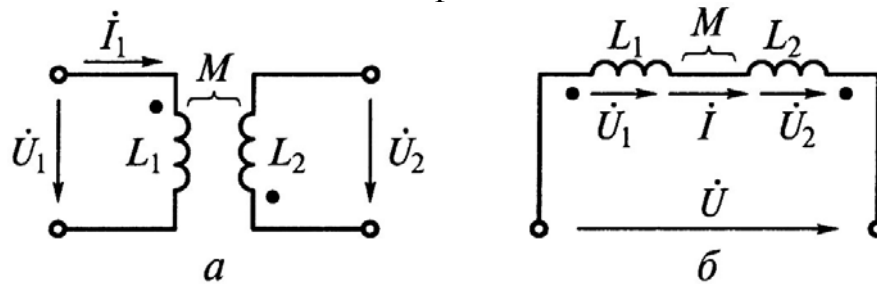


Рис. 4.75. Схемы трансформаторной связи:

*a* - с использованием обмоток воздушного трансформатора;

*б* - со встречным включением обмоток в последовательной схеме

В реальных автогенераторах фазовый сдвиг в канале обратной связи осуществляют двумя способами: посредством трансформаторной связи, реализующей  $LC$ -схемы, и с помощью резистивно-емкостной связи в  $RC$ -схемах. При этом возможны два вида трансформаторной связи: с использованием обмоток воздушного трансформатора (рис. 4.75, *a*) и со встречным включением

обмоток в последовательной схеме (рис. 4.75, б). Однако в обоих случаях входное  $\dot{U}_1$  и выходное  $\dot{U}_2$  напряжения в схемах направлены навстречу друг другу, а потому сдвиг фаз  $\varphi = \psi_2 - \psi_1 = \pi$ .

Для реализации резистивно-емкостной связи  $RC$ -контур (Г-образную ячейку) питают переменным током (рис. 4.76, а), получая ненулевой сдвиг фаз между напряжением  $\dot{U}_R$  и входным сигналом  $\dot{U}_1$ . Полагая  $\dot{U}_R = \dot{U}_1$  и выбирая значение  $x_C = \frac{1}{\omega C} = \sqrt{3}R$ , получим сдвиг фаз (рис. 4.76, б)

$|\varphi| = \arctg \frac{x_C}{R} = \arctg \sqrt{3} = \frac{\pi}{3}$ . Поэтому для обеспечения требуемого значения  $\varphi = \pi$  используют комбинацию трех Г-образных ячеек (рис. 4.76, в).

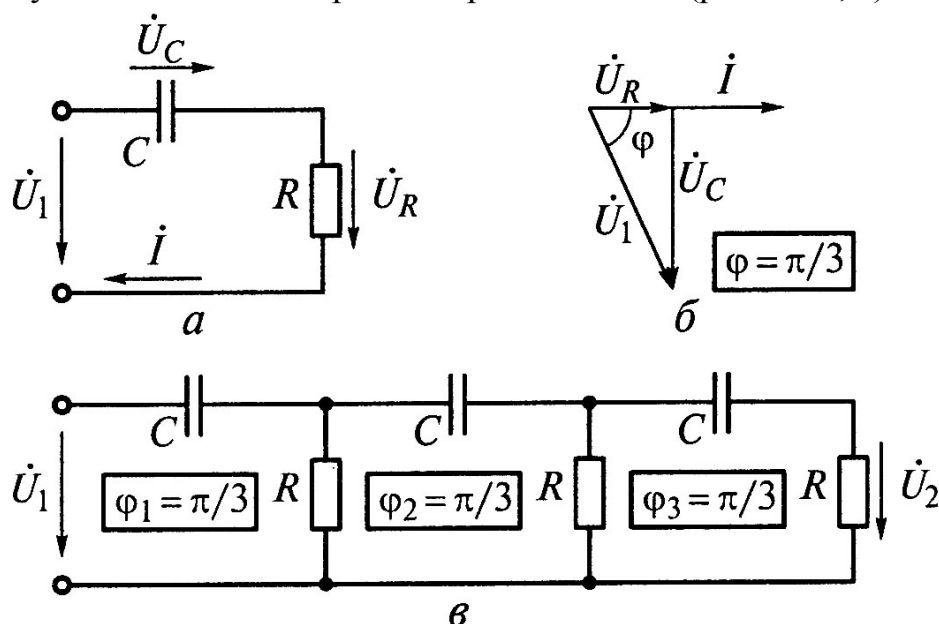


Рис. 4.76. Резистивно-емкостная связь:  
 а - схема Г-образной ячейки; б - векторная диаграмма  $RC$ -контура;  
 в - схема трехзвенной комбинации Г-образных ячеек

Транзисторные генераторы  $LC$ -типа широко применяют в электронных средствах для генерирования синусоидальных сигналов, получаемых за счет использования в цепи  $ПОС$  параллельного колебательного контура.

Электромагнитные процессы в  $RLC$ -контуре определяются дифференциальным уравнением второго порядка. Разряд предварительно заряженного конденсатора до напряжения  $U_0$  в реальном  $RLC$ -контуре (рис. 4.77, а) носит характер затухающих колебаний. При высоких добротностях колебательных контуров, используемых в генераторах, осциллограмма изменения тока  $i(t)$  имеет почти синусоидальный характер с плавным уменьшением амплитуды

колебаний (рис. 4.77, б). Коэффициент затухания этих колебаний  $\alpha = \frac{R}{2L}$ , а

частота  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

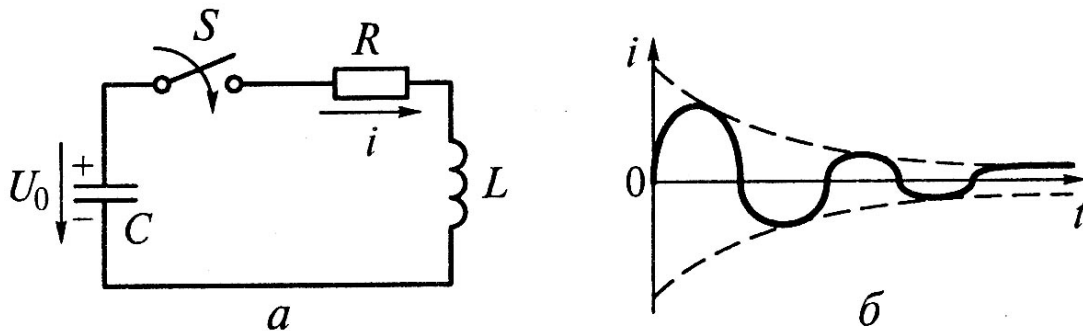


Рис. 4.77. Последовательный колебательный контур:  
а - схема; б - временная диаграмма колебаний тока

Включив колебательный контур в цепь обратной связи транзисторного усилительного каскада и обеспечив баланс амплитуд и фаз, можно получить автогенератор почти синусоидальных колебаний. На рис. 4.78 приведена схема простейшего автогенератора с колебательным  $L_K C_K$ -контуром и индуктивной обратной связью.

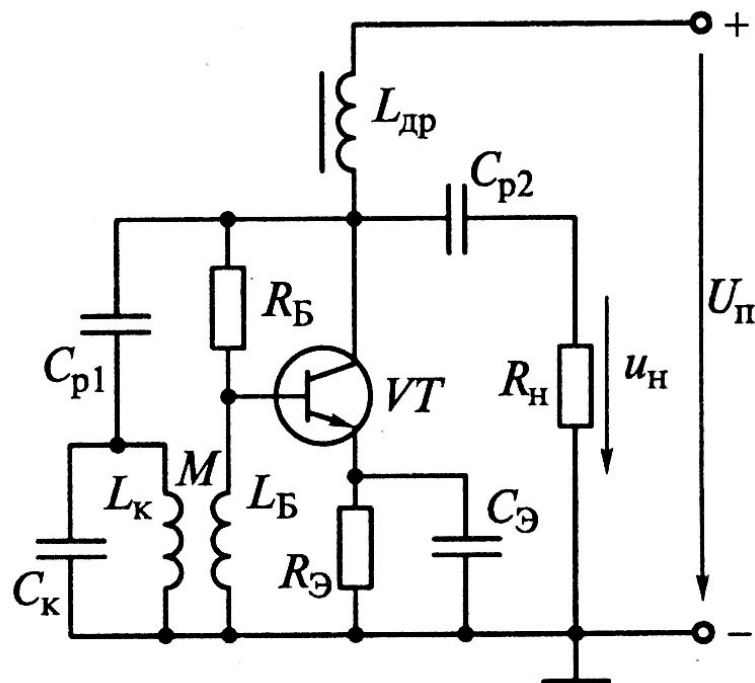


Рис. 4.78. Схема автогенератора с колебательным контуром в базовой цепи транзистора

В колебательном контуре, включенном по переменному току параллельно выходным выводам генератора, под действием напряжения питания возник-

кают затухающие синусоидальные колебания (см. рис. 4.77, б). Индуктивная связь дросселей  $L_B$  и  $L_K$  обеспечивает передачу сигнала обратной связи с дополнительным сдвигом фаз (входного и выходного сигналов) на угол  $\alpha = \pi$ , что позволяет обеспечить в схеме баланс фаз. При выполнении условия (4.64), т.е. достаточном коэффициенте усиления каскада, выполняется баланс амплитуд, что приведет к генерации устойчивых синусоидальных колебаний выходного напряжения.

Рассмотренные выше  $LC$ -генераторы оказываются малоэффективными при низких частотах из-за необходимости применения в колебательных контурах  $L$  и  $C$  элементов больших номиналов. Поэтому при низких частотах более предпочтительны автогенераторы  $RC$ -типа.

На рис. 4.79 приведена простейшая схема однокаскадного автогенератора  $RC$ -типа. Трехзвенная  $RC$ -цепь в контуре  $OC$  обеспечивает в схеме требуемый баланс фаз для генерации гармонических колебаний в выходной цепи транзистора  $VT$ .

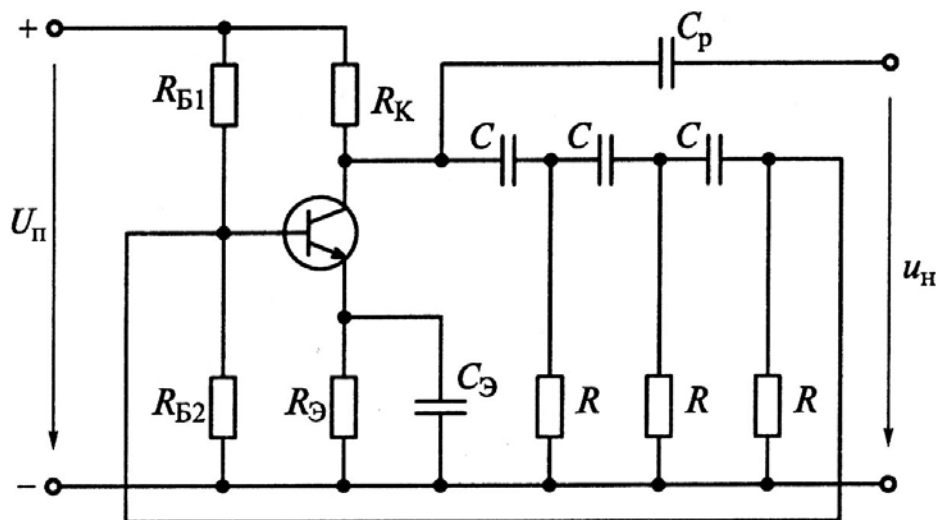


Рис. 4.79. Схема автогенератора с резистивно-емкостной обратной связью

#### 4.4.7. Блокинг-генераторы и мультивибраторы

Блокинг-генератор представляет собой неинвертирующий трансформаторный усилитель, выход которого замкнут на вход. С помощью блокинг-генератора можно получить почти прямоугольные импульсы с амплитудой, близкой к напряжению  $E_K$  источника коллекторного питания. При наличии третьей повышающей обмотки трансформатора можно получить импульсы с амплитудой, большей напряжения  $E_K$ .

Скважность импульсов блокинг-генератора может изменяться в пределах от нескольких единиц до нескольких сотен, а иногда и тысяч. Транзисторные блокинг-генераторы генерируют импульсы с длительностью от несколь-

ких десятых долей микросекунды до нескольких десятков и сотен микросекунд. Максимальная длительность импульсов зависит от индуктивности намагничивания трансформатора и емкости храниющего конденсатора, а минимальная в основном определяется постоянной времени транзистора.

Транзисторный блокинг-генератор может быть использован как генератор импульсов почти прямоугольной формы сравнительно большой мощности, как делитель частоты следования импульсов и как формирователь импульсов, имеющих небольшую (до 2-5) скважность.

В блокинг-генераторе на транзисторе с общим эмиттером (рис. 4.80, а) осуществляется положительная обратная связь с коллектора на базу, а времязадающий конденсатор  $C_B$  включен в цепь базы транзистора. Базовое сопротивление  $R_B$  с целью повышения стабильности периода колебаний  $T$  (рис. 4.80, б) целесообразно включать между базой транзистора и отрицательным полюсом коллекторной батареи. Рассматриваемый генератор называют блокинг-генератором с отрицательным смещением. Резистор  $R_1$  служит для ограничения тока коллектора и стабилизации длительности импульса, а резистор  $R_2$  - для ограничения тока базы, регулировки, а также стабилизации длительности импульса.

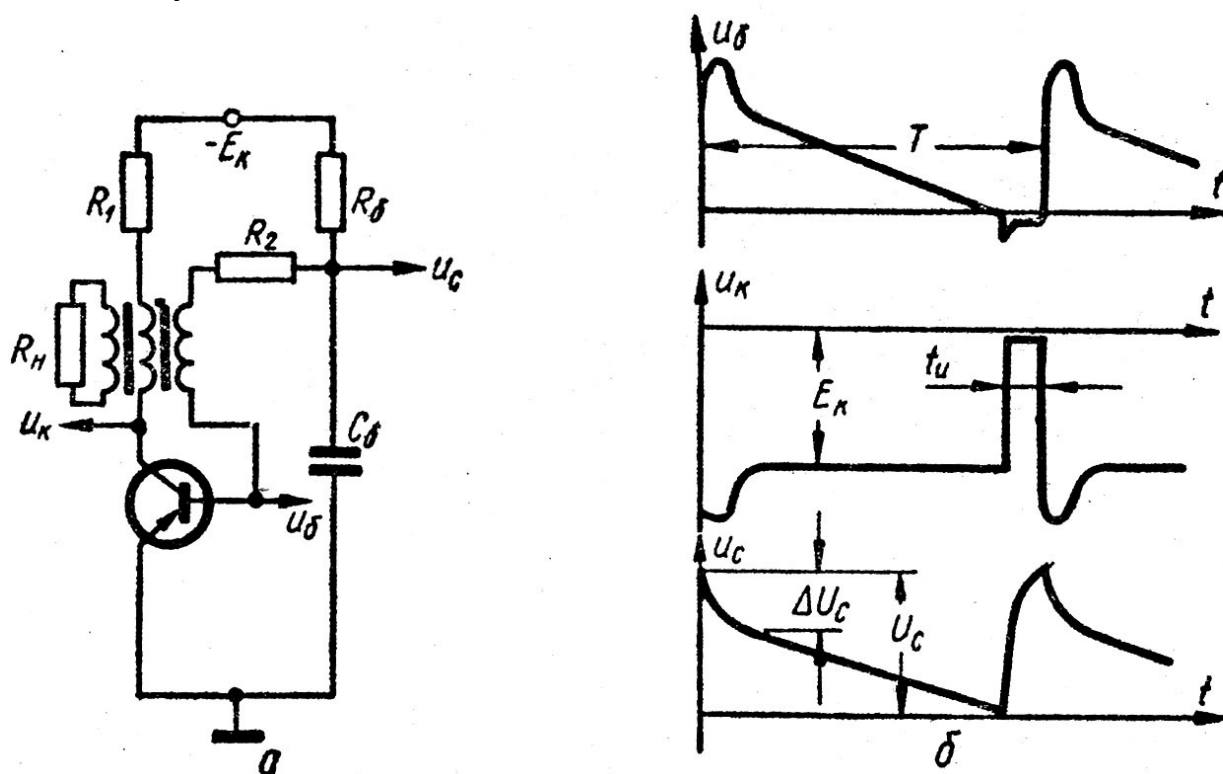


Рис. 4.80. Блокинг-генератор на транзисторе с общим эмиттером: а - принципиальная схема; б - временные диаграммы напряжений.

При малой (до 1000 пф) емкости время заряда базового конденсатора составляет небольшую часть длительности импульса. При большой (свыше 20-

15 тыс. пф) емкости конденсатор заряжается в течение всей стадии формирования импульса, и импульс базового тока приобретает треугольную форму.

Выражение длительности импульса с учетом времени жизни носителей может быть найдено из уравнения, содержащего трансцендентные функции (показательные, логарифмические, тригонометрические и обратные тригонометрические) от неизвестного переменного:

$$\frac{qE_K R'_H \beta_{cp} \omega_\beta}{R'_H r + R'_H R_K + r R_K} \left[ \frac{1}{n - \omega_\beta} e^{-\omega_\beta t_u} - e^{-nt_u} - \right. \\ \left. - \frac{m}{n \omega_\beta} (1 - e^{\omega_\beta t_u}) \right] = \frac{E_K}{R_K} - \frac{E_K R'_H}{R_K (R'_H r + R'_H R_K + r R_K)} \times \quad (4.65) \\ \times \frac{1}{nC} \left( 1 - e^{-nt_u} \frac{R'_H R_K}{R'_H r + R'_H R_K + r R_K} \right),$$

где  $C = \frac{C_{\bar{6}}}{q^2}$ ;  $r = q^2 (r_{\bar{6}} + r_2 + R_2)$ ;  $R_K = r_1 + r_K + R_1$ ;

$$\frac{1}{n} = \tau = rC + \frac{R'_H R_K}{R'_H + R_K} C; \quad \frac{1}{m} = \tau_L = \frac{L_m (R'_H R_K)}{R'_H + R_K};$$

$$\tau'_C = C \frac{R'_H R_K}{R'_H + R_K};$$

$$R'_H = R_H \left( \frac{w_K}{w_H} \right)^2 - \text{приведенное к коллекторной обмотке сопротивление}$$

нагрузки;  $q = \frac{w_K}{w_B}$  - коэффициент трансформации;  $r_{\bar{6}}$  - сопротивление участка

база - эмиттер насыщенного транзистора;  $r_K$  - сопротивление участка коллектор - эмиттер насыщенного транзистора;  $r_1$  и  $r_2$  - активные сопротивления коллекторной и базовой обмоток трансформатора;  $L$  - индуктивность намагничивания трансформатора.

Уравнение (4.65) справедливо при обычно выполняемых неравенствах  $\tau_L \gg \tau_\beta$ ;  $\tau_L > \tau$ .

Коэффициент перед величиной  $e^{-nt_u}$  в левой части много больше коэффициента перед этой же величиной в правой части выражения (4.65). Поэтому последнее можно переписать в таком виде:



$$\frac{\omega_{\beta}}{m - \omega_{\beta}} \left( e^{-\omega_{\beta} t_u} - e^{-n t_u} \right) - \frac{m}{n} \left( 1 - e^{\omega_{\beta} t_u} \right) = \frac{R'_H r + R'_H R_K + r R_K}{q \beta_{cp} R'_H (R'_H + R_K)}. \quad (4.66)$$

Из выражения (4.66) получаем следующее выражение для определения длительности импульса блокинг-генератора:

$$t_u = \tau_{\beta} \ln \frac{\frac{\omega_{\beta}}{n - \omega_{\beta}} + \frac{m}{n}}{e^{-n t_u} \frac{\omega_{\beta}}{n - \omega_{\beta}} + \frac{m}{n} + \frac{R'_H r + R'_H R_K + R_K r}{q \beta_{cp} R'_H (R'_H + R_K)}}. \quad (4.67)$$

Мультивибратор - это релаксационный генератор импульсов, выполненный в виде двухкаскадного усилительного устройства с каналами *ПОС* между каскадами. Различают два вида мультивибраторов: автоколебательные (не обладают состоянием устойчивого равновесия) и ждущие (обладают состоянием устойчивого равновесия, при выводе из которого сначала переходят в другое устойчивое состояние, а затем самопроизвольно возвращаются в первоначальное).

Принцип функционирования автоколебательных транзисторных мультивибраторов основан на действии каналов перекрестной *ПОС*, связывающих между собой каскады с транзисторами *VT1* и *VT2* (рис. 4.81, *a*). Используя в каналах *ПОС* реактивные элементы (например, времязадающие конденсаторы  $C_{12}$  и  $C_{21}$ ) и соблюдая в системе условия баланса фаз и амплитуд, можно обеспечить в устройстве автоколебательный режим с периодическим переключением транзисторов для генерирования импульсов  $u_H(t)$ .

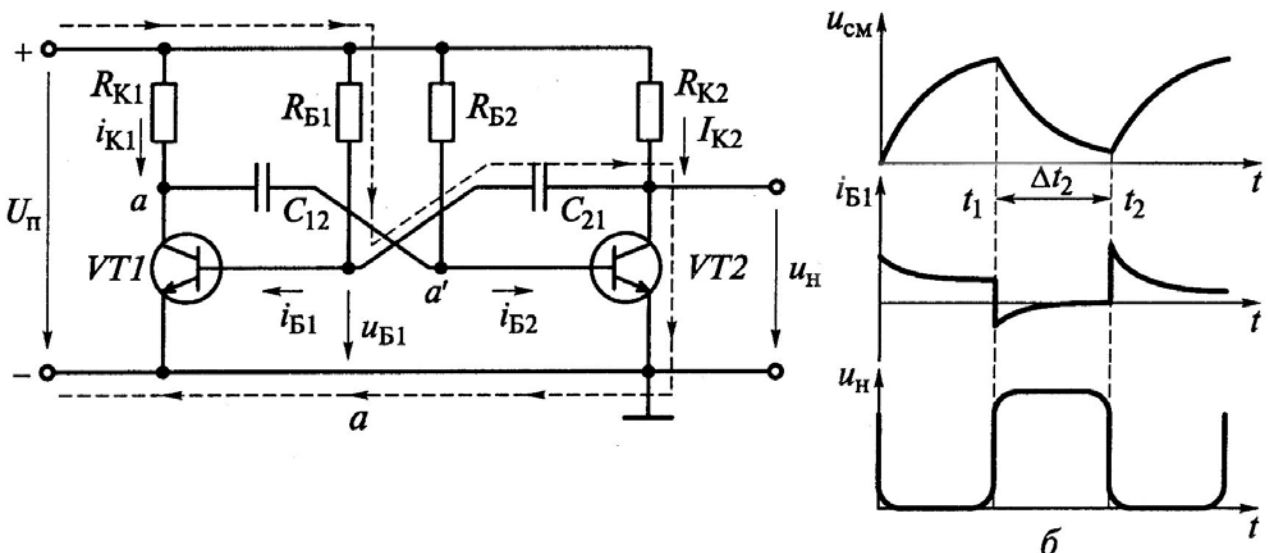


Рис. 4.81. Простейший мультивибратор на транзисторах:  
*a* - схема; *б* - временные диаграммы процессов

Анализ физических процессов в мультивибраторе выполняют на схеме простейшего базового варианта (рис. 4.81, *a*). Предполагают устройство сим-

метричным и находящимся в следующем исходном состоянии: транзистор  $VT1$  открыт (в состоянии насыщения), а  $VT2$  закрыт (в состоянии отсечки). Для удобства состояние насыщения транзистора условно обозначают знаком «плюс», а отсечки - знаком «минус», т.е.  $VT1^+$  и  $VT2^-$ .

Механизм действия канала  $ПОС-1$  (от транзистора  $VT1$  к  $VT2$ ). В исходном состоянии ( $VT1^+$  и  $VT2^-$ ) будет проявлять себя воздействие коллекторной цепи  $VT1$  на потенциал базы  $VT2$ , т.е. точки  $a'$ . В момент  $t = 0$  (рис. 4.81, б) низкий потенциал точки  $a$  открытого транзистора  $VT1^+$  способствует принудительному удержанию  $VT2^-$  в закрытом состоянии. При плавном запираании  $VT1$  ( $t > 0$ ) повышается соответственно потенциал точки  $a$ , способствуя отпираанию транзистора  $VT2$  из-за наличия тока базы  $i_{б2}$ . Следовательно, механизм  $ПОС-1$  способствует принудительному отпираанию транзистора  $VT2$ .

Механизм действия канала  $ПОС-2$  (от транзистора  $VT2$  к  $VT1$ ). Так как в базовую цепь транзистора  $VT1^+$  включен конденсатор  $C_{21}$ , то с момента времени  $t = 0$  начинается его зарядка (полярность напряжения показана на  $C_{21}$ ) с плавным снижением зарядного, а следовательно, и базового тока  $i_{б1}$ . Это действие механизма  $ПОС-2$  (коллектор  $VT2$  - база  $VT1$ ) приводит к плавному запираанию открытого транзистора  $VT1$ .

В момент  $t = t_1$  вновь вступает в действие канал  $ПОС-2$  благодаря разрядке конденсатора  $C_{21}$  по выходной цепи открывающегося транзистора  $VT2$  через выход  $VT1$  (путь разрядки показан стрелками). Нетрудно заметить, что действие конденсатора  $C_{21}$  вызовет эффективное запираание транзистора  $VT1$ .

Между тем с момента  $t = t_1$  по мере запираания транзистора  $VT1$  начнет вновь проявлять себя действие канала  $ПОС-1$ , который за счет повышения потенциала точки  $a$  будет ускорять переключение открывающегося транзистора  $VT2$  в состояние насыщения. В результате этого к моменту  $t = t_2$  мультивибратор полностью переключается в новое неустойчивое состояние  $VT^-$  и  $VT2^+$  с последующим обратным переключением транзисторов и т.д.

Высокую стабильность генерируемых импульсов обеспечивают интегральные мультивибраторы с применением операционных усилителей. На рис. 4.82, а приведена схема соединений внешних элементов, подключаемых к ОУ для реализации мультивибратора двухполярных прямоугольных импульсов. Входные зажимы ОУ подключают к внутренней диагонали моста, состоящего из трех резисторов  $R_1...R_3$  и конденсатора  $C$ . Внешняя диагональ моста подключена к выходным зажимам ОУ, а потому находится под действием периодических сигналов переменной полярности. Переключения ОУ наблюда-

ются при соизмеримости уровней напряжений на его инвертирующем и неинвертирующем входах.

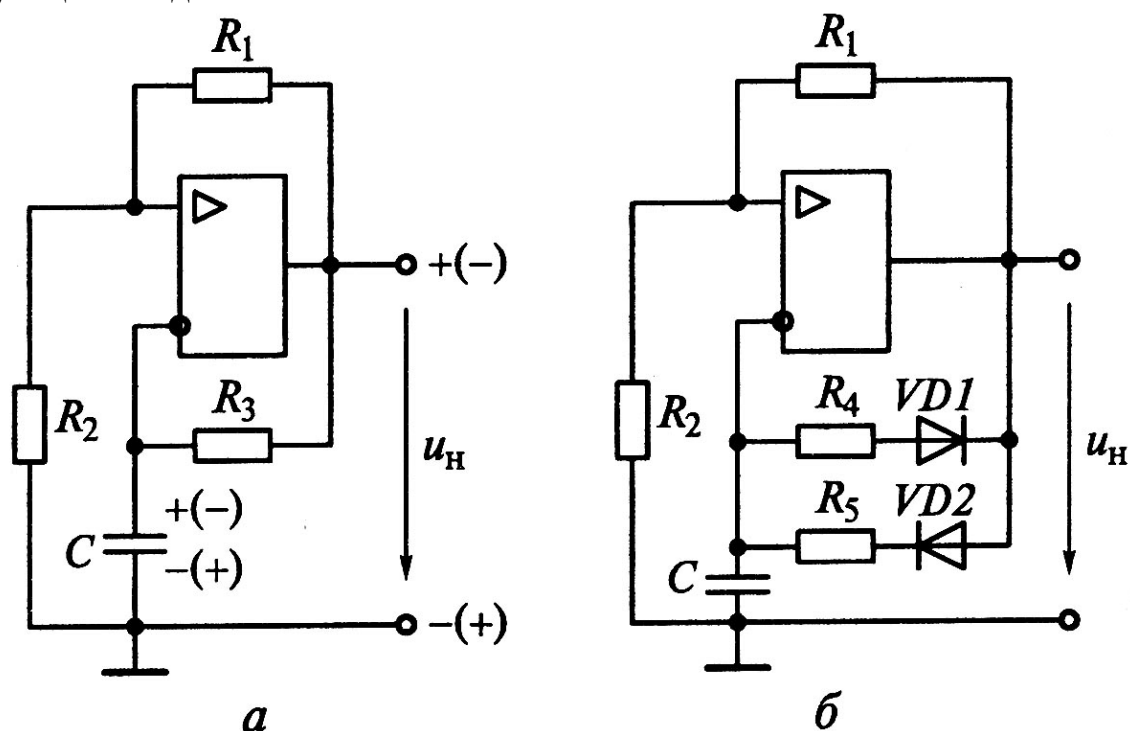


Рис. 4.82. Мультивибратор на операционном усилителе:  
 а - схема симметрирования; б - принципиальная схема

Мультивибратор работает по следующему принципу. Пусть на выходе  $OU$  сформировался сигнал положительной полярности, соответствующий представленному на схеме направлению напряжения  $u_n(t)$ . Этот сигнал вызовет заряд конденсатора  $C$  (полярность напряжения показана на рис. 4.82, а) через резистор  $R_3$ , и положительный потенциал на инвертирующем входе  $OU$  начнет повышаться. В момент совпадения уровней напряжений на входах  $OU$  он переключится и полярность выходного напряжения изменится на противоположную (обозначена в круглых скобках). Цепь  $ПОС$ , реализуемая резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , мгновенно уменьшит потенциал на инвертирующем входе  $OU$ . Одновременно начнется перезарядка конденсатора  $C$  через выходную цепь с плавным снижением потенциала на инвертирующем входе. В момент совпадения уровней напряжений на входах  $OU$  он вновь переключится, и процесс повторится, обеспечивая формирование на выходе двухполярных прямоугольных импульсов  $u_n(t)$ . Схема легко симметрируется, если вместо резистора  $R_3$  использовать диодные звенья с соответствующими значениями резисторов  $R_4$  и  $R_5$  (рис. 4.82, б).

## 4.5. Основы цифровой электроники

### 4.5.1. Области применения цифровой техники

Основной элементной базой современной дискретной техники является интегральная микроэлектроника. Огромные успехи, достигнутые интегральной полупроводниковой микроэлектронной технологией, позволили создать приборы, по всем параметрам превосходящие изделия сходного назначения, собранные на отдельных компонентах. Переход к интегральным микросхемам существенно изменил способы построения электронной аппаратуры, поскольку изделия микроэлектроники представляют собой законченные функциональные узлы, будь то логические элементы для выполнения простейших операций или процессоры вычислительных машин, состоящие из многих миллионов элементов.

Развитие и совершенствование электронно-вычислительной техники, устройств радиовещания и телевидения, радиоаппаратуры и всевозможных систем автоматики в значительной степени определяются внедрением в них цифровой техники. Это обусловлено определенными преимуществами цифровых устройств по сравнению с аналоговыми: более высокой надежностью; стабильностью параметров при воздействии дестабилизирующих факторов; высокой точностью обработки информации; значительным сокращением трудоемкости и упрощением операций регулировки и настройки; возможностью создания микросхем с очень высокой степенью интеграции.

Особенно широкое применение нашли цифровые устройства в электронно-вычислительной технике. Все узлы ЭВМ содержат элементы цифровой техники. На их базе реализуются устройства, которые производят арифметические и логические преобразования поступающей информации. С помощью элементов цифровой техники осуществляется запоминание и хранение информации, управление вычислительным процессом, ввод и вывод информации в ЭВМ.

Значительно расширилась возможность построения малогабаритных вычислительных устройств с появлением микропроцессоров - стандартных универсальных, программируемых больших интегральных схем. Применение встроенных однокристалльных микроконтроллеров позволяет придать разнообразным устройствам «разумный» характер и значительно расширить их функциональные возможности.

Принципиально новые возможности открывает применение цифровых интегральных схем в радиовещании и радиосвязи. Так, использование цифровых синтезаторов частоты позволило существенно снизить аппаратные затраты и повысить фазовую стабильность генерируемых сигналов. Обработка сигналов цифровыми методами позволяет обеспечить высокую точность, стабильность параметров и получить характеристики, не достижимые аналоговыми методами. В любом радиоприемном тракте используются пассивные  $RLC$ -

фильтры, которые в идеальном случае должны иметь прямоугольную форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Обеспечение очень высокой прямоугольности АЧХ фильтра на аналоговых элементах практически невозможно. Цифровые же фильтры позволяют реализовать произвольную форму АЧХ, в том числе и сколь угодно близкую к прямоугольной.

Цифровая схемотехника интенсивно используется в радиоприемной аппаратуре, главным образом в системах управления. В частности, беспойсковая настройка приемника на любую из принимаемых частот осуществляется набором на пульте управления соответствующего кода, предварительно занесенного в устройство памяти. Используя электронные таймеры, также выполняемые на цифровых интегральных микросхемах, можно обеспечить последовательную перестройку радиоприемника по любой, заранее заданной программе. При этом указанная программа может долговременно храниться в памяти и при отключенном питании. Программирование работы во времени может осуществляться в любых радиотехнических устройствах, в том числе устройствах бытовой радиоаппаратуры. Реализовано также управление режимом работы приемника (коэффициентом усиления, полосой пропускания, диаграммой направленности антенны). Все указанные регулировки могут быть осуществлены как дистанционные с выносного пульта управления. Благодаря использованию цифровых устройств в радиовещательных приемниках обеспечиваются принципиально новые потребительские удобства. Возможно отображение на встроенном в приемник дисплее всей информации, необходимой для контроля и эксплуатации аппаратуры: заданного режима работы, выбранного поддиапазона частот и частоты настройки, текущего времени и характера принимаемой программы (речь, музыка, моно, стерео и т. д.), полосы пропускания приемника и напряженности поля принимаемого сигнала. Вместо механических переключателей в бытовой аппаратуре широко используются электронные переключатели с сенсорным управлением.

Цифровое телевидение позволяет повысить качество передачи сигналов благодаря существенному уменьшению накоплений искажений в цифровых линиях связи по сравнению с аналоговыми, а также за счет применения специальных способов кодирования, обнаруживающих и исправляющих ошибки передачи информации. Сигналы, представленные в цифровой форме, практически не подвержены амплитудным и фазовым искажениям, что позволяет передавать аудиовизуальную информацию на большие расстояния с сохранением ее высокого качества. В результате использования методов и устройств цифровой техники становится возможным длительный бесподстроечный режим работы электронной аппаратуры, а это имеет большое значение для повышения технологичности производства.

При использовании различных стандартов цветного телевидения существенно упрощается обмен телевизионными программами в результате применения цифровых преобразователей телевизионных сигналов. За счет использо-

вания цифровых устройств на экране телевизора может формироваться дополнительная буквенно-цифровая и графическая информация.

Значительно упрощается производство телевизоров с цифровыми блоками, так как, в принципе, возможна полная автоматизация процесса наладки телевизора, вплоть до создания самонастраивающихся (по заданной программе) устройств. Значительно выигрывают и пользователи цифровых телевизионных приемников, так как при этом существенно повышается надежность телевизора, улучшается качество вещания и появляются новые функциональные возможности, например получение на экране телевизора нескольких изображений, получаемых по различным программам.

Помимо радио и телевидения, цифровая техника широко применяется в технике аудио и видео записи, радиоспортивной и радиоизмерительной аппаратуре, в робототехнике и в устройствах автоматики, в игровых автоматах. Использование цифровых методов радиоизмерений позволяет повысить точность и автоматизировать процесс измерений, обеспечить непосредственное отображение результатов измерений в цифровой форме.

В то же время устройства цифровой техники практически бесподстрочны. Отдельные серии цифровых микросхем являются чрезвычайно надежными и не выходят из строя практически при любых ошибках в монтаже радиоустройства. Это также является неоспоримым преимуществом цифровых интегральных схем, обуславливающим их широкое использование в промышленности. В качестве активных элементов цифровых микросхем сейчас применяются два типа транзисторов: биполярные и полевые (униполярные). Последние имеют структуру металл - окисел - полупроводник (МОП) или, как ее еще называют, металл - диэлектрик - полупроводник (МДП). Цифровые микросхемы на биполярных и полевых транзисторах существенно различаются по многим показателям, и развитие их идет самостоятельными путями. Биполярные транзисторы интегральных микросхем по принципу действия и свойствам подобны высокочастотным кремниевым  $n - p - n$ -дискретным транзисторам. Полевые транзисторы в микросхемах, напротив, обладают специфическими свойствами.

Способ соединения транзисторов между собой в пределах одного элемента определяет их логический базис или, проще, логику. Из логических интегральных схем на биполярных транзисторах в настоящее время наибольшее распространение имеют: транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ) в нескольких модификациях, эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ), или, как ее еще называют, логика на переключателях тока (ПТТЛ), и в меньшей мере - диодно-транзисторная логика (ДТЛ). Логические элементы на биполярных транзисторах, применявшиеся на ранних этапах развития микросхемотехники: с непосредственной связью (НСТЛ), резисторно-транзисторная логика (РТЛ), резисторно-емкостная логика (РЕЛ) - сейчас морально устарели и в новых разработках не используются. Из новых направлений следует отметить инжекционно-интегральную логику (ИИЛ, или  $I^2L$ ), на основе которой создаются микро-

схемы большой степени интеграции высокого быстродействия и с малым потреблением энергии.

Микросхемы на основе полевых транзисторов также широко используются в настоящее время. Наиболее распространены и перспективны схемы, основанные на совместном включении пары транзисторов с каналами разных видов проводимости, так называемые комплементарные структуры (КМОП-структуры).

Для удобства разработчиков аппаратуры и по технологическим признакам цифровые интегральные схемы выпускают сериями. Серией называют совокупность микросхем различного функционального назначения, которые имеют согласованные электрические и временные параметры для совместного использования. Микросхемы одной серии изготавливают по единой технологии, и они имеют сходное конструктивное исполнение. В состав современных развитых серий входят десятки типов микросхем - от логических элементов до функционально законченных узлов: счетчиков, регистров, сумматоров, запоминающих устройств, арифметико-логических узлов, микропроцессоров и других.

#### 4.5.2. Основы теории цифровых устройств

##### 4.5.2.1. Системы счисления и двоичные коды

Всякое число представляется набором цифр. Способ представления чисел цифрами характеризует систему счисления (код). Наибольшее распространение получили позиционные системы счисления, в которых число, эквивалентное записанной цифре, определяется как значением этой цифры, так и ее положением (позицией) среди других цифр. Основание системы - это число, равное количеству цифр, необходимых для выражения всех чисел в пределах одного разряда. Десятичная (децимальная) система счисления - типичный пример позиционной системы.

Положительное число из  $i$  разрядов в позиционной системе с основанием  $a$  может быть представлено как:

$$N_a = x_{i-1}a^{i-1} + x_{i-2}a^{i-2} + \dots + x_1a^1 + x_0a^0, \quad (4.68)$$

где  $x$  - любая цифра от 0 до  $a-1$ ; здесь первый член представляет собой старший разряд числа, а последний - младший.

В десятичной системе, например, число 573 можно представить как:  $573_{10} = 5 \cdot 10^2 + 7 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$ .

В цифровой аппаратуре применяют приборы, которые имеют два рабочих состояния. Здесь наиболее удобными оказались двоичные (бинарные) коды. Существует ряд двоичных кодов, каждый из которых обладает определенными свойствами. В цифровой технике наибольшее применение получил так

называемый натуральный двоичный код, в котором  $i$ -разрядное число представляется как

$$N_2 = x_{i-1}2^{i-1} + x_{i-2}2^{i-2} + \dots + x_12^1 + x_02^0. \quad (4.69)$$

Здесь  $x$  может иметь два значения, 0 и 1.

Порядок счета в натуральном двоичном коде совпадает с порядком счета внутри каждого десятичного разряда, что упрощает взаимный перевод чисел десятичного и двоичного кодов. Этот двоичный код называют еще кодом 8421 - по весовым коэффициентам (или короче - весам) первых четырех разрядов числа. В дальнейшем при упоминании двоичного кода подразумевается код 8421.

В табл. 4.5 приведены десятичные числа от 0 до 15 и их эквиваленты в коде 8421.

Из таблицы следует, что для представления десятичных цифр от 0 до 9 (одного десятичного разряда) требуется четыре двоичные цифры, т.е. двоичные числа длиннее эквивалентных десятичных.

Таблица 4.5. – Перевод десятичных чисел в двоичные

Код		Код		Код	
десятичный	8421	десятичный	8421	десятичный	8421
0	0000	6	0110	11	1011
1	0001	7	0111	12	1100
2	0010	8	1000	13	1101
3	0011	9	1001	14	1110
4	0100	10	1010	15	1111
5	0101				

Двоичные числа, представленные в таблице, и им подобные характеризуют прямой код. Кроме этого применяются и другие коды, с помощью которых упрощаются арифметические действия. К ним относятся, в частности, обратный и дополнительный коды.

Двоичное число в обратном коде отличается от числа в прямом коде тем, что в каждом разряде имеет 0 вместо 1 и наоборот. Дополнительный код числа образуется из обратного кода добавлением 1 к младшему разряду. Так, десятичному числу 9 в обратном двоичном коде соответствует число 0110, а в дополнительном 0111.



Широко применяется двоично-десятичный код, в котором цифры каждого разряда десятичного числа представляются четырехразрядным двоичным числом (тетрадой). Так, число  $N_{10}=573$  в двоично-десятичном коде имеет вид  $N_2 = 010101110011$ . Основное достоинство двоично-десятичного кода - в простоте взаимного перевода десятичных и двоичных чисел, так как непосредственное схемное преобразование десятичных чисел в двоичные и наоборот связано с большими аппаратными затратами. Это важный момент с точки зрения взаимодействия человека с машиной, поскольку в большинстве случаев цифровая информация, подлежащая переработке и преобразованию, задается в десятичном коде и в этом же коде должны быть представлены окончательные результаты. Главный недостаток двоично-десятичного кода - громоздкость и избыточность, так как шесть двоичных комбинаций (от  $1010_2=10_{10}$  до  $1111_2=15_{10}$ ) при этом не используются.

#### 4.5.2.2. Булева алгебра

Математический аппарат, описывающий действия дискретных устройств, базируется на алгебре логики, или, как ее еще называют по имени автора - английского математика Джорджа Буля (1815-1864 г.), булевой алгебре. В практических целях первым применил его американский ученый Клод Шеннон в 1938 г. при исследовании электрических цепей с контактными выключателями.

Булева алгебра оперирует двоичными переменными, которые условно обозначаются, как 0 и 1, и подчиняются условию:  $x = 1$ , если  $x \neq 0$ , и  $x = 0$ , если  $x \neq 1$ . В ее основе лежит понятие переключательной, или булевой, функции вида  $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$  относительно аргументов  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , которая, как и ее аргументы, может принимать только два значения - 0 и 1. Как частный случай, двоичные переменные могут постоянно сохранять одно из значений - 0 либо 1. Логическая функция может быть задана словесно, алгебраическим выражением и таблицей, которая называется таблицей истинности.

Действия над двоичными переменными производятся по правилам логических операций. Между обычной, привычной нам алгеброй и алгеброй логики имеются существенные различия в отношении количества и характера операций, а также законов, которым они подчиняются.

Простейших логических операций три: отрицание (инверсия, операция НЕ), логическое умножение (конъюнкция, операция И) и логическое сложение (дизъюнкция, операция ИЛИ). Более сложные логические преобразования можно свести к указанным операциям.

Операция отрицания выполняется над одной переменной и характеризуется следующими свойствами: функция  $y = 1$  при аргументе  $x = 0$  и  $y = 0$ , если  $x = 1$ . Обозначается отрицание чертой над переменной, с которой производится операция:  $y = \bar{x}$  (игрек равен не икс). Соответственно,  $\bar{\bar{y}} = y$ .

Операция логического умножения (конъюнкция) для двух переменных характеризуется табл. 4.6 и обозначается следующим образом:  $0 \cdot 0 = 0$ ;  $0 \cdot 1 = 0$ ;  $1 \cdot 0 = 0$ ;  $1 \cdot 1 = 1$ , т. е, нулевое значение хотя бы одного из аргументов обеспечивает нулевой результат операции. Операция может быть распространена на большее число переменных.

Таблица 4.6

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

Таблица 4.7

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

Операцию логического сложения (дизъюнкции) определяет табл. 4.7. Обозначают ее таким способом:  $y = x_1 \vee x_2$ , либо  $y = x_1 + x_2$ . Первый способ предпочтителен, так как позволяет отличать логическое сложение от арифметического. Для двух переменных  $0 \vee 0 = 0$ ;  $0 \vee 1 = 1$ ;  $1 \vee 0 = 1$ ;  $1 \vee 1 = 1$ , т. е. равенство хотя бы одного аргумента логической единице определяет единичное значение всей функции.

Дизъюнкция, как и конъюнкция, может осуществляться со многими переменными.

Совокупность различных значений переменных называют набором. Булева функция  $n$  аргументов может иметь до  $N = 2^n$  наборов. Поскольку функция принимает только два значения, общее число булевых функций  $n$  аргументов равно  $2^N = 2^{2^n}$ . Таким образом, функция одного аргумента может иметь четыре значения:  $y = x$ ;  $y = \bar{x}$ ;  $y = 1$  (константа 1);  $y = 0$  (константа 0).

Два аргумента дают 16 значений функции (табл. 4.8).

#### 4.5.2.3. Законы булевой алгебры

Булева алгебра базируется на нескольких аксиомах, из которых выводят основные законы для преобразований с двоичными переменными. Обоснованность выбора этих аксиом подтверждается таблицами истинности для рассмотренных операций. Каждая аксиома представлена в двух видах, что вытекает из принципа дуальности (двойственности) логических операций, согласно которому операции конъюнкции и дизъюнкции допускают взаимную замену, если одновременно поменять логическую 1 на 0, 0 на 1, знак  $\vee$  на  $\cdot$ , а  $\cdot$  на  $\vee$ .

Таблица 4.8. Набор логических функций двух переменных

Аргументы				Функция	Название функции
$x_1 \dots 0$	0	1	1		
$x_2 \dots 0$	1	0	1		
0	0	0	0	$y = 0$	Константа 0
0	0	0	1	$y = x_1 \cdot x_2$	Конъюнкция, операция И
0	0	1	0	$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 \overline{\rightarrow} x_2$	Запрет по $x_2$
0	0	1	1	$y = x_1$	Тождественность (тавтология) $x_1$
0	1	0	0	$y = x_1 \cdot x_2 = x_2 \overline{\rightarrow} x_1$	Запрет по $x_1$
0	1	0	1	$y = x_2$	Тождественность (тавтология) $x_2$
0	1	1	0	$y = x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = x_1 \oplus x_2$	Исключающее ИЛИ (сумма по модулю 2)
0	1	1	1	$y = x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2$	Дизъюнкция, операция ИЛИ
1	0	0	0	$y = \overline{x_1 \vee x_2} = x_1 \downarrow x_2$	Стрелка Пирса (операция ИЛИ-НЕ)
1	0	0	1	$y = x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = x_1 \sim x_2$	Равнозначность, эквивалентность
1	0	1	0	$y = \bar{x}_2$	Инверсия $x_2$
1	0	1	1	$y = x_1 \vee \bar{x}_2 = x_2 \rightarrow x_1$	Импликация от $x_2$ к $x_1$
1	1	0	0	$y = \bar{x}_1$	Инверсия $x_1$
1	1	0	1	$y = x_1 \vee \bar{x}_2 = x_1 \rightarrow x_2$	Импликация от $x_1$ к $x_2$
1	1	1	0	$y = \overline{x_1 x_2} = x_1 / x_2$	Штрих Шеффера (операция И - НЕ)
1	1	1	1	$y = 1$	Константа 1

Аксиомы операции отрицания:  $\overline{0} = 1; \overline{1} = 0$ .

Аксиомы операций конъюнкции и дизъюнкции:

$$\begin{array}{l}
1. \\
2. \text{ а) } \\
3.
\end{array}
\left| \begin{array}{l}
0 \cdot 1 = 1; \\
1 \cdot 0 = 0 \cdot 1 = 0; \\
1 \cdot 1 = 1;
\end{array} \right|
\begin{array}{l}
\text{ б) } \\
0 \vee 1 = 1 \vee 0 = 1; \\
0 \vee 0 = 0.
\end{array}$$

Аксиома 1, б не имеет аналога в двоичной арифметике, где  $1+1=10$  (здесь цифры и знаки имеют обычный арифметический смысл).

Таблица 4.9. – Законы булевой алгебры

	Конъюнкция	Дизъюнкция
1	Переместительный закон	
	$x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$	$x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1$
2	Сочетательный закон	
	$x_1(x_2 x_3) = (x_1 x_2)x_3 = x_1 x_2 x_3$	$x_1 \vee (x_2 \vee x_3) = (x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee x_2 \vee x_3$
3	Закон повторения (тавтологии)	
	$x \cdot x = x$	$x \vee x = x$
4	Закон обращения	
	Если $x_1 = x_2$ , то $\bar{x}_1 = \bar{x}_2$	
5	Закон двойной инверсии	
	$\overline{\bar{x}} = x$	
6	Закон нулевого множества	
	$x \cdot 0 = 0$	$x \vee 0 = x$
7	Закон универсального множества	
	$x \cdot 1 = x$	$x \vee 1 = 1$
8	Закон дополнительности	
	$x \cdot \bar{x} = 0$	$x \vee \bar{x} = 1$
9	Распределительный закон	
	$x_1(x_2 \vee x_3) = x_1 x_2 \vee x_1 x_3$	$x_1 \vee (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3)$
10	Закон поглощения	
	$x_1 \vee x_1 x_2 = x_1$	$x_1(x_1 \vee x_2) = x_1$
11	Закон склеивания	
	$(x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \bar{x}_2) = x_1$	$x_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = x_1$
12	Закон инверсии (закон Де Моргана)	
	$\overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$	$\overline{x_1 \vee x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$
	Или, после инвертирования левых и правых частей	
	$x_1 x_2 = \overline{\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2}$	$x_1 \vee x_2 = \overline{\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2}$

Законы булевой алгебры вытекают из аксиом и также имеют две формы выражения: для конъюнкции и дизъюнкции. Здесь они приводятся без доказа-

тельств. Их правильность легко проверить по таблицам истинности либо путем подстановки 0 и 1 вместо соответствующих значений переменных.

#### 4.5.2.4. Взаимное соответствие булевых функций и логических схем

Двоичные переменные, входящие в логические уравнения, можно представить двумя различными электрическими сигналами. Путем преобразований этих сигналов получают другие, тоже двоичные, сигналы, которые соответствуют результатам определенных логических операций. Имея запись булевой функции  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , можно составить развернутую электрическую схему, которая будет преобразовывать логические сигналы  $x_1, x_2, \dots, x_n$  согласно указанной функции.

Устройства, выполняющие в аппаратуре логические операции, называют логическими элементами. Логические элементы различаются между собой характером реализуемой функции, числом входов (по числу одновременно действующих переменных), числом выходов и другими признаками. Работа их оценивается только с точки зрения логики, без учета практического воплощения (технической базы, способа питания и т. п.).

Входы и выходы логических элементов в зависимости от уровня сигнала, при котором воспринимается или вырабатывается определенное значение двоичной переменной, подразделяются на прямые и инверсные. На прямом входе (выходе) двоичная переменная имеет значение логической 1, когда сигнал на этом входе (выходе) имеет значение, принятое за 1. На инверсном входе (выходе) двоичная переменная имеет значение 1, когда уровень сигнала на этом входе (выходе) соответствует состоянию, принятому за 0.

На логические входы можно подавать постоянные логические уровни 1 и 0 (константа 1 и константа 0) согласно законам универсального и нулевого множества. Входы, равноценные в логическом отношении (которые можно менять местами без ущерба для выполняемой функции), допускают объединение по закону повторения; при этом они действуют как один вход.

На принципиальных схемах логические элементы согласно ГОСТ 2.743-82 «Обозначения условные графические в схемах. Элементы цифровой техники» изображают прямоугольником (так называемое основное поле), в верхней части которого указывают символ функции: & для И, 1 для ИЛИ. Входы показывают с левой стороны прямоугольника, выходы - с правой. Допускается другая ориентация прямоугольника, при которой входы располагают сверху, а выходы снизу. Инверсные входы и выходы выделяются индикатором логического отношения - небольшим кружком у вывода. Выводы питания и общий обычно не показывают. Это обстоятельство всегда следует иметь в виду при разборе прохождения токов на входах и выходах микросхем. Когда это нужно, шины, не несущие логической информации (в том числе питания и общие), подводят к левой или правой стороне прямоугольника и помечают звездочкой.

Для примера преобразуем на основе законов булевой алгебры функцию  $y = x_1x_2(x_3 \vee x_1x_3)$ . Раскроем скобки:

$$y = x_1x_2(x_3 \vee x_1x_3) = x_1x_2x_3 \vee x_1x_2\bar{x}_1\bar{x}_3.$$

Так как  $x_1\bar{x}_1 = 0$ , то  $y = x_1x_2x_3 \vee 0 = x_1x_2x_3$ .

Схемное воплощение функции в заданном и преобразованном виде показано на рис. 4.83. Варианты *a* и *б* логически равноценны.

Проектирование различных устройств осуществляется с помощью специальных методик. Они сводятся к последовательным формальным процедурам, которые могут быть реализованы на ЭВМ.

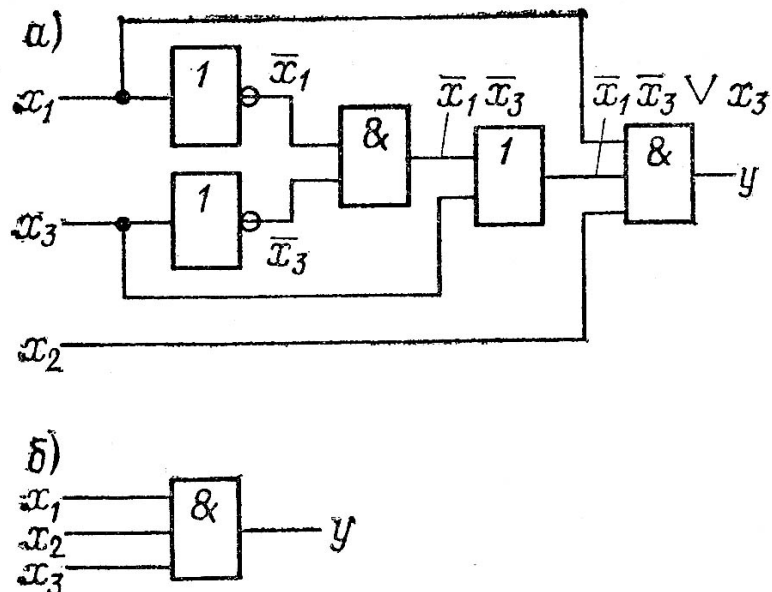


Рис. 4.83. Схемное представление функции:  
*a* - в заданном виде; *б* - в преобразованном

Различные логические элементы выпускаются промышленностью в виде самостоятельных изделий, а также как составная часть более сложных устройств. Широко используются логические элементы, совмещающие несколько операций, например И-НЕ, ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ-НЕ, И-ИЛИ, исключающее ИЛИ и др.

#### 4.5.2.5. Логическое соглашение

В современных цифровых устройствах логические состояния представляются двумя уровнями напряжения (потенциалов): высоким, близким к напряжению источника питания, и низким, близким к нулю. Это так называемая потенциальная система представления информации, для которой характерны непосредственная связь между отдельными элементами схемы. Длительность потенциальных сигналов определяется частотой смены информации, а переключающими импульсами служат перепады напряжения от одного уровня к другому.

Два уровня напряжения, характеризующие логические состояния, определяются просто как более высокий  $H$  (англ. high - высокий) и низкий  $L$  (low - низкий). Эти два значения называют логическими уровнями. Существуют два рода так называемых логических соглашений в зависимости от того, каким уровнем напряжения кодировать логическую 1 (и соответственно логический 0). В соглашении положительной логики более высокий уровень напряжения ( $H$ ) соответствует логической 1, а низкий ( $L$ ) - логическому 0. В соглашении отрицательной логики - наоборот. Элемент, выполняющий логические функции, можно оценивать с позиций как положительной, так и отрицательной логики. Его функциональная роль в обоих случаях будет различной. Это важное положение, которым часто пользуются на практике, вытекает из законов Де Моргана. В табл. 4.10 в виде примера приведена таблица истинности для какого-то двухвходового элемента, выраженная в уровнях сигналов. По правилам положительной логики ( $H=1$ ) элемент выполняет операцию И (табл. 4.11), а в отрицательной логике ( $H=0$ ) он действует как элемент ИЛИ (табл. 4.12), что и следует из законов Де Моргана.

Таблица 4.10

$x_1$	$x_2$	$y$
L	L	L
L	H	L
H	H	H
H	L	H

Таблица 4.11

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

Таблица 4.12

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

$$\text{Действительно, } y = x_1 x_2 = \overline{\overline{x_1 x_2}} = \overline{\overline{x_1} \vee \overline{x_2}}.$$

С учетом сказанного элементы, выполняющие логические операции, допускается изображать на схемах в двух логически эквивалентных формах. Имея изображение логического элемента, его эквивалентную форму можно получить, проделав следующие преобразования: а) в основном поле изображения элемента символ операции & заменить на символ 1 либо наоборот; б) все прямые входы заменить инверсными, а инверсные - прямыми; в) все прямые выходы заменить инверсными, а инверсные - прямыми.

На рис. 4.84 представлены графические обозначения некоторых элементов в двух видах логики. Изображения в одном горизонтальном ряду относятся к одному и тому же элементу.

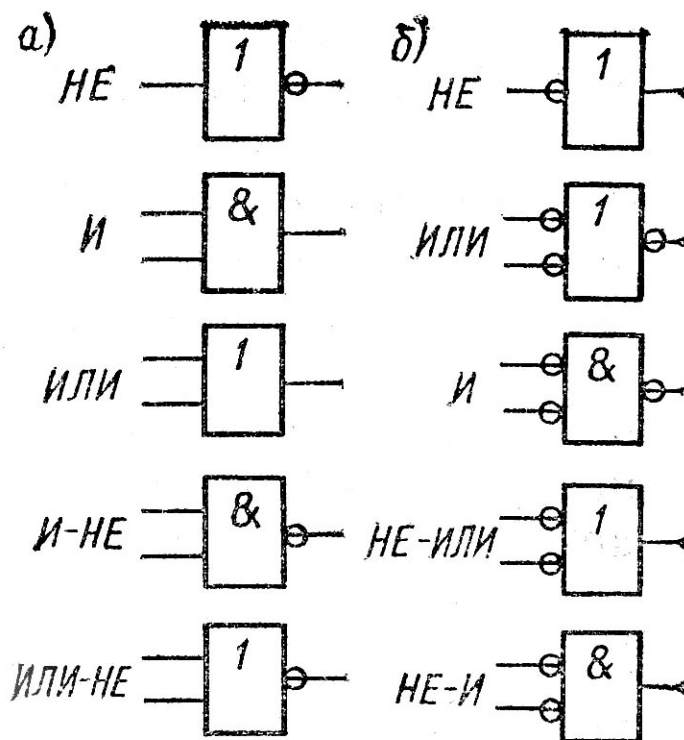


Рис. 4.84. Эквивалентные формы представления логических элементов:  
*a* – в положительной логике; *б* – в отрицательной логике

Соглашение положительной логики имеет преимущественное применение. В каталогах, справочниках, заводских этикетках логические функции цифровых интегральных схем также даются для положительной логики.

Следует обратить внимание на одно обстоятельство. Многие разработчики аппаратуры на принципиальных схемах логические свойства элементов всегда показывают так, как они даны в справочниках. Между тем с точки зрения наглядности и удобства чтения для тех случаев, когда переключающим сигналом служит логический 0, лучше изображать элементы в отрицательной логике.

### 4.5.3. Разновидности функциональных схем

#### 4.5.3.1. Комбинационные и последовательностные устройства

Логические элементы, о которых говорилось выше, представляют лишь небольшую часть устройств, выполняющих обработку и преобразование двоичных сигналов. В общем случае устройства, оперирующие с двоичной (дискретной) информацией, подразделяются на два больших класса: комбинационные схемы (дискретные автоматы без памяти) и последовательностные устройства (дискретные автоматы с памятью).



Все комбинационные схемы (логические устройства) характеризуются отсутствием памяти. Память - свойство системы сохранять в течение требуемого времени значения сигналов, характеризующих внутреннее состояние цифрового устройства. Сигналы на выходах комбинационного устройства в любой момент времени однозначно определяются сочетанием сигналов на входах и не зависят от его предыдущих состояний. Схемным признаком таких устройств служит отсутствие цепей обратной связи, т.е. замкнутых петель для прохождения сигналов с выходов на входы. Примерами комбинационных схем могут служить логические элементы, электронные ключи, шифраторы, дешифраторы, мультиплексоры, демультиплексоры, большинство арифметических устройств.

Последовательностные устройства обладают памятью, и при смене информации на входах для предсказания сигналов на выходах необходимо знать и состояние, в котором устройство было до этого. Последовательностные устройства организуются из комбинационных устройств путем их надлежащего включения. Показателем принадлежности схемы к последовательностному типу служит наличие в ней обратных связей. Простейшими последовательностными устройствами являются триггеры. К этому же классу относятся счетчики, регистры, запоминающие устройства.

Работу схем, реализующих переключательные функции, принято рассматривать в безразмерном дискретном времени (лат. *discretus* - разделенный, прерывистый), для чего реальное время разбивается на интервалы, которые нумеруются, начиная с какого-то момента. Каждый такой промежуток времени называют тактовым интервалом или просто тактом.

Дискретное время складывается из отдельных тактов, длительность которых для характеристики работы устройства не имеет значения. Продолжительность отдельных тактов может быть различной, на работе устройства это не скажется.

Обновление информации на выходах происходит в момент начала нового такта. Временные задержки, обусловленные переходными процессами, обычно не учитывают, однако, когда частота смены тактов велика и соизмерима с предельным быстродействием устройства, с ними приходится считаться.

В последовательностных устройствах за счет памяти функция внешних переходов определяется состоянием входов и выходов в двух соседних тактах - до и после воздействия входных сигналов. Эту пару тактов принято обозначать  $t^n$  и  $t^{n+1}$ . У сигналов, действующих в определенные такты, к наименованию вывода добавляют и номер такта. Так, запись  $Q^n = 1$  означает, что на выводе  $Q$  в интервале времени  $t^n \leq t < t^{n+1}$  действует сигнал логической 1.

В некоторой литературе вместо символов  $t^n$  и  $t^{n+1}$  применяют  $t^{n-1}$  и  $t^n$ ; противоречия в этих обозначениях нет.

#### 4.5.3.2. Микросхемы с тремя выходными состояниями

Устройства, оперирующие с дискретной информацией, при высоком уровне выходного напряжения имеют малое сопротивление между выводом «выход» и шиной питания. В противоположном состоянии у выхода небольшое сопротивление по отношению к общей шине. В обоих случаях выходной вывод имеет определенный электрический потенциал, который воздействует на входы последующих приборов.

Существует категория микросхем, способных принимать и третье состояние, при котором оконечные транзисторы бывают заперты, что равносильно отключению микросхемы от нагрузки. На этом основании третье состояние называют еще высокоимпедансным. Перевод в высокоимпедансное состояние осуществляется по специальному входу. В зависимости от конкретного типа микросхемы отключение выхода может осуществляться сигналами высокого или низкого уровня.

С тремя состояниями выхода выпускаются микросхемы различного функционального назначения, как комбинационного, так и последовательного типов.

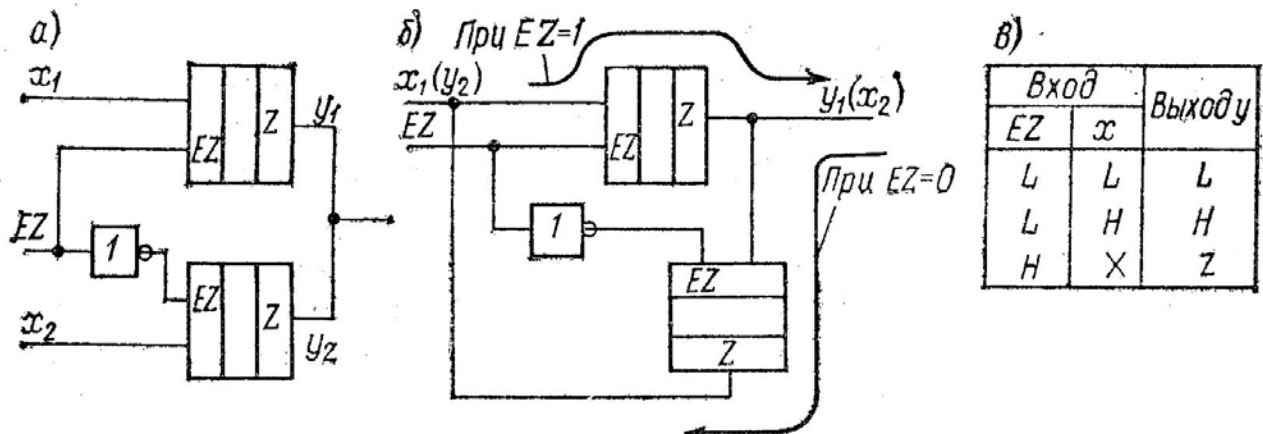


Рис. 4.85. Примеры применения приборов с тремя выходными состояниями: а - работа на общую нагрузку; б - двусторонняя передача информации; в - таблица истинности одного элемента: L - напряжение низкого уровня; H - напряжение высокого уровня; X - любое состояние (L или H)

При поочередном действии таких приборов их выходы можно соединять между собой и подключать к общей нагрузке. Таким способом удастся уплотнить каналы передачи данных, а также создавать магистрали с двунаправленными потоками информации (рис. 4.85). Буквы EZ - это метка третьего состояния, а не конъюнкция двух сигналов.

Высокоимпедансное состояние само по себе не является логическим, но входной сигнал, создающий его, может определять логический уровень на выходе системы, в которую входит данная микросхема. Так, к примеру, схема, изображенная на рис. 4.85, б реализует функцию  $y = x_1 \cdot EZ \vee x_2 \cdot \overline{EZ}$ .

### 4.5.3.3. Параметры микросхем

Каждая цифровая микросхема обладает не только переключательными, но и другими свойствами и оценивается рядом параметров, обусловленных внутренней структурой и конструктивным исполнением. Некоторые из этих параметров касаются конкретной микросхемы, другие характеризуют все изделия данной серии. Если в условиях эксплуатации эти параметры будут выдержаны, завод-изготовитель гарантирует нормальную работу микросхемы. Значения параметров, как правило, задаются с запасом и не исчерпывают физических возможностей микросхемы, однако превышать их не следует, особенно те, от которых зависят работоспособность и надежность приборов.

Оценивают микросхемы по следующим основным параметрам: быстродействию, напряжению питания, потребляемой мощности, коэффициенту разветвления по выходу, коэффициенту объединения по входу, помехоустойчивости, энергии (работе) переключения, надежности, стойкости к климатическим и механическим воздействиям.

Быстродействие характеризуется максимальной частотой смены входных сигналов, при которой еще не нарушается нормальное функционирование. Это один из важнейших параметров, так как определяет время обработки информации.

Инерционность полупроводниковых приборов и паразитные емкости служат причиной того, что каждое переключение сопровождается переходными процессами, отчего фронты импульсов растягиваются. Когда частота смены входных сигналов невелика, можно считать, что переключение происходит мгновенно, а при повышенных частотах приходится считаться с искажениями импульсов. Фронты искаженных прямоугольных импульсов представляют собой участки кривых, но для простоты их принято заменять отрезками прямых.

Для оценки временных свойств микросхем существует несколько параметров. На практике обычно пользуются так называемой задержкой распространения сигнала, которая представляет собой интервал времени между входным и выходным импульсами, измеренными на уровне 0,5. Времена задержки распространения сигнала при включении  $t_{зд.p}^{1,0}$  и при выключении  $t_{зд.p}^{0,1}$  близки, но не равны. Обычно пользуются усредненным параметром:

$$t_{зд.p.ср} = 0,5(t_{зд.p}^{1,0} + t_{зд.p}^{0,1}) \quad (4.70)$$

который называют средним временем задержки распространения (рис. 4.86).

Иногда пользуются близкими параметрами - временем задержки включения  $t_{зд}^{1,0}$  и выключения  $t_{зд}^{0,1}$ . Они измеряются на уровнях 0,1 и 0,9 соответственно.

Применительно к последовательностным устройствам (триггерам, счетчикам и др.) используются некоторые дополнительные временные параметры, обусловленные принципом действия, как-то: время задержки переключения,

максимальная частота переключений и некоторые другие. Коэффициент разветвления по выходу (коэффициент нагрузки)  $K_{раз}$  характеризует нагрузочную способность микросхемы. Этот параметр определяет максимальное число входов элементов данной серии, которым можно нагружать выходы микросхемы без нарушения ее нормального функционирования.

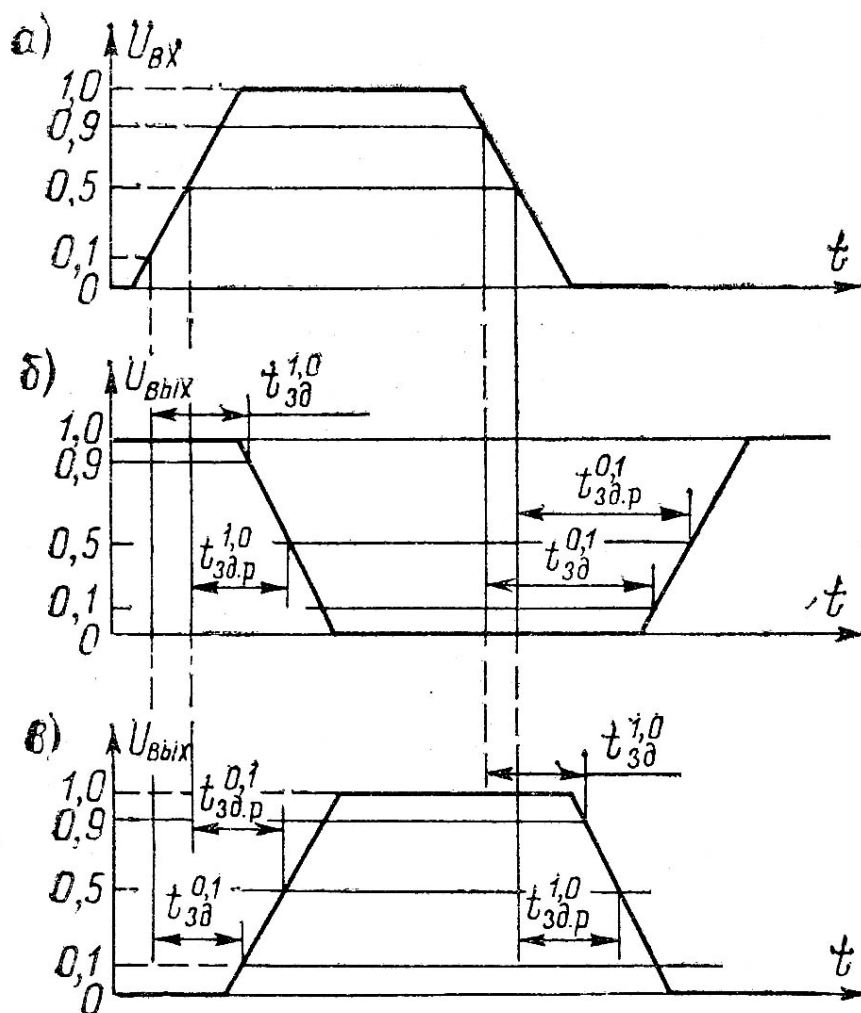


Рис. 4.86. Оценка задержки сигналов:  
 а - входной импульс; б - выходной импульс с инверсией;  
 в - выходной импульс без инверсии

Коэффициент объединения по входу  $K_{об}$  определяет число логических входов, которые имеет микросхема. Для простейших логических элементов это число равноценных входов по И либо ИЛИ. Логические элементы массового производства выпускаются с 2, 3, 4 и 8 входами. Когда возникает необходимость в большем числе входов, применяют специальные микросхемы - расширители (экспандеры) либо используют несколько однотипных логических элементов, которые соединяют с учетом законов булевой алгебры.

Более сложные устройства содержат и другие входы: адресные, установочные, разрешающие, входы синхронизации и т.д. По отношению к предыдущим каскадам каждый такой вход обычно представляет такую же нагрузку, как и логические (информационные) входы.

Помехоустойчивость или, как ее еще называют, шумовой иммунитет определяет допустимое напряжение помех на входах микросхемы и непосредственно связана с ее передаточной характеристикой. В общем случае этот параметр оценивается по нескольким показателям. В зависимости от продолжительности помехи различают статическую и динамическую помехоустойчивость. Статическую помехоустойчивость связывают с помехами, длительность которых больше времени переходных процессов, а динамическую - с кратковременными помехами. Для обоих видов помехоустойчивости может учитываться воздействие напряжения низкого и высокого уровней.

Статической помехоустойчивостью по низкому уровню считают разность:

$$U_{ном}^0 = \left| U_{вых.маx}^0 - U_{вх.маx}^0 \right|, \quad (4.71)$$

где  $U_{вых.маx}^0$  - максимальное допустимое напряжение низкого уровня на выходе нагруженной микросхемы;  $U_{вх.маx}^0$  - максимальное допустимое напряжение низкого уровня на входе нагружающей микросхемы.

Помехоустойчивость по высокому уровню определяют как:

$$U_{ном}^1 = \left| U_{вых.мин}^1 - U_{вх.мин}^1 \right|, \quad (4.72)$$

здесь  $U_{вых.мин}^1$  - минимальное напряжение высокого уровня на выходе нагруженной микросхемы;  $U_{вх.мин}^1$  - минимальное допустимое напряжение высокого уровня на нагружающем входе.

Статическая помехоустойчивость служит основным показателем защищенности микросхем от помех. В справочниках приводят одну величину,  $U_{ном}^0$  или  $U_{ном}^1$ , ту, что меньше.

Динамическая помехоустойчивость выше статической, так как при кратковременных помехах сказываются паразитные емкости и инерционные процессы в микросхеме. Динамическая помехоустойчивость в справочных данных не указывается, потому что зависит не только от типа микросхемы, но и от условий ее работы.

Энергия (работа) переключения определяется как  $A = P_{ном} t_{зд.р.ср}$ . Параметр характеризует качество разработки и исполнения микросхемы. Для большинства семейств цифровых микросхем энергия переключения находится в пределах 0,1...500 пДж. Чем меньше этот параметр, тем выше качество разработки. С другой стороны, для микросхем с высокой помехоустойчивостью большая энергия переключения является благом, так как импульсы помех даже

большой амплитуды, но недостаточной энергии не создадут ложных срабатываний.

Надежность характеризуется тремя взаимосвязанными показателями: интенсивностью отказов  $\lambda$ , наработкой на отказ  $T$  и вероятностью безотказной работы  $P(t)$  в течение заданного времени  $t$ . В интегральных микросхемах отсутствует перегрев, они мало подвержены вибрациям и ударам, технология производства обеспечивает высокое качество продукции, и поэтому их надежность во много раз выше, чем у изделий, собранных из отдельных деталей.

Интенсивность отказов определяется в ходе испытаний большой партии изделий и характеризуется выражением  $\lambda = n/Nt$ , где  $n$  - число отказов в ходе испытаний;  $t$  - время испытаний, ч;  $N$  - число испытываемых изделий в партии. Интенсивность отказов для современных микросхем  $\lambda = 18^{-8} \dots 10^{-9}, \text{ч}^{-1}$ . По этому параметру можно вычислить и остальные показатели надежности:  $T = 1/\lambda$ , ч, и  $P(t) = e^{-\lambda t}$ ; приняв  $\lambda = 10^{-8} \text{ч}^{-1}$ , а  $t = 15000 \text{ч}$ , можно найти, что вероятность безотказной работы составит  $P(t) = 0,998$ , т.е. 99,8 %, а это исключительно высокий показатель надежности.

Стойкость микросхем к механическим и климатическим воздействиям очень высока. Они способны нормально работать при интенсивных механических нагрузках (вибрация, удары, центробежные силы) и в неблагоприятных климатических условиях: при повышенной влажности (до 98 % при 25 °С) и в большом температурном диапазоне (от -10 до +70°С для микросхем широкого применения и от -60 до +125°С - специального).

#### 4.5.5. Условные обозначения серий цифровых микросхем

По конструктивно-технологическому исполнению все цифровые ИС делятся на группы. По характеру выполняемых функций в аппаратуре ИС подразделяются на подгруппы (например, логические элементы, триггеры и т. д.) и виды внутри подгрупп (например, триггеры универсальные, счетные, с задержкой и т.д.). Разделение цифровых ИС на подгруппы и виды по функциональному назначению приведено в табл. 4.13.

По принятой системе ГОСТ 17021-75 обозначение ИС должно состоять из четырех элементов. Первый - цифра (1, 5, 7), обозначающая конструктивно-технологическое исполнение ИС; второй - цифры, обозначающие порядковый номер серии микросхемы от 000 до- 999 либо от 00 до 99. Первые два элемента определяют номер серии ИС. Третий элемент - две буквы, соответствующие подгруппе и виду по функциональному назначению, ■ четвертый - порядковый номер ИС по функциональному признаку в данной, серии. Буквы К, КМ, КР перед условным обозначением микросхем характеризуют условия их приемки на заводе-изготовителе и особенности конструктивного исполнения.

Таблица 4.13. Буквенная маркировка цифровых интегральных микросхем

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
Формирователи:	
импульсов прямоугольной формы	АГ
импульсов специальной формы	АФ
прочие	АП
Схемы вычислительных средств:	
схемы сопряжения с магистралью	ВА
схемы синхронизации	ВБ
схемы управления вводом-выводом (схемы интерфейса)	ВВ
контроллеры	ВГ
микро-ЭВМ	ВЕ
специализированные схемы	ВЖ
времязадающие схемы	ВИ
комбинированные схемы	ВК
микропроцессоры	ВМ
схемы управления прерыванием	ВН
прочие	ВП
функциональные расширители (в том числе расширители разрядности данных)	ВР
микропроцессорные секции	ВС
схемы управления памятью	ВТ
схемы микропрограммного управления	ВУ
функциональные преобразователи информации (арифметические, тригонометрические, логарифмические, быстрого преобразования Фурье и др.)	ВФ
Генераторы:	
прямоугольных сигналов	ГГ
сигналов специальной формы	ГФ
Схемы арифметических и дискретных устройств:	
арифметическо-логические устройства	ИА
шифраторы	ИБ
дешифраторы	ид
счетчики	ИЕ

Продолжение табл. 4.13

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
комбинированные	ИК
полусумматоры	ИЛ
сумматоры	ИМ
прочие	ИП
регистры	ИР
Коммутаторы и ключи:	
напряжения	КН
прочие	КП
тока	КТ
Логические элементы:	
элемент И - НЕ	ЛА
элемент И -НЕ/ИЛИ -НЕ	ЛБ
расширители	ЛД
элемент ИЛИ - НЕ	ЛЕ
элемент И	ЛИ
элемент И - ИЛИ - НЕ/И -ИЛИ	ЛК
элемент ИЛИ	ЛЛ
элемент ИЛИ - НЕ/ИЛИ	ЛМ
элемент НЕ	ЛН
прочие	ЛП
элемент И - ИЛИ - НЕ	ЛР
элемент И - ИЛИ	ЛС
Преобразователи сигналов:	
уровня (согласователи)	ПУ
код - код	ПР
Схемы запоминающих устройств (ЗУ):	
ассоциативные ЗУ	РА
матрицы постоянных ЗУ	РВ
постоянные ЗУ (масочные)	РЕ
матрицы оперативных ЗУ	РМ
прочие	РП



Окончание табл. 4.13

Подгруппа и вид ИС	Обозначение
постоянные ЗУ с возможностью многократного электрического перепрограммирования	РР
постоянные ЗУ с возможностью однократного программирования	РТ
оперативные ЗУ	РУ
постоянные ЗУ с ультрафиолетовым стиранием и электрической записью информации	РФ
Триггеры:	
универсальные (типа JK)	ТВ
динамические	ТД
комбинированные	ТК
Шмитта	ТЛ
с задержкой (типа D)	ТМ
прочие	ТП
с отдельным запуском (типа RS)	ТР
счетные (типа T)	ТТ
Многофункциональные схемы:	
цифровые	ХЛ
комбинированные	ХК
Цифровые матрицы	ХМ
Прочие	ХП

Иногда в конце условного обозначения добавляется буква, определяющая технологический разброс электрических параметров данного типоминиала. Например, запись КР1533ЛА3 обозначает, что имеем микросхему широкого применения (К), в пластмассовом корпусе (Р), полупроводниковую (1), серии 533, выполняющую функцию логического элемента И-НЕ, порядковый номер в подгруппе – 3.

## 4.6. Микропроцессорные средства

### 4.6.1. Терминология

Серия интегральных микросхем - совокупность типов микросхем, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного применения.

Микропроцессорная интегральная микросхема - микросхема, выполняющая функцию микропроцессора (микроконтроллера) или его части.

Микропроцессорная секция - микропроцессорная интегральная микросхема, реализующая часть микропроцессора (микроконтроллера) и обладающая средствами простого функционального объединения с однотипными или другими микропроцессорными секциями для построения законченных микропроцессоров, микроконтроллеров или микро-ЭВМ.

Однокристалльный микропроцессор (ОМП) - микропроцессор, выполненный в виде большой интегральной схемы.

Однокристалльная микро-ЭВМ (ОЭВМ) - микро-ЭВМ, выполненная в виде большой интегральной схемы.

Однокристалльная микросистема - управляющая микропроцессорная система, выполненная в виде одной большой интегральной микросхемы.

Микропроцессорный комплект интегральных микросхем - совокупность микропроцессорных и других интегральных микросхем, совместимых по архитектуре, конструктивному исполнению и электрическим параметрам и обеспечивающих возможность совместного применения.

Микропроцессорный набор - совокупность микропроцессорных и других интегральных микросхем микропроцессорного комплекта ИС, номенклатура и количество которых необходимы и достаточны для построения конкретного изделия вычислительной или управляющей техники.

Секционированный микропроцессорный комплект - микропроцессорный комплект, состоящий из микропроцессорных секций.

Комплект однокристалльного микропроцессора - микропроцессорный комплект микросхем, в котором каждое из основных функциональных устройств, включая микропроцессор, выполнено в виде одной большой интегральной микросхемы с встроенным системным интерфейсом.

Микропроцессор - программно-управляемое устройство, осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управления им, построенное на одной или нескольких интегральных микросхемах.

Центральный микропроцессор - микропроцессор, непосредственно осуществляющий процесс обработки данных в однопроцессорной системе или организацию работы неоднородной мультипроцессорной системы.

Периферийный микропроцессор (сопроцессор) - микропроцессор, выполняющий под управлением центрального микропроцессора определенную функцию в микропроцессорной системе.

Специализированный микропроцессор - микропроцессор, структура которого оптимизирована для решения определенного класса задач.

Арифметический микропроцессор - специализированный микропроцессор, структура которого оптимизирована для выполнения арифметических операций.

Разрядность микропроцессора - число разрядов регистров арифметического логического устройства (АЛУ) микропроцессора.

Адресное пространство микропроцессора - совокупность адресов внутренних регистров, внутренних ЗУ и регистров периферийных устройств, для обращения к которым достаточно содержимого регистра адреса микропроцессора.

Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) - внутреннее запоминающее устройство, обеспечивающее возможность оперативного изменения информации, используемое для записи, хранения и выдачи информации, в том числе во время выполнения программы, и имеющее длительность цикла обращения, соизмеримую с длительностью цикла выполнения микропроцессором основных операций.

Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) - запоминающее устройство с неизменяемым содержимым памяти.

Программируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) - постоянное запоминающее устройство, в которое информация заносится однократно потребителем не в составе изделия и не может быть впоследствии изменена.

Репрограммируемое постоянное запоминающее устройство (РПЗУ) - постоянное запоминающее устройство, в котором информация может неоднократно изменяться при помощи специальных средств стирания и записи.

Энергонезависимое оперативное запоминающее устройство - оперативное запоминающее устройство, в котором информация сохраняется при отключении электропитания.

Магистраль - совокупность соединительных линий и схем, обеспечивающих требуемые параметры передаваемых по линиям электрических сигналов, по которым информация передается от одного или одного из нескольких источников информации к одному из нескольких или к нескольким приемникам.

Двунаправленная магистраль - магистраль, по линиям связи которой сигналы могут передаваться в любом направлении, но не одновременно.

Однонаправленная магистраль - магистраль, по каждой из линий связи которой сигналы могут передаваться только в одном направлении.

Базовый кристалл микросхемы - кристалл интегральной микросхемы с определенным набором сформированных в нем не соединенных между собой двоичных логических элементов и (или) узлов из них, используемый для создания интегральных микросхем путем изготовления избирательных межэлементных соединений.

Матричная микросхема - интегральная микросхема, изготовленная путем соединения элементов базового кристалла микросхемы между собой и с контактными площадками по индивидуальной схеме.

Регистр общего назначения (РОН) - программно доступный для пользователя регистр микропроцессора.

#### 4.6.2. Классификация микропроцессоров и микропроцессорных комплектов микросхем

Микропроцессорные интегральные микросхемы, производимые в РФ, могут быть классифицированы по следующим признакам.

По технологии изготовления - микропроцессоры, полученные на основе:

*p*-МДП - технологии - серии К145ИК18, К145ИК19, К1814;

*n*-МДП - технологии - серии КР580, КР581, К1801, К1809, КМ1810, КН1811, КМ1813, КР1816;

КМДП - технологии - серии КР587, К588;

ТТЛДШ - технологии-серии К589, КР1802, КМ 1804;

И<sup>2</sup>Л-технологии - серии К583, К584, КА1808;

ЭСЛ - технологии - серия К1800.

По типу архитектуры микропроцессоры можно разделить на секционные и однокристалльные, а также однокристалльные микро-ЭВМ.

Секционный микропроцессор предназначен для обработки нескольких разрядов данных (часть микропроцессора); он обладает средствами достаточно простого функционального объединения с однотипными или другими микропроцессорными секциями для построения законченных микропроцессоров и микро-ЭВМ. Управление таким микропроцессором осуществляется микропрограммным способом. К секционным МПК микросхем следует отнести серии К583, К584, КР587, К589, К1800, КР1802, КМ 1804.

Однокристалльный микропроцессор - программно управляемое устройство с фиксированной системой команд, осуществляющее процесс обработки цифровой информации с фиксированной разрядностью и управления им, построенное на одной интегральной микросхеме. Как правило, для расширения функциональных возможностей однокристалльного микропроцессора его дополняют другими типами микросхем. Однокристалльный микропроцессор является ядром МПК. К однокристалльным микропроцессорам следует отнести серии КР580, КР581, К588, К1801, КА1808, КМ 1810, КН1811.

Однокристалльная микро-ЭВМ - микросхема, содержащая, кроме микропроцессора с фиксированной разрядностью, оперативную и (или) постоянную память. К однокристалльным микро-ЭВМ следует отнести серии К145ИК18, К145ИК19, КМ1813, К1814, КР1816.

По назначению различают универсальные и специализированные микропроцессоры. Универсальные МП могут быть использованы в различных видах вычислительной техники и цифровой автоматики. На специализированных

МП может быть построен лишь определенный класс аппаратуры. К универсальным следует отнести МПК серий КР580, КР581, К583, К584, КР587, К588, К589, К1800, К1801, КР1802, КМ 1804, К1809, КМ 1810, КН1811 КМ1813, КР1816, к специализированным - КН5ИК18, К145ИК19, КА1808, К1814.

По разрядности данных, обрабатываемых микросхемой, все МПК можно разделить на:

- 2-разрядные - серия К589;
- 4-разрядные-серии К145ИК18, К145ИК19, К584, КР587, К1800, КМ 1804, К1814;
- 8-разрядные - серии КР580, К583, КР1802, КР1816, КМ1813;
- 16-разрядные - серии КР581, К588, К1801, К1809, КМ1610, КН1811.

По виду обрабатываемой информации микропроцессоры могут быть разделены на цифровые и аналоговые. В цифровых МП прием, обработка и выдача информации ведутся в цифровой форме. В аналоговых МП информация поступает на вход в аналоговой форме, а затем преобразуется в цифровую и в таком виде обрабатывается микропроцессором. Результаты обработки преобразуются в аналоговую форму и поступают на выход. Из рассмотренных аналоговым следует считать МП серии КМ1813, все остальные - цифровые.

По виду временной организации работы микропроцессорные комплекты микросхем подразделяются на синхронные и асинхронные. В синхронных МП начало и конец выполнения команд задаются устройством управления. Время выполнения команд при этом не зависит от их вида и величин операндов.

В асинхронных микропроцессорах начало выполнения каждой следующей команды определяется по сигналу фактического окончания выполнения предыдущей операции.

По числу одновременно выполняемых программ микропроцессоры разделяются на одно- и много- или мультипрограммные. В однопрограммных МП выполняется одна программа, переход к исполнению следующей программы происходит после завершения предыдущей. В много- или мультипрограммных микропроцессорах одновременно выполняются несколько программ.

#### 4.6.3. Однокристалльные микроЭВМ семейства МК48

##### 1.1. Общие сведения об однокристалльных микроЭВМ семейства МК48

Семейство МК48 включает ряд моделей ОМЭВМ, функциональный состав и технические характеристики которых отражают как различие в идеологическом подходе к применению ОМЭВМ, так и прогресс технологии СБИС. Все модели, входящие в семейство МК48, являются полностью совместимыми по системе команд, назначению и разводке выводов, совокупности основных функциональных устройств из базового набора семейства.

Первое поколение отечественных ОМЭВМ семейства МК48 - БИС КМ1816ВЕ48 и КР1816ВЕ35 являются функционально-конструктивными аналогами БИС соответственно 8748 и 8035 фирмы Intel, США, выполнены по *n* -

канальной МОП - технологии, что обусловило следующие ограничения: уровень интеграции до 18 тыс. транзисторов на кристалле, частота следования тактовых сигналов - 6,0 МГц, объем внутренней памяти ОЗУ - 64 байта, ППЗУ - 1 Кбайт и минимальное время цикла - 2,5 мкс.

Второе поколение - БИС КР1816ВЕ49, КР1816ВЕ39 (аналоги БИС 8049 и 8039 фирмы Intel) выполнено по n-канальной МОП - технологии с пропорциональным масштабированием, что позволило повысить уровень интеграции до 36 тыс. транзисторов на кристалле, частоту следования тактовых сигналов до 11,0 МГц, увеличить объем ОЗУ до 128 байт, ПЗУ - до 2 Кбайт и снизить минимальное время цикла до 1,36 мкс.

Третье поколение семейства МК48 - БИС ОМЭВМ серии К1830: КР1830ВЕ48, КР1830ВЕ35 (аналоги БИС 80С48, 80С35 фирмы Intel) выполнено по КМОП - технологии, что позволило на порядок уменьшить ток потребления по сравнению с БИС КМ1816ВЕ48, КР1816ВЕ35 при сохранении остальных параметров.

ОМЭВМ КМ1816ВЕ48, КР1816ВЕ35, КР1830ВЕ48 и КР1830ВЕ35 полностью идентичны в части структурной реализации. При этом в БИС КМ1816ВЕ48 программная память размещается во внутреннем ППЗУ с ультрафиолетовым стиранием, а в БИС КР1830ВЕ48 - во внутреннем ПЗУ масочного типа. Таким образом, оперативность программирования ППЗУ позволяет использовать ОМЭВМ КМ1816ВЕ48 при создании контроллеров единичных экземпляров или мелкосерийных изделий. Потребители БИС КР1830ВЕ48 лишены такой возможности, так как программирование ПЗУ осуществляется в процессе изготовления БИС по данным "прошивки" заказа потребителя.

В микросхемах КР1816ВЕ35 и КР1830ВЕ35 в отличие от БИС КМ1816ВЕ48, КР1830ВЕ48 память программ реализуется только за счет подключения внешней памяти любого типа (ОЗУ, ППЗУ, ПЗУ) общим объемом до 4 Кбайт. Эта особенность позволяет использовать их в качестве отладочного варианта, когда память программ реализуется в ОЗУ, что позволяет легко модифицировать отлаживаемые программы.

ОМЭВМ КР1816ВЕ49 и КР1816ВЕ39 имеют одну и ту же структуру, одинаковые схемотехнические решения и технические характеристики, за исключением памяти программ: ОМЭВМ КР1816ВЕ49 имеет внутреннюю память программы объемом 2 Кбайт, выполненную в виде масочного ПЗУ, а ОМЭВМ КР1816ВЕ39 может использоваться только с внешним ЗУ программ. Реализация программной памяти КР1816ВЕ49 в виде ПЗУ обуславливает целесообразность применения этих ОМЭВМ только для изделий средне- и крупносерийного производства, что обеспечивает в этом случае низкую стоимость ОМЭВМ. В качестве отладочной модели, а также при разработке единичных экземпляров изделий целесообразно использовать ОМЭВМ КР1816ВЕ39 с внешней программной памятью.

В общем виде основные отличительные особенности ОМЭВМ семейства МК48 представлены в табл. 4.14.

Таблица 4.14 – Однокристалльные микроЭВМ серии МК48

Микросхемы	Аналог	Объем внутренней памяти программ, байт	Тип памяти программ, байт	Объем памяти данных, байт	Максимальная частота следования тактовых сигналов, МГц	Ток потребления, мА
КР1816ВЕ35	8035	Нет	внешн.	64	6,0	135,0
КР1816ВЕ48	8748	1К	УФППЗУ	64	6,0	135,0
КР1816ВЕ39	8039	Нет	внешн.	128	11,0	110,0
КР1816ВЕ49	8049	2К	ПЗУ	128	11,0	110,0
КР1830ВЕ35	80С35	Нет	внешн.	64	6,0	8,0
КР1830ВЕ48	80С48	1К	ПЗУ	64	6,0	8,0

В ОМЭВМ предусмотрена возможность расширения памяти программ до 4 Кбайт, памяти данных до 384 байт и увеличения числа линий ввода-вывода за счет подключения внешних кристаллов памяти программ, ОЗУ и БИС интерфейсов.

Ориентация ОМЭВМ на преимущественное применение в системах управления отразилась на структуре и функциональных характеристиках отдельных устройств. Так, например, процессорное устройство по эффективности вычислительных операций и способов адресации уступает 8-разрядному микропроцессору КР580ВМ80А, однако, оно реализует ряд логических операций над отдельными разрядами аккумулятора и портов ввода-вывода, что повышает его эффективность при выполнении алгоритмов управления.

Наличие трех 8-разрядных портов ввода-вывода P0, P1, P2 в ОМЭВМ решает проблему расширения как памяти программ, так и памяти данных, а также обеспечивает возможность обмена информацией с периферией.

Программист, работающий с ОМЭВМ семейства МК48, располагает двумя программно переключаемыми банками регистров общего назначения, каждый из которых содержит по 8 регистров и расположен на общем адресном пространстве ОЗУ. Нулевой банк РОНО занимает адреса 0...7, первый банк

РОН1 занимает адреса 24...31. Регистры активного в данный момент банка РОН прямо адресуются большим количеством инструкций.

Кроме того, все ячейки ОЗУ, включая стек, адресуются косвенно с использованием нулевого или первого регистров банка РОН.

Ячейки ОЗУ с адресами 8. . .23 могут использоваться в качестве стека с глубиной 8, каждому уровню которого соответствуют два байта. При обращении к подпрограмме один байт представляет младшие разряды адреса возврата, второй - содержит четыре старших разряда адреса возврата, а остальные полбайта сохраняют четыре старших разряда слова состояния программы.

#### 4.6.4. Микроконтроллеры AVR и PIC

AVR - самая обширная производственная серия микроконтроллеров корпорации Atmel. Прогресс данной технологии наблюдался в снижении удельного энергопотребления (мА/МГц), расширения диапазона питающих напряжений (до 1,8 В) для продления ресурса батарейных систем, увеличении быстродействия до 16 млн. операций в секунду, встройкой реально-временных эмуляторов и отладчиков, реализации функции самопрограммирования, совершенствовании и расширении количества периферийных модулей, встройке специализированных устройств (радиочастотный передатчик, USB-контроллер, драйвер ЖКИ, программируемая логика, контроллер DVD, устройства защиты данных) и др.

Успех AVR-микроконтроллеров объясняется возможностью простого выполнения проекта с достижением необходимого результата в кратчайшие сроки, чему способствует доступность большого числа инструментальных средств проектирования, поставляемых, как непосредственно корпорацией Atmel, так и сторонними производителями. Ведущие сторонние производители выпускают полный спектр компиляторов, программаторов, ассемблеров, отладчиков, разъемов и адаптеров. Отличительной чертой инструментальных средств от Atmel является их невысокая стоимость.

Другой особенностью AVR-микроконтроллеров, которая способствовала их популяризации, это использование RISC-архитектуры, которая характеризуется мощным набором инструкций, большинство которых выполняются за один машинный цикл. Это означает, что при равной частоте тактового генератора они обеспечивают производительность в 12 (6) раз больше производительности предшествующих микроконтроллеров на основе CISC-архитектуры (например, MCS51). С другой стороны, в рамках одного приложения с заданным быстродействием, AVR-микроконтроллер может тактироваться в 12 (6) раз меньшей тактовой частотой, обеспечивая равное быстродействие, но при этом потребляя гораздо меньшую мощность. Таким образом, AVR-микроконтроллеры представляют более широкие возможности по оптимизации производительности/энергопотребления, что особенно важно при разработке приложений с батарейным питанием. Микроконтроллеры обеспечивают



производительность до 16 млн. операций в секунду и поддерживают флэш-память программ различной емкости: 1...256 кбайт. AVR-архитектура оптимизирована под язык высокого уровня Си, а большинство представителей семейства megaAVR содержат 8-канальный 10-разрядный АЦП, а также совместимый с IEEE 1149.1 интерфейс JTAG или debugWIRE для встроенной отладки. Кроме того, все микроконтроллеры megaAVR с флэш-памятью емкостью 16 кбайт и более могут программироваться через интерфейс JTAG.

Микроконтроллеры серий PIC16C5x, PIC16c71, PIC16c(F)84, производимые компанией Microchip Technology, относятся к семейству КМОП микроконтроллеров с внутренним ПЗУ, которые отличаются низкой стоимостью, высокой производительностью, 8-битовыми операциями с данными. Они основаны на RISC архитектуре и программируются всего через 33 команды, шириной в одно слово ПЗУ. Все команды выполняются за один цикл (200нс). PIC16C5x имеют характеристики, на порядок превосходящие конкурирующую продукцию но находятся в той же ценовой категории. Расширенные двенадцатибитные команды приводят к сжатию кода до 2:1 по сравнению с 8-битными микроконтроллерами этого же класса. Простота изучения и применения команд экономит время разработчика.

Контроллеры имеют встроенные устройства, присущие большинству прикладных систем, что позволяет снизить стоимость, потребляемую мощность и увеличить надежность конечного устройства. Например, встроенная схема сброса и запуска генератора позволяют избавиться от внешних RC схем. Предлагается четыре типа встроенных генераторов на выбор, включая экономичный LP (Low Power) и дешевый RC генераторы. Экономичный режим SLEEP, Watchdog таймер и устройство защиты кода программы снижают стоимость и увеличивают мощность плюс надежность вашей системы.

Микросхемы с ультрафиолетовым стиранием идеальны для процесса отработки программы. Одновременно существуют однократно программируемые (OTP) кристаллы. Здесь разработчик может извлечь полное преимущество из сочетания низкой цены и гибкости OTP версий.

Разработка на базе контроллеров PIC16C5x поддерживается ассемблером, программным симулятором-эмулятором (фирмы Microchip) и программатором. Существуют все эти средства для IBM, внутрисхемным RC и совместимых компьютеров.

Серия PIC16C5x подходит для широкого спектра приложений от схем высокоскоростного управления автомобильными и электрическими двигателями до экономичных удаленных приемопередатчиков, показывающих приборов и связанных процессоров. Наличие ПЗУ позволяет подстраивать параметры в прикладных программах (коды передатчика, скорости двигателя, частоты приемника и т.д.). Малые размеры корпусов, как для обычного, так и для поверхностного монтажа, делает эту серию микроконтроллеров пригодной для портативных приложений. Низкая цена, экономичность, быстрое действие, простота использования и гибкость ввода/вывода делает серию PIC16C5X привлека-

тельной даже в тех областях, где ранее не применялись микроконтроллеры. Например, таймеры, замена жесткой логики в больших системах, сопроцессоры.

#### 4.6.5. Пример использования однокристалльной микроЭВМ в таксометре автомобиля

Помимо накопления текущей стоимости проезда, вычисленной согласно некоторому тарифу, таксометр должен также вычислять стоимость проезда при изменяющейся расценке. Он должен обладать способностью умножать тариф на некоторый коэффициент, определяемый временем суток и днем недели (наибольшие расценки - в вечернее время выходных дней), делить стоимость проезда при наличии нескольких пассажиров-попутчиков и т. д. В данном примере с целью его упрощения рассматриваются простейшие функции. Предполагается, что таксометр накапливает общую стоимость проезда, основываясь как на минимальной стоимости проезда, так и на тарифе, который вступает в действие после того, как пройден путь, при котором эта минимальная стоимость действовала. (Пассажиру тариф объявляется до того, как он вступает в действие.) Например, если минимальная плата за первую милю составляет 0,75 \$ и тариф при дальнейшем проезде 0,15 \$ за каждые пройденные 0,25 мили, то вначале фиксируется стоимость проезда 0,75 \$ до тех пор, пока такси не пройдет одну милю. В момент перехода на вторую милю к этой сумме прибавляется 0,15 \$. Когда такси пройдет 1,25 мили, к этой сумме вновь прибавляется 0,15 \$ и т.д. Система имеет стартовую кнопку, которая сбрасывает показания дисплея и инициирует новый цикл работы.

Система электронного таксометра показана на рис. 4.87. Для контроля пройденной дистанции используется индуктивный датчик, который выдает импульс на каждый оборот колеса (6,534 фута). Этот импульс усиливается и расширяется одновибратором. Для облегчения процедуры изменения констант при вычислениях используется диодная матрица. Можно было бы использовать для этой цели клавиатуру или наборные галетные диски, однако согласно стандартам США система, задающая тариф, должна быть защищена так, чтобы все изменения надежно контролировались.

Дистанция на диодной матрице представлена в виде числа оборотов колеса в двоичном коде. Например, если дистанция с минимальной оплатой составляет одну милю, или 808 оборотов колеса, то распайка диодов на диодной матрице должна соответствовать числу  $328_{16}$  ( $328_{16}=808_{10}$ ). Рассуждая аналогично, получаем, что 0,25 мили (оплачиваемый квант приращения дистанции) соответствует  $202_{10}$  оборотам колеса, или, что тоже самое, числу оборотов, равному  $0CA_{16}$ . Стоимость проезда задается на входах в виде двоично-кодированного десятичного числа (BCD-код). Например, минимальная стоимость 0,75 \$ представляется в виде числа 075.

Стартовая кнопка обладает «дребезгом», вызывающим серию стартовых импульсов при включении; программа должна обеспечивать компенсацию дребезга (чтобы не ставить триггерную схему защиты). Для отображения стоимости проезда используются пять 7-сегментных индикаторов и буферные микросхемы.

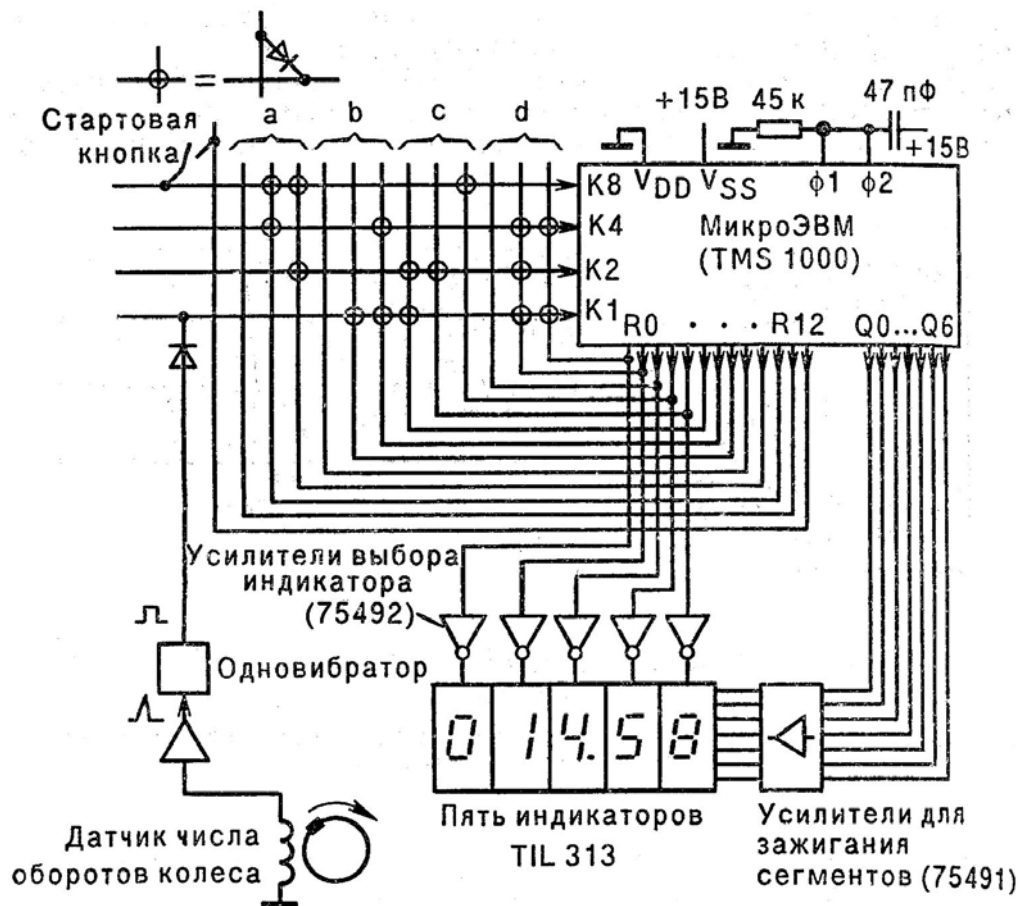


Рис. 4.87. Пример использования однокристалльной микроЭВМ в таксометре:

- a* - оплачиваемый квант приращения дистанции, распаян код  $0CA_{16}$ ;
- b* - плата за приращение дистанции, распаян код  $015_{10}$ ;
- c* - дистанция, соответствующая минимальной плате, распаян код  $328_{16}$ ;
- d* - минимальная плата (при посадке в такси), распаян код  $075_{10}$

В процессе работы производится периодическая регенерация цифр дисплея и с помощью тех же (R0-R4) и других (R5-R12) выходов порта R сканирование множества 4-разрядных чисел, заданных с помощью диодов, а также опрос стартовой кнопки. Информация на выходах порта Q служит для подсветки нужных сегментов отображаемой цифры. При  $R0=R1=\dots=R11=0$  воспринимается импульс с датчика; после окончания этого импульса можно переходить к опросу чисел, заданных на диодной матрице. Рабочая программа, хранящаяся во внутреннем ПЗУ, выполняется циклически, слежение за внешни-

ми объектами производится программно. Режим работы по прерыванию в данной микроЭВМ не предусмотрен.

#### 4.6.6. Структура и функционирование 32-разрядного микропроцессора

Современные 32-разрядные микропроцессоры используются в качестве основной элементной базы высокопроизводительных компьютеров и другой сложной функциональной цифровой техники, широко применяемой в системах связи, управления, хранения и обработки информации. Мировым лидером в разработке и производстве микропроцессоров является фирма Intel (США), которая выпустила 32-разрядные семейства i386, i486, Pentium, Pentium Pro, за которыми последовали Pentium II, III и 4, включающие по несколько типов микропроцессоров этого класса.

Архитектура этих микропроцессоров строилась таким образом, чтобы обеспечить программную совместимость с ранее выпущенными типами процессоров. Таким образом, в каждом новом процессоре сохранялось ядро старой архитектуры еще со времен процессора 8080 (1974г). Поэтому обзор структуры процессора проведем на примере процессора 80486 (i486).

Микропроцессор i486 содержит на кристалле центральный процессор, блок процессора с плавающей точкой, устройство управления, диспетчер памяти, блок предвыборки команд и данных, интерфейс магистрали (рис. 4.88).

Центральный процессор включает арифметико-логическое устройство (АЛУ), восемь 32-разрядных регистров общего назначения (регистровый файл) и многоразрядный сдвигатель, используемый при арифметических и циклических сдвигах, операциях умножения и деления. Блок процессора с плавающей точкой по своей структуре и с точки зрения программного обеспечения соответствует арифметическому сопроцессору 80387. Он имеет собственные регистры данных и управления, работает параллельно с центральным процессором и обеспечивает обработку данных с плавающей точкой в соответствии со стандартом IEEE 754-1985.

Устройство управления включает дешифратор команд, которые поступают из блока предварительной выборки (очереди команд), и блок микропрограммного управления, содержащий ПЗУ микропрограмм. Устройство управления формирует последовательность микро команд, которые поступают на все блоки микропроцессора, обеспечивающие выполнение очередной команды и переход к следующей.

Диспетчер памяти (MMU - memory management unit) состоит из блока сегментации и блока страничной адресации. Он осуществляет двухступенчатое формирование физического адреса ячейки памяти: сначала в пределах сегмента, а затем в пределах страницы.

Диспетчер обеспечивает два режима работы микропроцессора; i486 - режим реальных адресов (реальный режим) и режим защищенных виртуальных адресов (защищенный режим). В реальном режиме i486 работает как

очень быстрый микропроцессор 8086. При этом реализуется расширенный набор команд и допускается увеличение разрядности операндов и адресов до 32. В защищенном режиме могут одновременно выполняться несколько задач (программ). Задачи изолированы и защищены одна от другой и от операционной системы микропроцессора i486. Специальный механизм обеспечивает переключение задач.

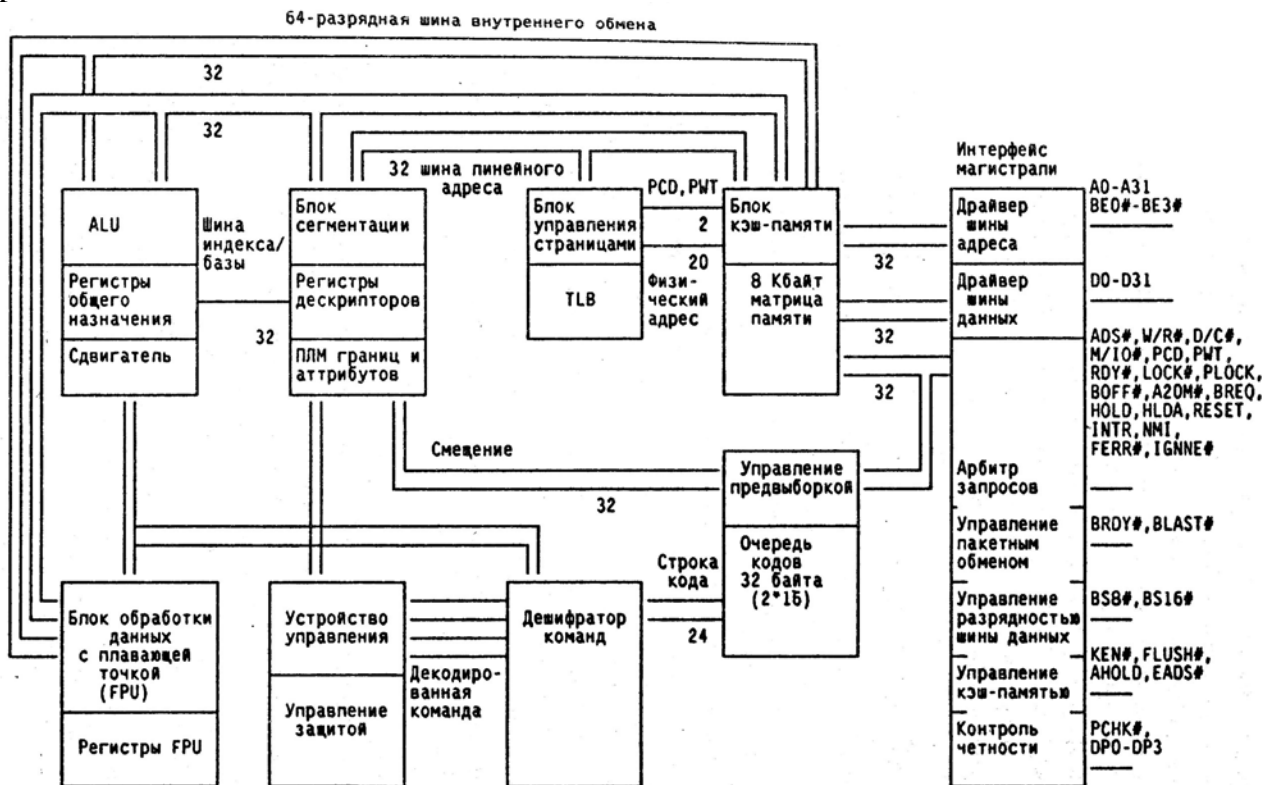


Рис. 4.88. Структура 32-разрядного микропроцессора

Для каждой выполняемой программы (задачи) устанавливается один из четырех уровней привилегий, дающих право вызова сегментов: уровень 0 - максимальные привилегии, позволяющие вызывать сегменты с любым уровнем защищенности; уровень 3 - минимальные привилегии, допускающие вызов сегментов только с минимальным уровнем защищенности 3; уровни 1, 2 имеют, соответственно, промежуточные привилегии. Устанавливаемые с помощью этих уровней правила обращения обеспечивают эффективную защиту сегментов от несанкционированного доступа. Предусмотрены также возможности управления доступом к устройствам ввода/вывода.

Сегментация является средством управления пространством логических адресов, она обеспечивает мобильность и повышает защищенность программ. Сегментированная память представляет собой набор блоков, характеризуемых определенными атрибутами, такими, как расположение, размер, тип (стек, программа, данные), характеристика защиты. В системе на основе микропроцессора i486 каждой задаче доступны до 16387 сегментов величиной до 4

Гбайт каждый. Следовательно, обеспечивается возможность использования до 64 Тбайт виртуальной памяти для каждой задачи.

Блок страничной адресации действует на более низком уровне, разбиение памяти на страницы возможно только в защищенном режиме. Каждый сегмент делится на страницы размером по 4 Кбайт, которые могут размещаться в любом месте памяти.

Наличие блоков сегментации и страничной адресации, их одно временное функционирование обеспечивают максимальную гибкость проектируемой системы. Сегментация полезна для организации в памяти локальных модулей и является инструментом программиста, в то время как страницы нужны системному программисту для эффективного использования физической памяти системы.

Блок предвыборки команд и данных включает устройство предвыборки команд и внутреннюю кэш-память. Первое осуществляет заполнение очереди команд длиной 32 байта, причем выборка байтов из памяти производится в промежутках между магистральными циклами команд. Внутренняя кэш-память размером 8 Кбайт позволяет существенно повысить производительность микропроцессора за счет буферизации в ней часто используемых команд и данных, сокращения числа обращений к внешней памяти. Она представляет собой 4-входовую ассоциативную память со стратегией сквозной записи. Внутренняя кэш-память имеет несколько режимов работы, обеспечивающих гибкость при выполнении рабочих программ и в процессе отладки. Заполнение строки кэш-памяти осуществляется быстрыми пакетными циклами. Отдельные страницы памяти могут быть закрыты для кэширования аппаратно или программно.

Интерфейс магистрали реализует протоколы обмена микропроцессора i486 с памятью, контроллерами ввода/вывода, другими активными устройствами системы. Обмен осуществляется с помощью 32-разрядной двунаправленной шины данных, 34-разрядной шины адреса и 32-разрядной шины управления.

Шина данных микропроцессора i486 двунаправленная, ее разрядность может изменяться в ходе работы. За один цикл могут быть переданы 8, 16 или 32 бита. Шина адреса включает тридцать адресных линий (A31-A2) и четыре линии выбора байтов (BE3#-BE0#). Сигналы выбора байтов определяют, какие байты 32-разрядной шины данных участвуют в текущем цикле обмена. Это позволяет без дополнительной аппаратуры согласовать 32-разрядную шину данных микропроцессора с байтной организацией памяти системы. Линии адреса A31-A2 являются двунаправленными, адрес вводится в микропроцессор в циклах закрытия строки кэш-памяти. Шина управления включает одиннадцать выводов, сигналы которых управляют циклами магистрали, и двадцать один вывод управления состоянием процессора, взаимодействием с другими активными устройствами магистрали.

Основными отличиями циклов магистрали микропроцессора i486 являются: машинный такт длительностью в один период внешнего синхросигнала, наличие механизма пакетной передачи для пересылки длинных операндов, улучшенный арбитраж магистрали, возможность организации 8-разрядной шины данных, контроль передаваемых данных по четности.

#### 4.6.6.1. Регистры микропроцессора i486

Можно выделить следующие группы регистров:

Основные функциональные регистры: - регистры общего назначения; - указатель команд; - регистр флагов; - регистры сегментов.

Регистры процессора обработки чисел: с плавающей точкой (FPU) - регистры данных; - регистр тэгов; - регистр состояния; - указатели команд и данных FPU; - регистр управления FPU.

Системные регистры: - регистры управления микропроцессора; - регистры системных адресов.

Регистры отладки и тестирования.



Рис. 4.89. Основные функциональные регистры микропроцессора i486

Все 16-разрядные регистры микропроцессоров 8086, 80186 и 80286 входят в состав набора 32-разрядных регистров i486. Регистры первых двух групп используются при выполнении прикладных программ, регистры третьей группы - при выполнении системных программ, регистры четвертой группы - при отладке программ и тестировании микропроцессора. Системные регистры, регистры отладки и тестирования доступны только на уровне привилегий 0.

Набор основных функциональных регистров микропроцессора i486 (рис. 4.89) идентичен соответствующим регистрам МП 80386. Содержимое этих регистров определяется текущей задачей, т.е. в эти регистры автоматически загружается новое значение при переключении задач.

Регистры общего назначения. Восемь 32-разрядных регистров общего назначения предназначены для хранения данных и адресов (рис. 4.89), имеют имена EAX, EBX, ECX, EDX, ESI, EDI, EBP, ESP. Они поддерживают работу с данными разрядностью 1, 8, 16, < 32 и 64 бита, битовыми полями длиной от 1 до 32 бит и адресами размером 16 и 32 бита. Младшие 16 разрядов этих регистров доступны отдельно при использовании имен AX, BX, CX, DX, SI, DI, BP, SP. При операциях с байтами можно отдельно обращаться к младшему байту (разряды 0 - 7) и старшему байту (разряды 8-15) регистров AX, BX, CX, DX.

Младшие байты имеют имена AL, BL, CL, DL, старшие байты - AH, BH, CH, DH. Доступ к отдельным байтам обеспечивает дополнительную гибкость при операциях с данными.

#### 4.6.7. Обзор современных платформ для настольных компьютеров

##### 4.6.7.1. Платформа Intel для настольных компьютеров

На смену снятому с производства модельному ряду процессоров Intel Pentium 4, в настоящее время пришел модельный ряд двухъядерных процессоров на ядре Presler состоящий из четырех моделей: процессора Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 и четырех процессоров семейства Intel Pentium D 9xx: 950, 940, 930 и 920. Чипсет Intel 975X Express (Glenwood)

Вместе с новым процессором Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 компания Intel представила новый чипсет Intel 975X Express, который является логическим продолжением чипсета Intel 955X Express. Основное отличие чипсета Intel 975X Express от его предшественника 955X Express заключается в том, что в Intel 975X Express реализована поддержка двух графических карт, объединяемых по технологии CrossFire. При этом материнские платы на основе чипсета Intel 975X Express имеют по два слота с интерфейсом PCI Express x16. При использовании одной видеокарты PCI Express-слот работает в режиме x16, а в случае двух видеокарт каждый из слотов функционирует в режиме PCI Express x8.



Контроллер памяти чипсета Intel 975X Express поддерживает память DDR2-667 в двухканальном режиме, а шина памяти имеет пропускную способность 10,7 Гбайт/с, что делает ее сбалансированной с пропускной способностью процессорной шины. Всего поддерживается до 8 Гбайт памяти, причем реализована поддержка памяти с ECC. Кроме того, в контроллере памяти реализована технология оптимизации производительности памяти (Intel PAT). Частота FSB может составлять как 800, так и 1066 МГц.

В качестве южного моста используется концентратор ввода-вывода ICH7R, поддерживающий четырехканальный SATA RAID-контроллер с технологией Intel Matrix Storage, восьмиканальный звук аудиоформата Intel High Definition Audio, PCI-шину и шесть слотов шины PCI Express x1.

Каждое ядро процессора имеет микроархитектуру NetBurst. Отметим, что из семейства всех двухъядерных процессоров на ядре Presler процессор Intel Pentium Processor Extreme Edition 955 - единственный, поддерживающий технологию Hyper-Threading, что в совокупности обеспечивает обработку до четырех потоков. Поэтому с точки зрения операционной системы один такой физический процессор определяется как четыре логических процессора.

Каждое ядро процессора имеет собственный кэш второго уровня (L2) объемом 2 Мбайт, поэтому общий объем кэша L2 составляет 4 Мбайт.

Семейство двухъядерных моделей процессоров Intel Pentium D 9xx представлено четырьмя моделями.

Разница между процессорами серии Intel Pentium D 9xx заключается в тактовой частоте. Так, процессору Intel Pentium D 950 соответствует частота 3,4 ГГц, процессору Intel Pentium D 940 - 3,2 ГГц, процессору Intel Pentium D 930 - 3,0 ГГц, а процессору Intel Pentium D 920 - 2,8 ГГц.

Intel Pentium D процессор продолжает настольную линию изделий фирмы Интел. Pentium D процессор использует (FC-LGA4) технологию сокета, и включает LGA разъем с 775 контактами, названный как LGA775. Pentium D процессор, подобно процессору Intel Pentium 4 в сокете с 775 контактами, использует Intel NetBurst микроархитектура и поддерживает традицию совместимости с IA-32 программным обеспечением.

#### 4.6.7.2. Процессоры Intel Core 2 Duo для мобильных платформ

Процессоры Core 2 основаны на принципиально иной по сравнению с Pentium 4 архитектуре. Процессоры на ядре Conroe, официально называемые Intel Core 2 Duo, являются дальнейшим развитием архитектуры Core, представленной в начале этого (2006) года в составе мобильной платформы Intel Centrino Duo. В свою очередь, процессор Core является переработанной версией процессора Pentium M, который был основой платформы Intel Centrino. Немного менее очевиден тот факт, что сам Pentium M был мало связан с бывшим тогда на коне Pentium 4, а представлял собой продолжение Pentium III, адаптированное под актуальные потребности, – с широкой шиной, поддер-

кой новых наборов инструкций и направленностью на минимальное энергопотребление. Таким образом, можно построить следующий эволюционный ряд: Pentium Pro - Pentium II - Pentium III - Pentium M – Core - Core 2.

Intel Core 2 – процессор двухъядерный. Поэтому в первую очередь следует отметить изменившуюся по сравнению с Pentium D идеологию. Вместо двух практически самостоятельных процессоров в одном сокете, имеется двухъядерный процессор: в Core 2 Duo, как и в первом Core Duo, используется общий кэш второго уровня, к которому оба ядра имеют равноправный доступ, а объём кэш-памяти увеличен до 4 Мбайт.

В Core 2 Duo реализованы следующие технологии:

1. Технология Intel Wide Dynamic Execution – повышает производительность и эффективность работы процессора, позволяя каждому ядру исполнять до четырех инструкций за такт с использованием эффективного 14-этапного конвейера.
2. Технология Intel Smart Memory Access – повышает производительность системы путем снижения задержек при доступе к памяти и таким образом оптимизирует использование доступной пропускной способности, благодаря чему процессор получает данные тогда, когда они требуются.
3. Технология Intel Advanced Smart Cache – общая кэш-память 2-го уровня сокращает энергопотребление, сводя к минимуму объём «трафика» в подсистеме памяти, и повышает производительность системы, обеспечивая одному из ядер доступ ко всей кэш-памяти при простое другого ядра.
4. Технология Intel Advanced Digital Media Boost – удваивает скорость выполнения команд, часто используемых в мультимедийных и графических приложениях.
5. Технология Intel 64 Technology – обеспечивает поддержку 64-разрядных вычислений, предоставляя, например, процессору доступ к большему объёму памяти.

Наиболее важно увеличение скорости исполнения инструкций, оптимизация работы с памятью, введение поддержки 64-разрядных вычислений и нового набора инструкций SSE4.

В новом процессоре достигнуто значительное снижение энергопотребления за счет внедрения следующих новых технологий:

1. Использование техпроцесса 65 нм.
2. Поддержка технологии Intel Enhanced SpeedStep – динамическое изменение тактовой частоты процессора в зависимости от текущих потребностей в вычислительной мощности.
3. Технология Ultra Fine Grained Power Control – возможность выключения тех блоков процессора, которые в данный момент не используются.
4. Снижение разрядности шины. В «лёгких» режимах большая часть пропускной способности шин не используется, поэтому разрядность их можно уменьшить без понижения производительности.

Таблица 4.15 - Сравнительное энергопотребление микропроцессоров

Процессор	Техпроцесс	Потребляемая мощность
Core 2 Extreme X6800	65 нм	75 Вт
Core 2 Duo E6700	65 нм	65 Вт
Pentium D 950	65 нм	115 Вт
Pentium D 840	90 нм	130 Вт
Athlon 64 FX-62	91 нм	125 Вт

Core 2 Duo выходит за рамки закона Мура, гласящего, что число транзисторов на кристалле удваивается каждые два года – количество транзисторов в нём меньше, чем у процессоров от AMD, и вдвое меньше, чем у Pentium D 900.

Таблица 4.16 – Количество транзисторов на кристалле процессора

Процессор	Площадь кристалла	Число транзисторов
Core 2 E6600/E6700/X6800	143 мм <sup>2</sup>	291 млн.
Core 2 Duo E6300/E6400	111 мм <sup>2</sup>	167 млн.
Pentium D 9xx	280 мм <sup>2</sup>	376 млн.
Athlon 64 FX-62	230 мм <sup>2</sup>	227 млн.

## 4.7. Электрические измерения и приборы

### 4.7.1. Основы теории электрических измерений

При эксплуатации электротехнических устройств постоянно возникает необходимость контроля и соответственно измерения электрических параметров: тока, напряжения, мощности, частоты и т.д. Для этой цели применяются различные измерительные приборы. Измерение - это определение значения физической величины опытным путем.

В зависимости от способа получения результатов измерения делят на два вида: прямые и косвенные.

Прямыми называют измерения, при которых искомое значение физической величины определяют непосредственно по показанию прибора.

Косвенными называют измерения, при которых искомое значение физической величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, полученными в результате прямых измерений.

Из-за несовершенства средств и методов измерений, субъективных ошибок и случайных влияний результаты реальных измерений отличаются от дей-

ствительных значений величин. Разницу между показанием прибора и действительным значением измеряемой величины называют погрешностью прибора.

Погрешность прибора принято выражать в процентах по отношению к наибольшему показанию прибора. Например, если с помощью вольтметра со шкалой на 200 В измерялось напряжение 40 В, а вольтметр показал только 38 В, то погрешность измерения равна 2 В. По отношению к наибольшему показанию прибора (200 В) эта погрешность составляет 1%, хотя по отношению к измеряемому напряжению она равна 5%.

Абсолютная погрешность прибора есть разность между показанием прибора  $x_n$  и действительным значением измеряемой величины  $x_\partial$ :

$$\Delta x = x_n - x_\partial. \quad (4.73)$$

За действительное значение измеряемой величины принимается ее значение, найденное экспериментально (с помощью образцового прибора).

Точность измерения - степень близости результата измерения к истинному значению измеряемой физической величины. Точность измерения оценивается обычно не абсолютной, а относительной погрешностью, выраженной отношением абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины:

$$\delta = \frac{\Delta x}{x_\partial}. \quad (4.74)$$

Вследствие того, что числовые значения погрешностей выражаются не более чем двумя значащими цифрами, во многих случаях допустимо абсолютную погрешность относить к показанию измерительного прибора:

$$\delta = x_n. \quad (4.75)$$

Если для измерения тока в некоторую цепь включить амперметр, причем выходное сопротивление цепи по отношению к зажимам амперметра равно  $R$ , а напряжение холостого хода по отношению к тем же зажимам  $U$ , то действительное значение тока в цепи (при  $R_A \approx 0$ ) равняется  $I_\partial = U/R$ , а измеренное равно  $I = U/(R + R_A)$ . Относительная методическая погрешность при этом:

$$\delta_I = \frac{I - I_\partial}{I_\partial} = -\frac{R_A}{R + R_A}. \quad (4.76)$$

Для измерения напряжения на выходе устройства с выходным сопротивлением  $R$  и напряжением холостого хода  $U$  применяется вольтметр с внутренним сопротивлением  $R_V$  ( $U_V$  - напряжение на зажимах вольтметра), при этом относительная методическая погрешность измерения:

$$\delta_U = \frac{U_V - U}{U} = -\frac{R}{R + R_V}. \quad (4.77)$$

Относительная приведенная погрешность прибора есть отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению:

$$\gamma = \frac{\Delta x}{x_H} = \frac{x_{\partial} - x_n}{x_B}, \quad (4.78)$$

где  $x_B$  - верхний предел измерения прибора.

Нормирующее значение для прибора с равномерной или степенной шкалой, как правило, принимается равным конечному значению рабочей части шкалы (верхнему пределу измерения), если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы.

Класс точности прибора – это обобщенная характеристика прибора, определяемая пределами допускаемой основной погрешности и изменением показаний прибора под действием влияющих величин, а также другими свойствами прибора.

Зная класс точности прибора, можно найти предел допускаемой основной погрешности - наибольшую основную погрешность прибора, допущенного к применению. В зависимости от погрешности электроизмерительные приборы подразделяются на классы. Каждый класс обозначается значением погрешности, выраженной в процентах. Наиболее точные лабораторные приборы имеют класс 0,05; 0,1; 0,2 или 0,5. Хорошие технические приборы относятся к классу 1,0 или 1,5. Имеются также и менее точные приборы класса 2,5 или 4,0.

При измерении иногда допускаются ошибки в отсчете показаний прибора. Для этого следует пользоваться понятием о цене деления шкалы.

К примеру, миллиамперметр на 100 мА имеет шкалу на 20 делений. Тогда каждому делению соответствует 5 мА. Это и будет цена делений. Если стрелка такого прибора отклоняется на три деления, то, умножив число делений на цену одного деления, т.е. умножив 3 на 5, получим значение тока 15 мА.

При пользовании измерительным прибором всегда следует сначала определить цену деления.

Перед началом измерений необходимо ознакомиться с прибором. На шкале прибора, помимо делений с цифрами и букв, обозначающих сокращенной буквой вольты ( $V$ ), амперы ( $A$ ), ватты ( $W$ ) и т.д., имеются другие условные обозначения, приведенные в табл. 4.17. Эти обозначения, как правило, наносятся в нижней части шкалы измерительного прибора. Здесь специальным знаком показана система прибора: магнитоэлектрическая, электромагнитная и т.п. Кроме того, на шкале имеется значок постоянного тока (горизонтальная черточка) или переменного тока (синусоида), а иногда и тот и другой.


Приборы постоянного тока нельзя применять для измерения в цепи переменного тока. Но зато некоторые приборы переменного тока можно использовать при измерениях постоянного тока.

Прибора магнитоэлектрической системы измеряют среднее значение (постоянную составляющую) измеряемой величины, т.е. применяются для измерений в цепях постоянного тока. Приборы электромагнитной системы, из-

меряют действующее значение измеряемой величины, поэтому применяются для измерений в цепях переменного тока.

Перед началом измерений, если стрелка прибора не стоит на нуле, то необходимо установить ее на нуль, вращая отверткой корректор, расположенный в нижней части корпуса прибора.

Таблица 4.17 - Условные обозначения на шкалах измерительных приборов

Обозначение	Расшифровка обозначения	Обозначение	Расшифровка обозначения
	Магнитоэлектрический прибор		Переменный и постоянный ток
	Электромагнитный прибор	1,5	Класс точности
	Электродинамический прибор		Изоляция испытана напряжением 2кВ
	Индукционный прибор		Вертикальное положение шкалы
	Постоянный ток Переменный ток		Горизонтальное положение шкалы

Следует обратить внимание на обозначения возле зажимов прибора. Например, на магнитоэлектрических приборах всегда показаны плюс и минус или один из этих знаков. Нужно подключать такие приборы с соблюдением полярности, иначе стрелка будет отклоняться в противоположную сторону.

#### 4.7.2. Магнитоэлектрические и электромагнитные приборы

Наиболее распространенными системами электроизмерительных приборов являются магнитоэлектрическая и электромагнитная.

Магнитоэлектрические приборы являются наиболее чувствительными (способными измерять малые значения тока и напряжения - тысячные и миллионные доли) и достаточно точными.

Работа магнитоэлектрических приборов основана на взаимодействии магнитного поля и проводника с током. В этих приборах между полюсами 4 сильного постоянного магнита 1 укреплен, на двух полуосях, легкая рамка 2 с обмоткой из тонкой проволоки (рис. 4.90, а). Ток к рамке подводится с помощью двух спиральных пружин 3 (волосков). Для усиления магнитного поля внутри рамки помещен цилиндр 6 из мягкой стали и, следовательно, рамка может вращаться в воздушном промежутке между этим цилиндром и полюсными концевиками магнита. Чтобы уравновесить подвижную систему, к

рамке прикреплены стерженьки с грузиками 5. Они главным образом являются противовесом для стрелки. Когда через обмотку рамки проходит ток, то поле магнита действует на проводники рамки и поворачивает ее. Чем больше ток, тем больше поворачивается рамка, преодолевая противодействие пружинок.

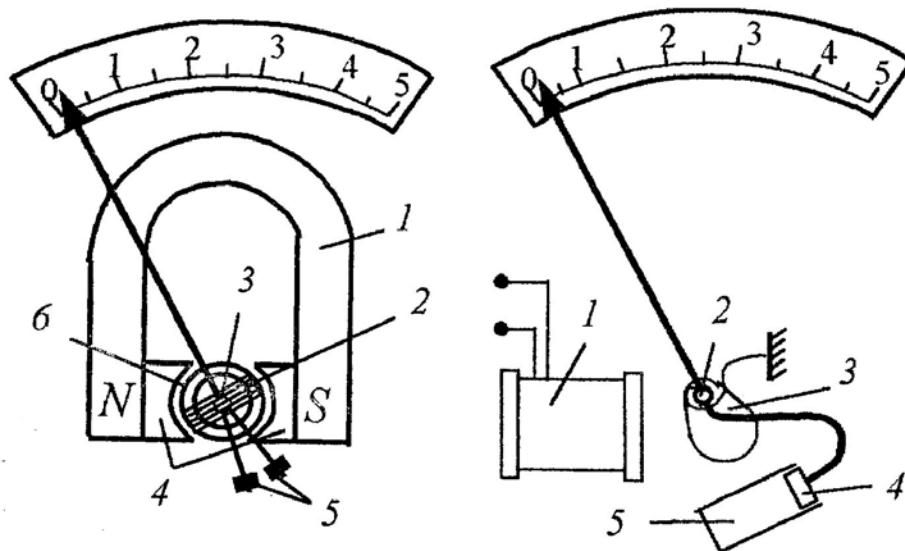


Рис. 4.90. Устройство приборов:  
*а* - магнитоэлектрической системы; *б* - электромагнитной системы

Ток в обмотке рамки создает магнитное поле, которое взаимодействует с магнитным полем постоянного магнита. В результате возникает вращающий момент, стремящийся повернуть рамку. Пружинки (волоски) создают противодействующий момент. Поворот подвижной системы происходит до тех пор, пока вращающий момент не станет равен противодействующему моменту.

Если изменить направление тока, то рамка будет вращаться в противоположную сторону. Таким образом, магнитоэлектрические приборы пригодны только для измерения в цепях постоянного тока. Шкала этих приборов равномерная. Рамка имеет небольшое сопротивление, поэтому для измерений больших токов и напряжений необходимо в первом случае пользоваться шунтами, а во втором - добавочными резисторами.

Электромагнитные приборы относятся к числу наиболее простых электроизмерительных приборов (рис. 4.90, *б*). В приборах ток проходит по катушке 1 и создает магнитное поле, стремящееся втянуть внутрь катушки сердечник в виде пластинки из мягкой стали 3, укрепленной на оси 2 со стрелкой. Чем больше ток, тем сильнее втягивается сердечник и тем больше отклоняется стрелка. В нулевом положении подвижная система удерживается спиральной пружинкой.

Чтобы стрелка после отклонения не колебалась, в приборе обычно используется воздушный или магнитный успокоитель (демпферы).

Воздушный успокоитель состоит из трубки 5, в которой движется поршень 4 (рис. 4.90, *б*), соединенный с подвижной системой. Между поршнем и стенками трубки имеется воздушный зазор. Воздух сопротивляется движению

поршня и успокаивает подвижную систему. В магнитном успокоителе колебания тормозятся за счет взаимодействия вихревых токов с полем постоянных магнитов.

Шкала электромагнитных приборов неравномерная. В начале шкалы деления мелкие, затем они увеличиваются. Втягивание катушки в сердечник не зависит от направления тока. Поэтому электромагнитные приборы пригодны для измерений в цепях постоянного и переменного токов. Электромагнитные приборы обладают небольшой чувствительностью и их поэтому не изготавливают для измерения малых токов и напряжений.

#### 4.7.3. Электродинамические и индукционные приборы

В приборах электродинамической системы вращающий момент создается взаимодействием токов в подвижной 2 и неподвижных 3 и 4 катушках (рис. 4.91). По конструкции они ближе похожи с приборами электромагнитной системы. Однако в их конструкции отсутствует электромагнит (ферромагнитные материалы). Подвижная катушка жестко крепится на одной оси с указательной стрелкой прибора 1. При этом вращательные движения катушки вокруг оси осуществляются внутри двух секций неподвижных катушек. На рис. 4.91 показаны также камера 5 и поршень 6 воздушного успокоителя.

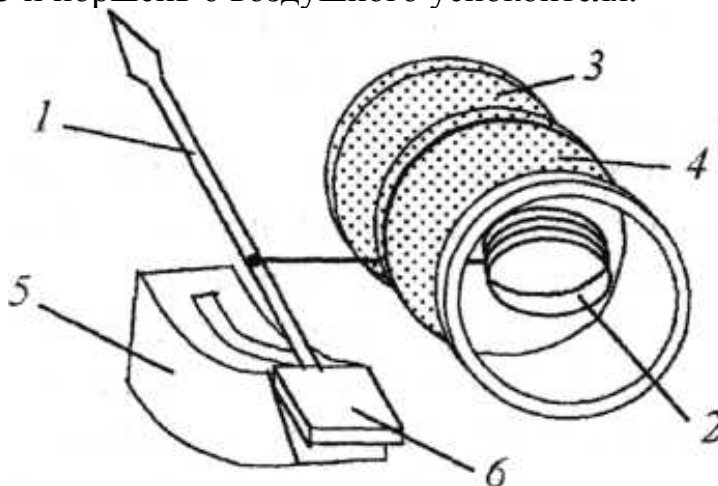


Рис. 4.91. Устройство прибора электродинамической системы

Угол поворота подвижной части при включении электродинамического прибора в цепь постоянного тока пропорционален произведению токов, проходящих через катушки. В цепи переменного тока средний за период вращающий момент и угол поворота подвижной части прибора зависят не только от действующих значений токов, но и от косинуса угла сдвига фаз между ними.

Приборы электродинамической системы используют в качестве амперметров, вольтметров и ваттметров, причем шкала амперметров и вольтметров квадратичная, а ваттметров - равномерная.



Электродинамические приборы из-за отсутствия ферромагнитных материалов в механизме являются одними из наиболее точных приборов (класс точности: 0,1; 0,2 и 0,5) и используются в качестве лабораторных.

К основным недостаткам этих приборов следует отнести высокая стоимость из-за сложности изготовления, относительно большое собственное потребление мощности (0,5...15 Вт) и влияние внешних магнитных полей на точность показаний.

Принцип работы индукционных приборов аналогичен принципу работы индукционных реле. Индукционный механизм этих приборов состоит из двух неподвижных магнитопроводов с обмотками и подвижного алюминиевого диска, укрепленного на оси. Магнитные потоки, создаваемые синусоидальными токами обмоток и притягивающие диск, смещены в пространстве. Индуцируемые в диске токи, взаимодействуют с потоками электромагнита, создают вращающееся магнитное поле, под влиянием которого диск вращается.

Обмотка одного электромагнита с большим числом витков (обмотка напряжения) включается параллельно нагрузке, а обмотка другого электромагнита (обмотка тока), с малым числом витков, включается в цепь последовательно с нагрузкой.

Вращение диска через червячную передачу и систему зубчатых колес передается счетному механизму. Таким образом, частота вращения диска прибора пропорциональна мощности контролируемой нагрузки.

Измерительные приборы на базе индукционных механизмов используются главным образом в качестве однофазных и трехфазных счетчиков электроэнергии переменного тока. Счетчики имеют классы точности: 1,0; 2,0 и 2,5.

#### 4.7.4. Электронные и цифровые приборы

Электронные приборы представляют собой сочетание различных электронных преобразователей и магнитоэлектрического прибора и служат для измерения различных электрических величин. Принцип действия электронных аналоговых приборов основан на преобразовании измеряемой величины, поступающей от магнитоэлектрического прибора, в импульсы, которые поступают на измерительный механизм.

Современные электронные приборы имеют погрешность измерения 0,5...3 %.

Принцип действия цифровых измерительных приборов основан на преобразовании измеряемого непрерывного сигнала в электрический код, отображаемый в цифровой форме.

В общем случае цифровой прибор содержит входное устройство, аналого-цифровой преобразователь и цифровое отсчетное устройство.

Входное устройство предназначено для обеспечения большого входного сопротивления, изменения пределов измерения и определения полярности входного сигнала.

Аналого-цифровой преобразователь преобразует аналоговую величину в дискретный сигнал в виде электрического кода, пропорционального измеряемой величине. Результат измерения регистрируется на табло цифрового отсчетного устройства.

Достоинством цифровых приборов являются: малая погрешность измерения (0,1...0,001 %) в широком диапазоне измерений; высокое быстродействие (до 500 измерений в секунду); выдача результатов в цифровом виде; возможность совместно работать с ЭВМ.

К недостаткам цифровых приборов следует отнести: сложность конструкции (низкая надежность); высокая стоимость.

Таким образом, при эксплуатации электротехнических устройств постоянно возникает необходимость контроля и соответственно измерения параметров электроэнергии.

Приборы магнитоэлектрической системы предназначены для измерений в цепях постоянного тока, а приборами электромагнитной системы можно производить измерения как в цепях переменного, так и в цепях постоянного тока. Однако приборы электромагнитной системы имеют ниже класс точности в сравнении с приборами магнитоэлектрической системы.

Приборами электродинамической системы также производят измерения в цепях переменного и постоянного тока. Они имеют класс точности выше, чем у приборов электромагнитной и магнитоэлектрической систем, однако имеют высокую стоимость.

Высокую стоимость также имеют электронные и цифровые приборы, но эти приборы имеют самый высокий класс точности в сравнении с рассматриваемыми системами приборов.

#### 4.7.5. Измерение тока и напряжения

Приборы для измерения тока и напряжения -это амперметры и вольтметры, имеют одинаковые по устройству измерительные механизмы, но отличаются параметрами измерительных схем и различным образом включаются в измерительную цепь.

Амперметр включают в цепь последовательно с потребителем электроэнергии  $R$  (рис. 4.92, *а*), а вольтметр параллельно (рис. 4.92, *б*). Амперметр ни в коем случае нельзя включать параллельно источнику тока, так как вследствие малого сопротивления прибора произойдет КЗ и прибор сгорит.

Для увеличения (расширения) пределов измерения амперметров в цепях постоянного тока применяются шунты.

Шунтом называется сопротивление, которое присоединяется параллельно выводам амперметра (параллельно внутреннему сопротивлению прибора), чтобы увеличить диапазон измерений (рис. 4.92, *в*).

Измеряемый ток  $I$  разделяется между шунтом ( $R_{Ш}, I_{Ш}$ ) и амперметром ( $R_A, I_A$ ) обратно пропорционально их сопротивлениям.

Сопротивление шунта:

$$R_{Ш} = \frac{R_A I_A}{I - I_A}. \quad (4.79)$$

Для увеличения диапазона измерений в  $n$  раз шунт должен иметь сопротивление:

$$R_{Ш} = \frac{R_A}{n - 1}. \quad (4.80)$$

Если амперметр предназначен для постоянной работы с шунтом, то шкалу его градуируют сразу в значениях измеряемого тока с учетом шунтирования.

Для изменения пределов измерения вольтметра в цепях постоянного тока последовательно с измерительным механизмом включается добавочный резистор (рис. 4.92, з). Это расширяет пределы измерения напряжения. Для расширения пределов измерения вольтметра в  $n$  раз, необходимо чтобы добавочный резистор имел сопротивление:

$$R_D = R_V (n - 1), \quad (4.81)$$

где  $R_V$  - сопротивление вольтметра.

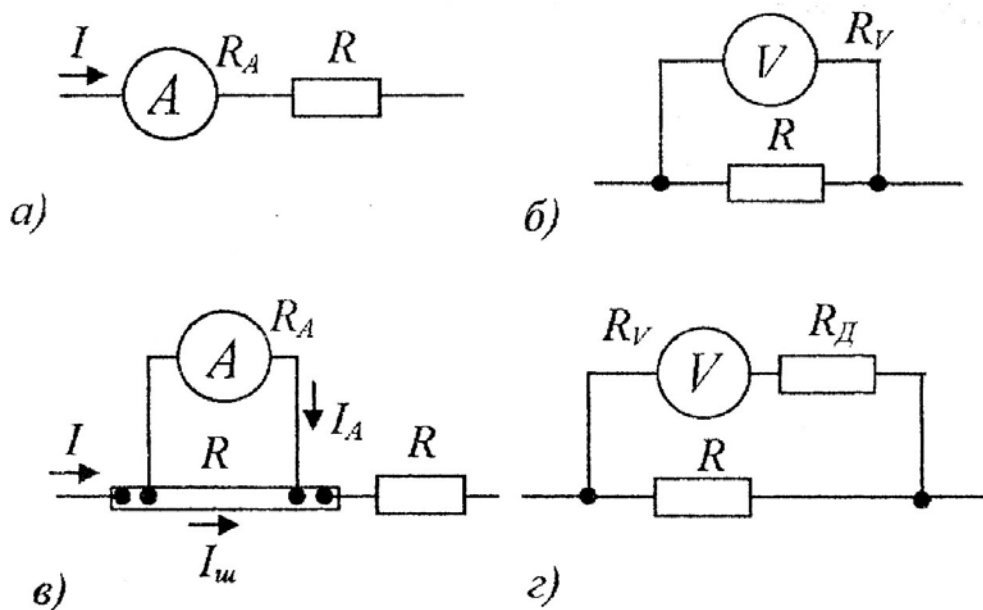


Рис. 4.92. Схемы включения амперметров и вольтметров в контролируемую цепь

В цепях переменного тока высокого напряжения в целях безопасности, а также для расширения пределов измерения измерительные приборы включаются через измерительные трансформаторы напряжения и тока.

Измерительный трансформатор напряжения по устройству не отличается от силовых трансформаторов. Его первичную обмотку включают в цепь измеряемого напряжения, а вторичную обмотку подключают к вольтметру. С учетом значения коэффициента трансформации и показаний вольтметра определяется значение напряжения контролируемой цепи.

Измерительный трансформатор тока служит для преобразования токов больших значений (до десятков тысяч ампер) в токи малых значений (до 5 А). При этом первичную обмотку трансформатора тока включают в контролируемую цепь последовательно, а вторичную обмотку замыкают на амперметр.

#### 4.7.6. Измерение мощности и учет электроэнергии

Мощность в электрических цепях измеряют прямым и косвенным способами. При прямом измерении используют ваттметры, при косвенном - амперметры и вольтметры.

Как правило, в цепях постоянного тока применяется косвенный метод измерения мощности (рис. 4.93, а). Однако для определения полной мощности цепи переменного тока также могут применяться амперметры и вольтметры.

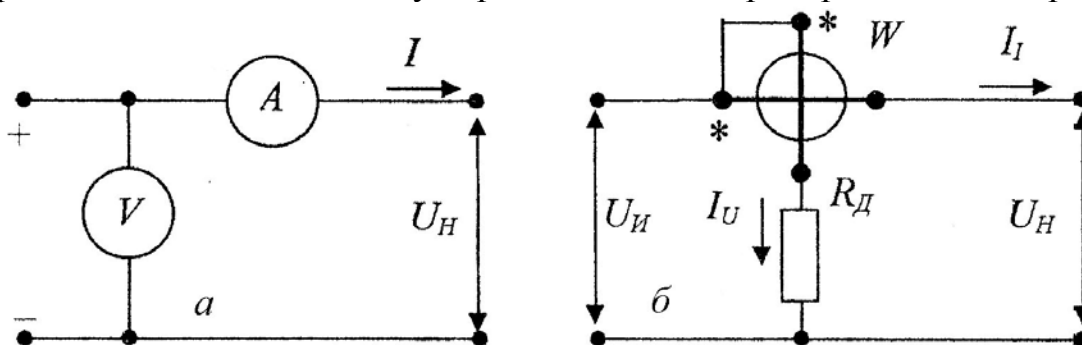


Рис. 4.93. Измерение мощности: а - косвенным способом; б - схема включения ваттметра в однофазную измерительную цепь

Активную мощность измеряют ваттметрами, как правило, электродинамической системы. Ваттметр имеет две измерительные цепи: тока (неподвижная катушка, включаемая как амперметр в контролируемую цепь) и напряжения (подвижная катушка с добавочным резистором, включаемая в цепь, как и вольтметр - параллельно электроприемнику). Вращающий момент измерительного механизма ваттметра пропорционален произведению токов его цепей  $I_1$  и  $I_U$  и косинусу углу сдвига фаз между ними.

Во избежание неправильного подключения ваттметра в контролируемую цепь начало измерительных цепей ваттметров отмечают знаком звездочки (рис. 4.93, б). Эти выводы называются генераторными и они должны быть подключены к одному полюсу источника электроэнергии.

Мощность трехфазного тока при равномерной нагрузке измеряют одним однофазным ваттметром. Мощность, потребляемая тремя фазами, будет в три

раза больше измеренной. В четырехпроводной системе, а также несимметричной трехпроводной, мощность может быть измерена тремя однофазными ваттметрами, каждый из которых измеряет мощность одной из фаз (рис. 4.94, а).

При неравномерной нагрузке фаз мощность потребителя при трехпроводной системе может быть измерена двумя однофазными ваттметрами, включенными по схеме показанной на рис. 4.94, б. При такой схеме включения мощность потребителя равна алгебраической сумме показаний ваттметров.

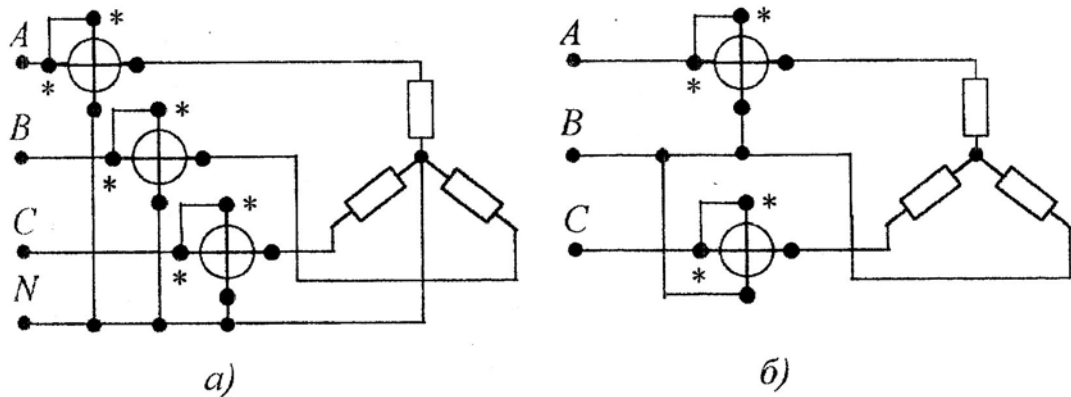


Рис. 17.4. Схемы включения ваттметров в трехфазную цепь

Если стрелка одного из ваттметров (рис. 4.94, б) смещается влево от нуля, нужно изменить направление тока в цепи напряжения этого прибора и определить мощность как разность показаний ваттметров.

Для учета электроэнергии применяются индукционные счетчики. Их подключают в контролируемую электрическую цепь по тем же схемам, что и ваттметры.

Для расширения пределов измерения ваттметров и счетчиков в их токовые цепи включают шунты или измерительные трансформаторы тока, а в цепи напряжения добавочные резисторы или трансформаторы напряжения.

#### 4.7.7. Измерение сопротивлений, индуктивности и емкости

Сопротивления  $R$ , индуктивности  $L$  и емкости  $C$  определяют методами прямого и косвенного измерения.

Электрические сопротивления электротехнических устройств можно условно разделить на малые (до 1 Ом), средние (от 1 Ом до  $10^5$  Ом) и большие (выше  $10^5$  Ом). Для измерения малых и средних сопротивлений применяют совместное включение амперметра и вольтметра (косвенный метод). Для измерения средних сопротивлений используются также омметры (прямой метод). Кроме того, для измерения больших сопротивлений используются мегаомметры (прямой метод).

Используя косвенный метод амперметра-вольтметра, измеряемое сопротивление  $R_x$  определяют из соотношения  $R_x = U_V / I_A$ , где  $U_V$  и  $I_A$  - показания вольтметра и амперметра. Для измерения малых сопротивлений используют схему, показанную на рис. 4.95. *а*, так как вольтметр имеет большое внутреннее сопротивление. При измерении средних сопротивлений приборы включают в цепь так, как показано на рис. 4.95, *б*, так как амперметр имеет малое внутреннее сопротивление.

Для измерения средних сопротивлений используются омметры, состоящие из магнитоэлектрического измерительного прибора, добавочного резистора и батареи.

Для измерения сопротивления изоляции используют мегомметры. Мегомметр состоит из логометрического измерительного прибора (логометра) и встроенного магнитоэлектрического генератора с напряжением 500 и 1000 В, приводимого в действие вручную. Благодаря использованию логометра показания прибора не зависят от скорости вращения рукоятки привода генератора.

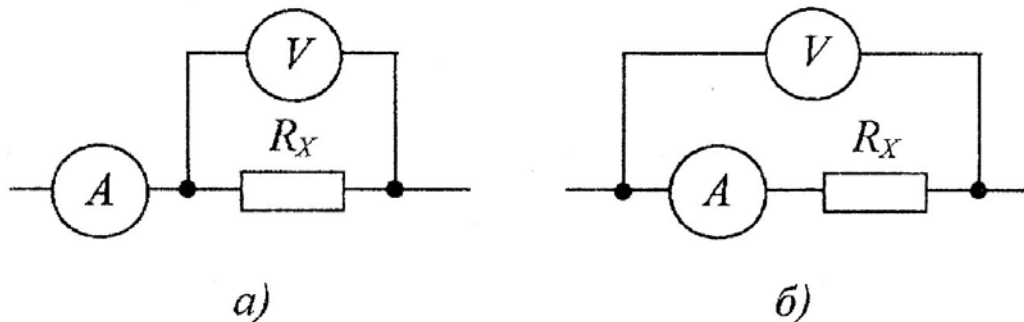


Рис. 4.95. Схемы измерения сопротивлений косвенным методом

С большой точностью малые и средние сопротивления измеряют методом сравнения с образцовым сопротивлением. На рис. 4.96 приведена схема измерительной цепи, состоящая из источника питания  $E$ , образцового резистора  $R_o$ , измеряемого сопротивления  $R_x$ , переключателя  $\Pi$  на две позиции, амперметра  $A$ , регулировочного резистора  $R_p$  и вольтметра  $V$ .

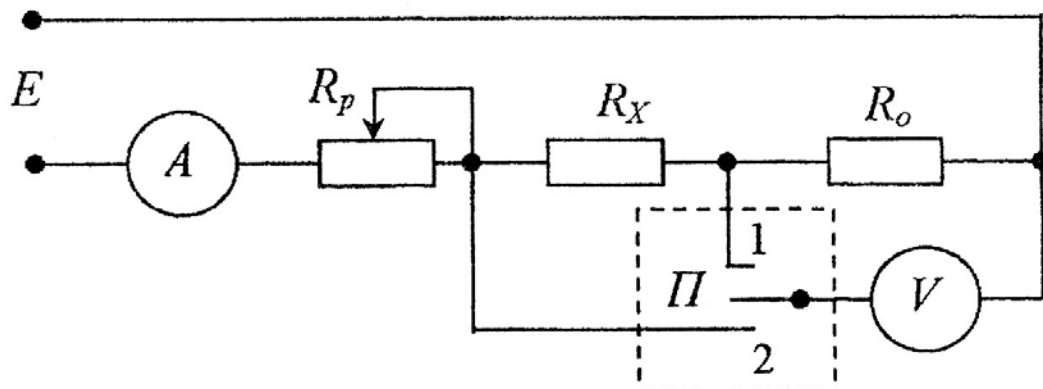


Рис. 4.96. Схема для измерения малых сопротивлений методом сравнения с образцовым сопротивлением

При двух положениях переключателя определяют напряжения  $U_1$  и  $U_2$ . Затем вычисляется сопротивление по формуле:

$$R_x = R_o \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.82)$$

Для измерения сопротивлений косвенным методом применяются измерительные мосты. Измерительный мост состоит из четырех плеч и двух диагоналей (рис. 4.97). В одно плечо моста включают неизвестное сопротивление  $R_x$ , а в другие резисторы  $R_1, R_2, R_3$ . В одну диагональ включают источник ЭДС  $E$ , в другую - нуль-индикатор  $НИ$ .

Мост находится в равновесии при нулевом отклонении указателя  $НИ$ . Это имеет место, если соблюдается условие равновесия моста:

$$R_x R_2 = R_1 R_3. \quad (4.83)$$

Точность измерения измерительными мостами определяется чувствительностью нуль-индикатора (магнитоэлектрического гальванометра).

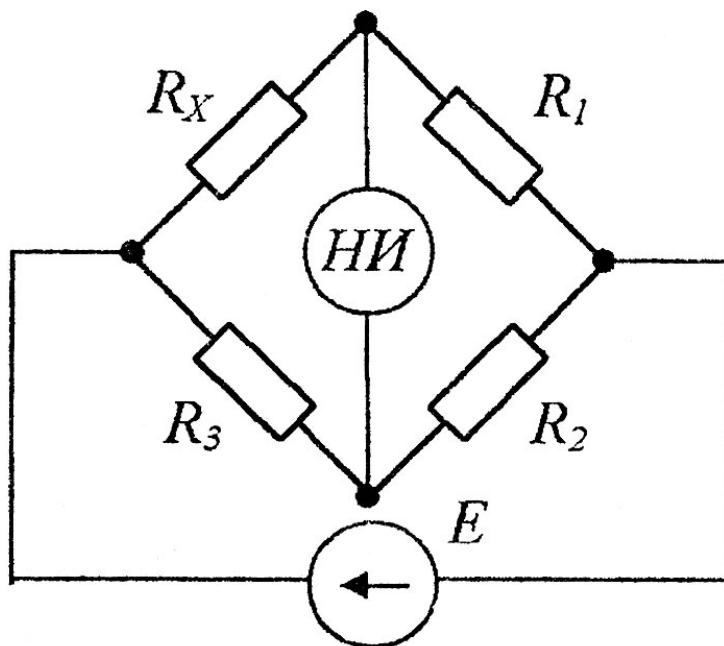


Рис. 4.97. Схема измерительного моста постоянного тока

Для измерения индуктивности и емкости используют специальные цифровые приборы. Однако индуктивность и емкость можно определить косвенными методами с использованием амперметра, вольтметра и ваттметра (рис. 4.98).

Результаты измерений действующих значений тока  $I$  и напряжения  $U$ , активной мощности  $P$  позволяют вычислить полное сопротивление:

$$Z_x = \frac{U}{I}; \quad (4.84)$$

активное сопротивление:

$$R = \frac{P}{I^2}; \quad (4.85)$$

реактивное сопротивление

$$X = \sqrt{Z_x^2 - R^2}. \quad (4.86)$$

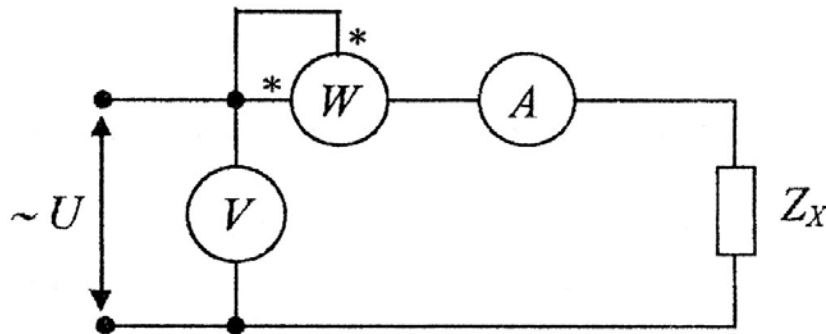


Рис. 4.98. Схема измерения емкости и индуктивности

Если измеряемой величиной является индуктивность, то она определяется по формуле:

$$L_x = \frac{x_L}{\omega}, \quad (4.87)$$

если емкость:

$$C_x = \frac{1}{\omega X_C}. \quad (4.88)$$

Таким образом, рассмотренные схемы и способы измерений электрических параметров цепи позволят в зависимости от наличия тех или иных измерительных приборов применять прямые или косвенные методы измерений.

Как правило, прямые измерения имеют более высокую точность результатов измерений, поскольку для измерения используется один прибор.

#### 4.7.8. Электрические измерения неэлектрических величин

Современная электроизмерительная техника располагает совершенными и удобными в экспериментальном отношении методами измерений электрических величин, таких, как ток и напряжение, индуктивное, емкостное и омическое сопротивления электрической цепи, фаза и частота переменного ЭДС и т.п. Благодаря существенным преимуществам электрических методов измерений (высокая точность и чувствительность, обеспечение дистанционности измерений и пр.) получили широкое распространение косвенные методы измерений, заключающиеся в однозначном преобразовании измеряемой неэлектрической величины в электрическую с последующим определением последней.



Преобразование неэлектрических величин в электрические осуществляется с помощью устройств, которые принято называть датчиками или преобразователями. Тип и конструкция датчика определяются необходимым преобразованием, т.е. преобразуемой входной неэлектрической и выходной электрической величинами, а также условиями его работы.

Входными неэлектрическими величинами датчиков могут быть механические величины (линейные и угловые перемещения, скорость, ускорение, сила и моменты сил, упругость, частота колебаний, размеры, вес и объем различных тел), физические величины (температура, количество тепла, теплоемкость, тепловое сопротивление, магнитные свойства материала, цвет, освещенность, световой поток, сила света, интенсивность излучения), химические величины (концентрация вещества и его количество) и органические величины (связанные с физиологическими процессами).

Выходными электрическими величинами датчиков обычно являются активное, индуктивное или емкостное сопротивления, ток, ЭДС или падение напряжения, частота и фаза переменного тока.

Важнейшей характеристикой всех типов датчиков является их чувствительность  $S$ , определяемая как отношение приращения выходной величины  $\Delta M$  датчика к соответствующему приращению входной величины  $\Delta N$ :

$$S = \frac{\Delta M}{\Delta N}. \quad (4.89)$$

Чувствительность датчиков с линейной зависимостью выходной величины от входной является величиной постоянной. У нелинейных датчиков чувствительность изменяется с изменением входной величины.

Датчик должен обеспечивать возможность получения непрерывной зависимости выходной величины от измеряемой входной, достаточную чувствительность и необходимую точность преобразования, необходимый диапазон изменений измеряемой величины, удобное согласование с измерительной аппаратурой. Он не должен оказывать существенного обратного влияния на измеряемую неэлектрическую величину и должен быть малоинерционным.

Электрическая величина на выходе датчика, характеризующая входную неэлектрическую величину, должна быть преобразована с помощью измерительной схемы в наиболее удобный для измерения вид. На выходе измерительной схемы электрическая величина измеряется с помощью измерителя, роль которого может выполнять электрический прибор или другое устройство, выполняющее измерительные функции. Таким образом, электрический прибор для измерения неэлектрической величины в общем случае состоит из датчика, измерительной схемы и измерителя. Он может быть использован как самостоятельный прибор или же, как составная часть системы автоматического регулирования различных процессов.

#### 4.7.8.1. Омические датчики

Реостатные датчики представляют собой переменное сопротивление (рис. 19-1, а), подвижной контакт которого механически связан с объектом преобразуемого перемещения (линейного или углового). Выходной электрической величиной такого датчика является омическое сопротивление.

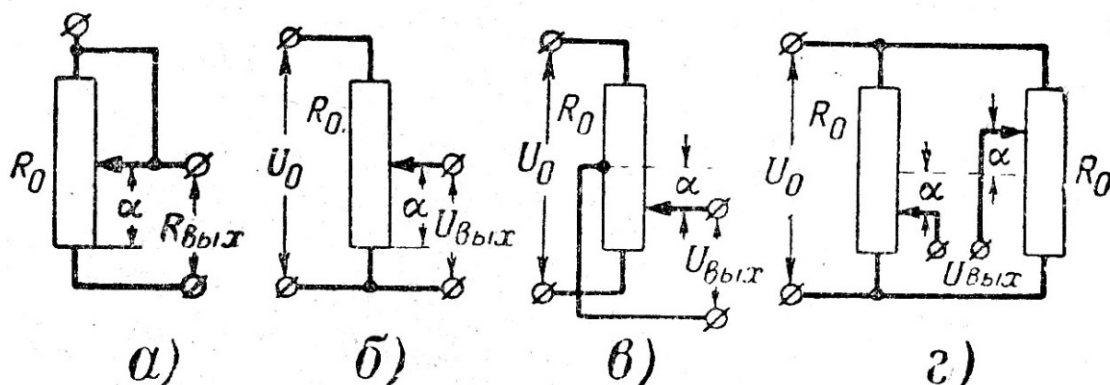


Рис. 4.99. Схемы реостатных датчиков:

- а - реостатный датчик;
- б - потенциметрический датчик;
- в - потенциметрический датчик, фиксирующий величину и направление перемещения;
- г - потенциметрический датчик удвоенной чувствительности, фиксирующий величину и направление перемещения

Часто реостатный датчик включается в электрическую цепь делителем напряжения. В этом случае его называют потенциметрическим датчиком. Выходной величиной такого датчика будет падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных контактов (рис. 4.99, б).

Зависимость выходного напряжения  $U_{вых}$  от величины перемещения подвижного контакта  $\alpha$  соответствует закону изменения сопротивления вдоль потенциометра между неподвижным и подвижным контактами. У потенциометров с линейно изменяющимся сопротивлением выбор неподвижного контакта не влияет на закономерность изменения выходного напряжения. У потенциометров же с нелинейной закономерностью изменения сопротивления при смене положения неподвижного контакта меняется и закономерность изменения выходного напряжения датчика.

В обычно используемых датчиках с линейно изменяющимся сопротивлением выходное напряжение изменяется пропорционально величине смещения скользящего контакта:

$$U_{вых} = \frac{U_0}{\alpha_{max}} \alpha. \quad (4.90)$$

Чувствительность такого потенциметрического датчика определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta \alpha} = \frac{U_0}{\alpha_{\text{max}}}. \quad (4.91)$$

Она может быть повышена за счет увеличения питающего напряжения  $U_0$ . Предел увеличения чувствительности определяется допустимой мощностью рассеяния на сопротивления датчика  $P_{\text{max}}$ :

$$S_{\text{max}} = \frac{\sqrt{P_{\text{max}} R_0}}{\alpha_{\text{max}}}. \quad (4.92)$$

При больших величинах сопротивления датчика  $R_0$  предел увеличения чувствительности ограничивается электрической прочностью конструкции датчика.

Чувствительность реостатных датчиков сравнительно невелика и составляет 3...5 В/мм. Точность преобразования с помощью реостатного датчика зависит от стабильности питающего напряжения, точности изготовления сопротивления датчика, его температурной стабильности и других факторов. Она может быть достаточно высокой (до 0,5%).

Достоинствами реостатных датчиков являются их высокая стабильность и точность преобразования, простота конструкции, малый вес и габариты, возможность питания постоянным и переменным током, простота регулировки. Наличие подвижного контакта ограничивает срок службы датчиков и ухудшает надежность их работы.

Реостатные датчики используются в системах автоматического регулирования, аналоговых счетно-решающих и других устройствах, а также для измерения механических перемещений, геометрических размеров, уровня жидкостей и т. п.

Проволочные тензометрические датчики. Принцип их действия основан на свойстве металлической проволоки изменять свое сопротивление при ее растяжении внешней силой. При растягивании проволоки ее сопротивление изменяется за счет увеличения длины, уменьшения сечения и изменения удельного сопротивления.

Относительное изменение сопротивления проволоки датчика  $\Delta R/R_0$  зависит от относительного удлинения этой проволоки  $\Delta l/l_0$  и определяется выражением:

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \delta \frac{\Delta l}{l_0}. \quad (4.93)$$

Коэффициент  $\delta$  называется относительной чувствительностью (тензо-чувствительностью) проволочного датчика. В табл. 4.18 приведены значения  $\delta$  для некоторых материалов, из которых изготавливаются датчики.

Таблица 4.18 - Характеристика некоторых материалов, применяемых для изготовления проволочных датчиков

Материал	Относительная чувствительность $\delta = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0}$	Удельное сопротивление (при 20° С), ом-мм <sup>2</sup> /м	Температурный коэффициент (при 18° С)
Константан	1,9...2,2	0,47...0,51	От -40 до +21
Нихром	2	0,9...1,7	150...170
Железо-хром-алюминиевый сплав № 2	2,8...2,9	1,35...1,55	7...20

Примечание. Величина  $\delta$  зависит не только от состава сплава проволоки, но и от ее технологической обработки. Поэтому приведенные в таблице значения  $\delta$  надо считать ориентировочными.

Проволочные датчики изготавливаются из тонкой проволоки (диаметром 0,02...0,05 мм) с высоким удельным сопротивлением. Конструктивно часто они представляют собой проволочную спираль (рис. 4.100, а), наклеенную специальным клеем на тонкую бумагу, которая затем наклеивается на испытываемую деталь. Эти датчики применяются также в виде ненаклеенной спирали (рис. 4.100, б), струны и других конструкций.

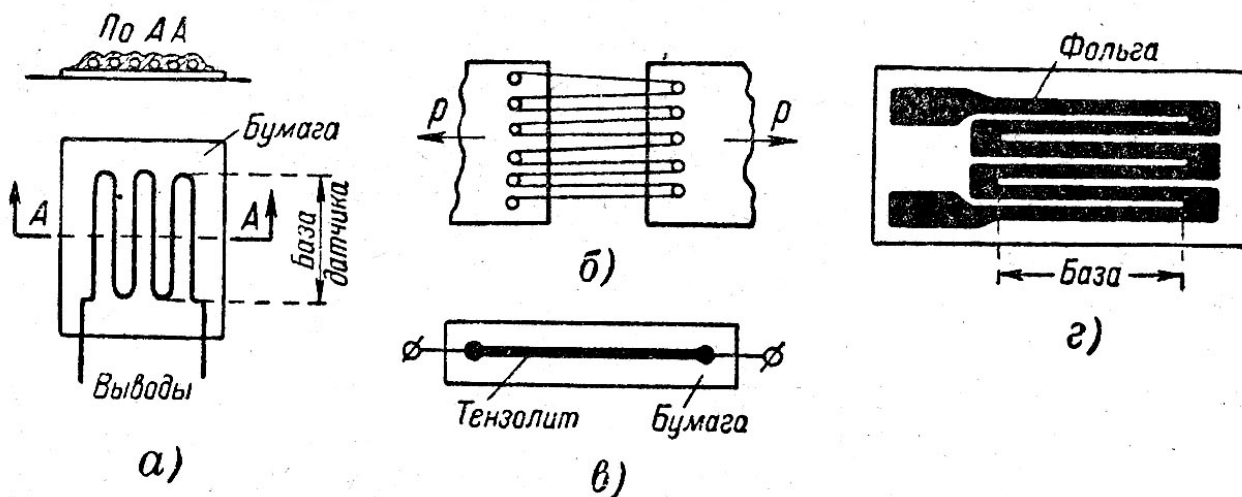


Рис. 4.100. Проволочные датчики

а - наклеенный; б - ненаклеенный; в - тензолитовый; г - фольговый.

Проволочные датчики используются при измерении малых перемещений, деформаций и вибраций (в манометрах, динамометрах, микрометрах и при испытаниях различных технических устройств). Градуировка их производится с помощью эталонных деталей, зависимость упругих деформаций которых от прилагаемых сил известна. Из партии изготовленных датчиков отбира-

ется несколько штук, и на калибровочной установке определяется их чувствительность. Затем подсчитывается средняя чувствительность, которая присваивается датчикам всей партии.

Ошибки преобразования с помощью проволочных датчиков обуславливаются зависимостью сопротивления проволоки датчика от температуры, нарушением крепления датчика на исследуемой детали и неточностью градуировки. Простейший метод компенсации температурных погрешностей проволочных датчиков состоит в том, что при преобразовании используются два датчика, которые включаются в смежные плечи мостовой измерительной схемы. При этом один из них наклеивается на испытываемую деталь, а другой не наклеивается, но оба они находятся в одинаковых температурных условиях. Изменение их сопротивления за счет окружающей температуры взаимно компенсируется в измерительной схеме. Точность преобразования проволочными датчиками составляет 1...2%.

Достоинства проволочных датчиков заключаются в том, что они позволяют исследовать весьма малые перемещения (максимальное относительное удлинение не превышает 0,3...0,5%), имеют малые габариты и вес, практически безынерционны, легко принимают форму исследуемой детали. К недостаткам их следует отнести малое изменение сопротивления датчика при изменении преобразуемой величины (менее 1%), что приводит к необходимости применения в схемах с проволочными датчиками стабильных усилителей, сильную зависимость величины сопротивления от температуры окружающей среды, малую мощность рассеяния датчиком.

Кроме обычных проволочных датчиков, находят применение также полупроводниковые датчики (тензолиты), которые изготавливаются в виде лент или проволок из полупроводников, содержащих связующие вещества (смолы), наполнитель (мел, тальк, кварц) и проводящие вещества (уголь, сажу, графит). Отрезок тензолита с отводами наклеивается на бумагу (рис. 4.100, в), а затем вместе с последней - на испытываемую деталь. Относительная чувствительность тензолитов  $\delta$  на порядок выше, чем у проволочных датчиков.

Широко используются также фольговые датчики, у которых проволочная решетка делается из фольги (рис. 4.100, г). Такие датчики, имея большую теплоотдачу, позволяют пропускать через себя большие токи, в результате чего они могут применяться без усилителей.

Датчики контактного сопротивления основаны на явлении, что контактное сопротивление между поверхностями двух твердых тел зависит от величины давления одного тела на другое. Чем больше давление, тем меньше контактное сопротивление, и наоборот.

Контактное сопротивление между поверхностью твердых тел зависит также от материала этих тел и качества обработки соприкасающихся поверхностей. Наиболее существенные изменения контактного сопротивления при изменении давления происходят в случае использования в качестве таких тел электродных углей, удельное сопротивление которых  $Q = 30...100 \text{ ом-мм}^2/\text{м}$ .

Чувствительность контактных датчиков из угольных стержней определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta p}, \quad (4.94)$$

где  $\Delta R$  - изменение контактного сопротивления;  
 $\Delta p$  - приращение силы давления.

Она может быть повышена за счет увеличения числа последовательно включенных шайб (рис. 4.101, а). Размеры шайб выбираются из расчета максимального давления  $65 \text{ кг/см}^2$  и допустимой величины перегрева датчика:

$$\Theta_{уст} = \frac{I^2 R_{max}}{\mu S_{охл}} \leq t_{max} - t_{окр.max},$$

где  $\Theta_{уст}$  - установившаяся температура датчика;

$\mu = 0,12 \dots 0,15$  - коэффициент теплоотдачи,  $\text{Вт/дм}^2$ ;

$S_{охл}$  - боковая поверхность столбика,  $\text{дм}^2$ ;

$t_{max} = 180 \dots 200^\circ \text{C}$  - допустимая температура нагрева;

$t_{окр.max}$  - максимально допустимая температура окружающей среды.

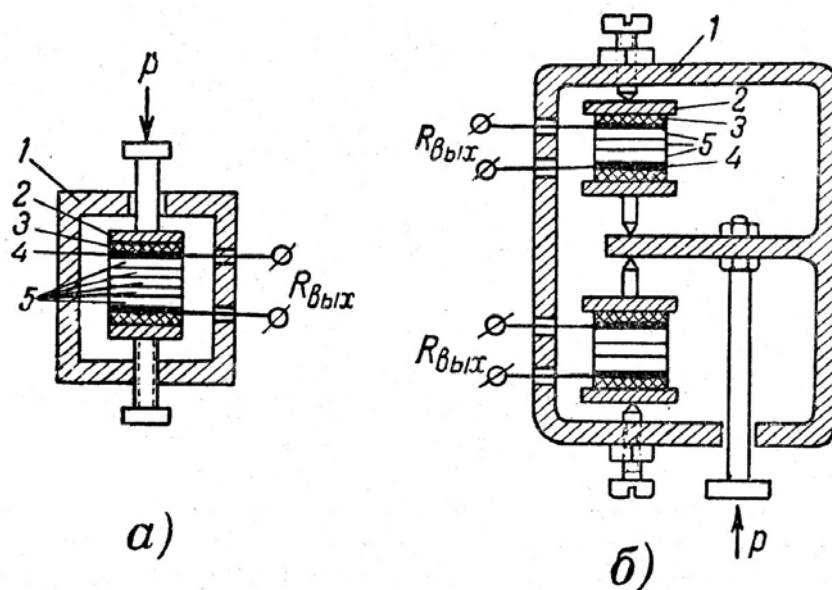


Рис. 4.101. Датчики контактного сопротивления:

а - обычный; б - дифференциальный; 1 - корпус; 2 - металлическая шайба; 3 - изоляционная прокладка; 4 - контактная пластина; 5 - угольные шайбы.

Датчики контактного сопротивления используются при исследовании различных механических давлений, малых перемещений, вибраций, ускорений и в других исследованиях. Наибольшее распространение они получили в качестве выходных органов регуляторов напряжения.

К недостаткам датчиков этого типа следует отнести зависимость их сопротивления от температуры и наличие гистерезиса. С целью компенсации температурного влияния применяются угольные датчики с двумя столбиками, которые включаются в смежные плечи мостовой схемы (рис. 4.101, б).

Термосопротивления. В этом типе датчиков используется свойство проводника изменять свое электрическое сопротивление с изменением его температуры. С помощью термосопротивления может быть осуществлено преобразование любой неэлектрической величины, влияющей на теплообмен проводника с окружающей средой, так как собственная температура термосопротивления определяется тепловым равновесием между ним и окружающей средой.

Материалом для термосопротивлений служат в основном металлы со сравнительно большим положительным температурным коэффициентом сопротивления (платина, никель, медь). Могут использоваться также и полупроводниковые материалы, имеющие более высокий температурный коэффициент сопротивления. Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) имеют как отрицательный температурный коэффициент, так и положительный (позисторы).

Конструкция термосопротивления зависит от его назначения и условий применения. Термосопротивление может быть изготовлено в виде нити, катушки, спирали и пр.

Изменение сопротивления датчика  $\Delta R$  может быть определено из следующего выражения:

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta t, \quad (4.95)$$

где  $R_0$  - начальное сопротивление датчика;

$\alpha$  - температурный коэффициент сопротивления, показывающий относительное увеличение сопротивления при нагревании его на  $1^\circ\text{C}$ ;

$\Delta t$  - изменение температуры датчика.

Чувствительность датчика:

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0 \alpha. \quad (4.96)$$

Она может быть повышена за счет выбора материала датчика с большим коэффициентом  $\alpha$  и за счет увеличения сопротивления датчика. Температурный коэффициент  $\alpha$  остается приблизительно постоянным лишь в небольшом интервале температур.

Термосопротивления используются для измерения температур, для определения различных параметров газовой среды (скорость, вакуум, процентное содержание и т. д.).

Выбор материала термосопротивления определяется условиями работы датчика и диапазоном рабочих температур. Медные термосопротивления, например, могут хорошо работать в сухой атмосфере при отсутствии корродирующих газов в диапазоне изменения температур от  $-50$  до  $+150^\circ\text{C}$ . В табл.

4.19 указаны некоторые материалы, из которых изготавливаются термосопротивления.

Таблица 4.19 - Некоторые проводниковые материалы, применяемые для изготовления термосопротивлений

Материал	Температурный коэффициент $\text{Ом}/1^\circ\text{С}$	Удельное сопротивление $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м}$
Вольфрам	0,00421...0,00464	0,055...0,0612
Никель	0,00621...0,00634	0,118...0,138
Платина	0,00394...0,0056	0,098...0,106
Медь	0,00433	0,0156...0,017

Никелевые термосопротивления требуют хорошей изоляции от воздействия внешней среды. Их можно применять для измерения температур до  $250^\circ\text{С}$ . Платиновые термометры могут работать без изоляции от внешней среды при температурах от  $-190$  до  $+500^\circ\text{С}$ . Через термосопротивления, используемые в качестве термометров, должен протекать минимальный ток с тем, чтобы нагрев термосопротивления за счет этого тока был наименьшим в сравнении с нагревом за счет испытываемой среды (обычно величина рабочего тока составляет  $2...10$  мА). Погрешности проволочных термометров сопротивления обуславливаются нестабильностью электрических свойств материала сопротивления, условиями применения (глубина погружения, теплопроводность держателя) и другими причинами. Точность современных термометров сопротивления (вместе с индикаторным прибором) составляет  $1...1,5\%$ .

Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) представляют собой смеси окислов некоторых металлов ( $\text{Mn}_2\text{O}_2$ ,  $\text{Cu}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,  $\text{Ni}_2\text{O}$ ,  $\text{VO}_2$  и т.д.), спрессованные и спеченные при высокой температуре. Полупроводниковые материалы обладают большим отрицательным температурным коэффициентом (до  $3...6\%$  на  $1^\circ\text{С}$ ). Изменение сопротивления полупроводников в зависимости от температуры определяется соотношением:

$$R = R_\infty e^{\frac{B}{T}} = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}, \quad (4.97)$$

где  $R_\infty$  и  $B$  - постоянные для данного полупроводника коэффициенты;

$R_0$  - сопротивление термистора при температуре  $T_0$ ;

$T$  - температура термистора, К.

Термисторы более чувствительны и менее инерционны по сравнению с термосопротивлениями, имеют сравнительно высокое внутреннее сопротивление при малых габаритах, что делает их удобными при совместном использовании с электронными усилителями. Однако они имеют большой разброс по сопротивлению (до  $20\%$ ), что является их существенным недостатком.



#### 4.7.8.2. Электролитические датчики

Работа электролитических датчиков основана на свойстве электролитов (водные растворы солей, кислот и оснований) изменять свою удельную проводимость в зависимости от концентрации раствора.

Проводимость  $g$  электролита между двумя цилиндрическими электродами одинакового радиуса  $r$  с параллельными осями (рис. 4.102) определяется выражением:

$$g = \frac{2\pi\lambda l}{\ln \frac{d}{r}} = c\gamma, \quad (4.98)$$

где  $\gamma$  - удельная электропроводность электролита, зависящая от концентрации раствора;

$$c = \frac{2\pi l}{\ln \frac{d}{r}} - \text{коэффициент, характеризующий геометрические размеры}$$

датчика.

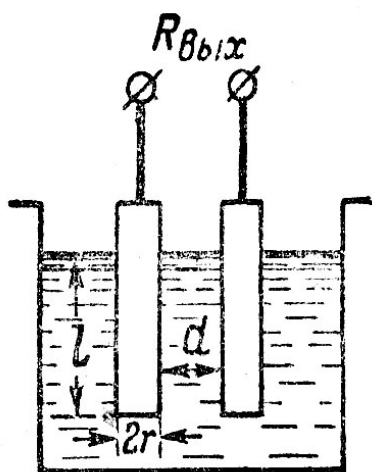


Рис 4.102. Электролитический датчик

Измерение сопротивлений электролитических датчиков производится на переменном токе (во избежание электролиза раствора во время измерения). Ошибки измерения с помощью электролитических датчиков вызываются нестабильностью температуры электролита. Для уменьшения влияния температуры на точность преобразования электролитического датчика в измерительную схему включается компенсирующее термосопротивление.

Контроль параметров растворов по измерению их электропроводности носит название кондуктометрического метода. Этот метод используется при контроле качества питательной воды в котельных установках (солемеры), в химической промышленности, пищевой промышленности и может найти широкое применение в других отраслях техники.

### 4.7.8.3. Контактные (релейные) датчики

Контактные датчики используются для фиксации (регистрации) определенных положений объектов при их механических перемещениях. По своей конструкции они бывают двухпредельными с одной парой контактов (рис. 4.103, *а*) и многопредельными с несколькими парами контактов (рис. 4.103, *б*).

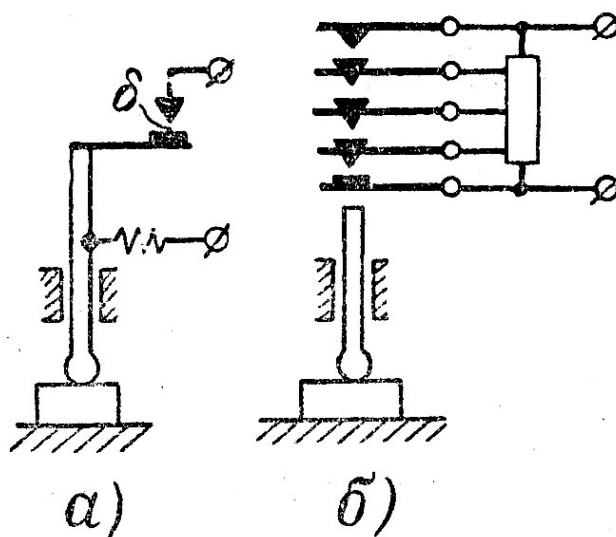


Рис. 4.103. Контактные датчики:  
*а* - однопредельный; *б* - многопредельный.

Для увеличения чувствительности контактных датчиков в них применяется рычажная передача. Порог их чувствительности определяется минимальной величиной зазора  $\delta$  между контактами и зависит от величины приложенного к контактам напряжения. Величина этого напряжения не должна превышать значения, при котором начнется произвольный разряд через межконтактный зазор.

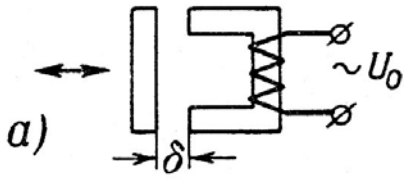
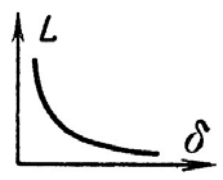
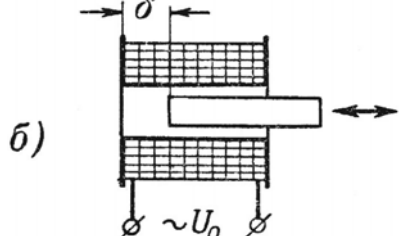
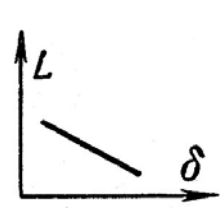
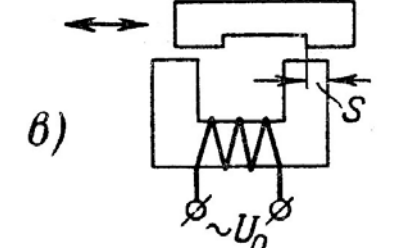
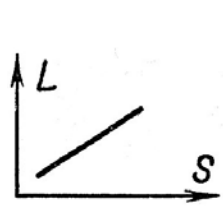
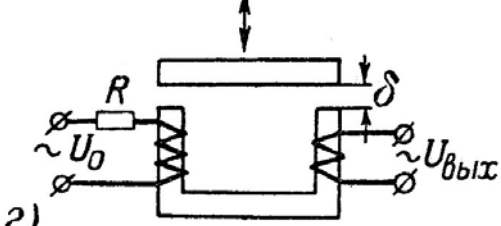

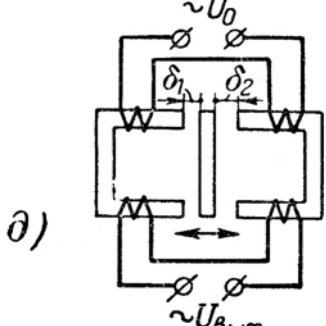
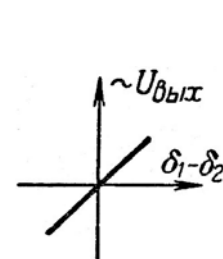
### 4.7.8.4. Индуктивные, емкостные и магнитоупругие датчики

Индуктивные датчики. Действие индуктивных датчиков основано на свойстве катушки индуктивности изменять свое сопротивление при введении в нее ферромагнитного сердечника или при изменении величины зазора в магнитном сердечнике, на котором помещена катушка. Преобразуемой величиной в этом случае может быть механическое перемещение (линейное или угловое), а выходной величиной датчика - изменение индуктивности катушки  $\Delta L$ .

Индуктивные датчики с подвижным сердечником внутри катушки (табл. 4.20, *б*) используются для преобразования сравнительно больших перемещений (более 5...8 мм). Датчики же с изменяющимся зазором магнитопровода (табл. 4.20, *а* и *в*) служат для преобразования малых перемещений (до 2 мм при изменении длины зазора и до 8 мм при изменении его сечения).

Табл. 4.20. - Индуктивные датчики:

*a* - с изменяющейся величиной зазора; *б* - с перемещением сердечника; *в* - с изменяющейся площадью зазора; *г* - трансформаторный датчик; *д* - дифференциальный трансформаторный датчик

Конструкция	Характеристика преобразования	Допустимые перемещения, мм
 <p><i>a)</i></p>		0,1...2
 <p><i>б)</i></p>		до 50
 <p><i>в)</i></p>		до 8
 <p><i>г)</i></p>		до 2
 <p><i>д)</i></p>		до 4

Используются также двухтактные индуктивные датчики, обеспечивающие большой предел изменения преобразуемой величины, большую чувствительность и малую зависимость основных параметров датчика от внешних условий (температуры).

Широкое распространение получили трансформаторные датчики, представляющие собой устройства, в которых входное преобразуемое перемещение изменяет коэффициент взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками (табл. 4.20, з). Разновидностью их являются дифференциальные трансформаторные датчики с двумя вторичными обмотками (табл. 4.20, д). Датчики этого типа позволяют получить более мощный выходной сигнал по сравнению с другими типами датчиков (например, проволочными).

Зависимость выходной величины датчика  $\Delta L$  или  $\Delta Z$  от входной  $\Delta \delta$  и его чувствительность определяются конструктивными особенностями датчика. У датчиков, преобразующих механические перемещения, чувствительность определяется выражением:

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta \delta} \text{ или } S = \frac{\Delta Z}{\Delta \delta}. \quad (4.99)$$

Погрешности индуктивных датчиков зависят от стабильности амплитуды и частоты питающего напряжения, а также от влияния окружающей температуры на геометрические размеры магнитопровода и датчика.

Индуктивные датчики применяются в основном для преобразования различных механических перемещений, исследования деформаций, контроля размеров и т. д. Динамические свойства индуктивных датчиков определяются инерционностью его подвижных элементов.

Емкостные датчики. Емкость конденсатора зависит от трех параметров: площади обкладок, расстояния между ними и диэлектрической постоянной среды между обкладками.

Так, например, емкость (в пикофарадах) плоского конденсатора (рис. 4.104, а) выражается следующим образом:

$$C = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a}, \quad (4.100)$$

где  $\varepsilon$  - диэлектрическая проницаемость;  $s$  - площадь обкладок, см<sup>2</sup>;  $a$  - расстояние между обкладками, см.

Принцип действия емкостного датчика основан на том, что преобразуемая неэлектрическая величина воздействует на один из указанных параметров, изменяя тем самым емкость конденсатора.

В соответствии с числом параметров, определяющих емкость конденсатора, различают три типа емкостных датчиков: первый - с изменяющейся площадью обкладок; второй - с изменяющимся расстоянием между обкладками и третий - с изменяющейся диэлектрической постоянной.

Зависимость выходных величин от входных для указанных типов емкостных датчиков и их чувствительности приведены в табл. 4.21.

Таблица 4.21 - Характеристики емкостных датчиков

Изменяемый параметр конденсатора	Связь между изменениями входной и выходной величин	Чувствительность датчика
Площадь обкладок $s$	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon}{a} \Delta s$	$S_{II} = 0,88 \frac{\varepsilon}{a}$
Расстояние между обкладками $a$	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a^2} \Delta a$	$S_{\delta} = 0,88 \frac{\varepsilon s}{a^2}$
Диэлектрическая проницаемость $\varepsilon$	$\Delta C = 0,88 \frac{\varepsilon}{a} \Delta s$	$S_{\varepsilon} = 0,88 \frac{s}{a}$

Из табл. 4.21 следует, что чувствительность емкостных датчиков тем больше, чем меньше расстояние между обкладками (для трех типов датчиков), чем больше площадь обкладок (у датчиков с переменными  $\varepsilon$  и  $a$ ) и чем больше величина диэлектрической проницаемости (у датчиков с изменяющимися  $a$  и  $s$ ).

Конструктивные выполнения датчиков могут быть различными. Минимальное расстояние между обкладками выбирается из расчета диэлектрической прочности.

Широко используются емкостные дифференциальные датчики (рис. 4.104, б). Они обладают большой чувствительностью и менее подвержены внешним воздействиям.

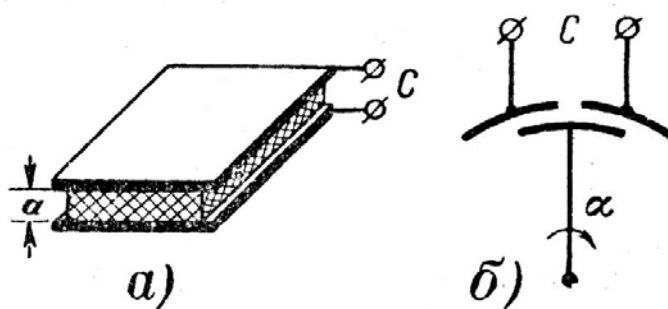


Рис. 4.104. Емкостные датчики:

*a* - устройство плоского датчика; *б* – дифференциальный датчик

Емкостные датчики малоинерционны. Чувствительность их очень высока и превосходит чувствительность всех других типов датчиков. Погрешность емкостных датчиков определяется влиянием температуры на геометрические размеры и диэлектрическую проницаемость диэлектрика, а также влажностью окружающей среды.

Основными схемами включения емкостных датчиков являются мостовые и дифференциальные схемы, а также схемы, построенные на использовании явления резонанса и метода биений.

Емкостные датчики могут быть использованы для преобразования механических перемещений (линейных и угловых), геометрических размеров деталей, расстояний между деталями, состава физических смесей, вибраций, измерения уровня жидкостей и других величин.

Магнитоупругие датчики. Ферромагнитные материалы обладают двумя следующими свойствами: 1) если брусок ферромагнитного материала подвергнуть намагничиванию, то его геометрические размеры (длина) изменятся; 2) если намагниченный брусок ферромагнитного материала подвергнуть действию внешней силы, то его намагниченность (магнитная проницаемость) изменится. Первое свойство называется магнитоупругостью, а второе магнитоупругим эффектом. Действие магнитоупругих датчиков основано на явлении магнитоупругого эффекта.

Магнитный датчик представляет собой магнитопровод с размещенной на нём катушкой индуктивности. Если магнитопровод подвергнуть действию сжимающей силы  $P$  (рис. 4.105), то его магнитная проницаемость изменится, что приведет к изменению полного электрического сопротивления  $Z$  катушки датчика.

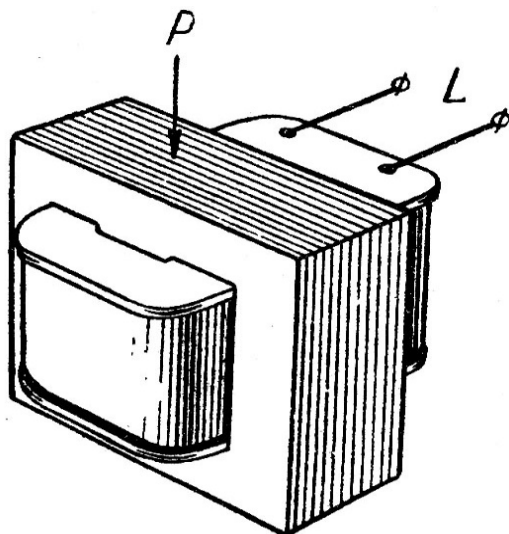


Рис. 4.105. Устройство магнитоупругого датчика

Таким образом, входной величиной датчика может быть механическое усилие, а выходной - полное сопротивление катушки. При питании катушки датчика переменным током выходной величиной может быть амплитуда тока, протекающего через катушку.

Чувствительность магнитоупругого датчика:

$$S = \frac{\Delta Z}{\Delta P} \quad (4.101)$$

зависит от магнитной чувствительности сердечника к давлению, а также от конструкции магнитопровода и катушки датчика. Конструкция датчика должна быть выполнена так, чтобы потоки рассеяния были сведены к минимуму. Наибольшей магнитной чувствительностью к давлению обладают магнитные материалы, имеющие большую магнитную проницаемость с большим значением магнитоstriction при малой индукции насыщения. К ним относятся некоторые сорта пермаллоя, а также трансформаторная сталь.

Магнитоупругие датчики могут использоваться при исследовании статических, знакопеременных и быстроизменяющихся нагрузок.

#### 4.7.8.5. Индукционные, термоэлектрические и пьезоэлектрические датчики

В индукционных датчиках используется явление электромагнитной индукции, заключающееся в том, что в проводнике, перемещаемом в магнитном поле перпендикулярно направлению магнитных силовых линий, наводится ЭДС, пропорциональная скорости движения проводника (аналогично наводится ЭДС при перемещении магнитного поля относительно проводника или же при изменении интенсивности магнитного поля вокруг проводника).

Индукционные датчики непосредственно могут применяться только для измерения скорости линейных и угловых перемещений (тахогенераторы). Особые конструкции тахогенератора позволяют измерять ускорения вращающихся валов.

Конструктивно датчики выполняются либо с катушкой, перемещаемой в неподвижном магнитном поле, либо с перемещаемым магнитным полем и неподвижной катушкой, либо с неподвижными катушкой и магнитным полем, но перемещаемым прерывателем магнитного потока.

Выходной величиной датчика является ЭДС (в вольтах), определяемая выражением:

$$E = kBlwv, \quad (4.102)$$

где  $k$  - коэффициент пропорциональности;  $B$  - магнитная индукция в воздушном зазоре магнитопровода, в котором перемещается проводник, Вб/м<sup>2</sup>;  $l$  - длина витка, м;  $w$  - число витков;  $v$  - составляющая скорости движения проводника, перпендикулярная направлению магнитных силовых линий, м/с.

Чувствительность датчика:

$$S_u = \frac{\Delta E}{\Delta v} = kBlw, \quad B \cdot c/м. \quad (4.103)$$

Она может быть повышена за счет увеличения магнитной индукции в зазоре магнитопровода и числа витков катушки. Для подгонки чувствительности применяются магнитные шунты.

У индукционных датчиков, измеряющих скорость углового перемещения, выходным параметром может быть частота выходного напряжения, при

этом чувствительность датчика, имеющего число пар магнитных полюсов  $p$ , равна:

$$S_f = \frac{\Delta f}{\Delta n} = p, \quad (4.104)$$

где  $\Delta n$  - приращение числа оборотов ротора датчика;  $\Delta f$  - приращение частоты выходного напряжения.

Для повышения чувствительности индукционных датчиков, выходной величиной которых является частота, необходимо изготавливать их с большим числом пар магнитных полюсов.

Для измерения скорости вращения или скорости возвратно-поступательного движения могут применяться импульсные датчики, основанные на явлении электромагнитной индукции. Выходной величиной таких датчиков является частота следования импульсов. Такой датчик представляет собой постоянный магнит, укрепленный на подвижном объекте, и сигнальную катушку, укрепляемую неподвижно (рис. 4.106, а).

Другой разновидностью импульсного датчика может быть такой датчик, у которого неподвижной является система из постоянного магнита, магнитопровода и сигнальной катушки; в качестве подвижной части используется диск из ферромагнитного материала с отверстиями (рис. 4.106, б).

Для преобразования малых линейных перемещений и исследования различного рода вибраций могут использоваться индукционные датчики с возбуждением (рис. 4.106, в) и вибрационные датчики (рис. 4.106, г).

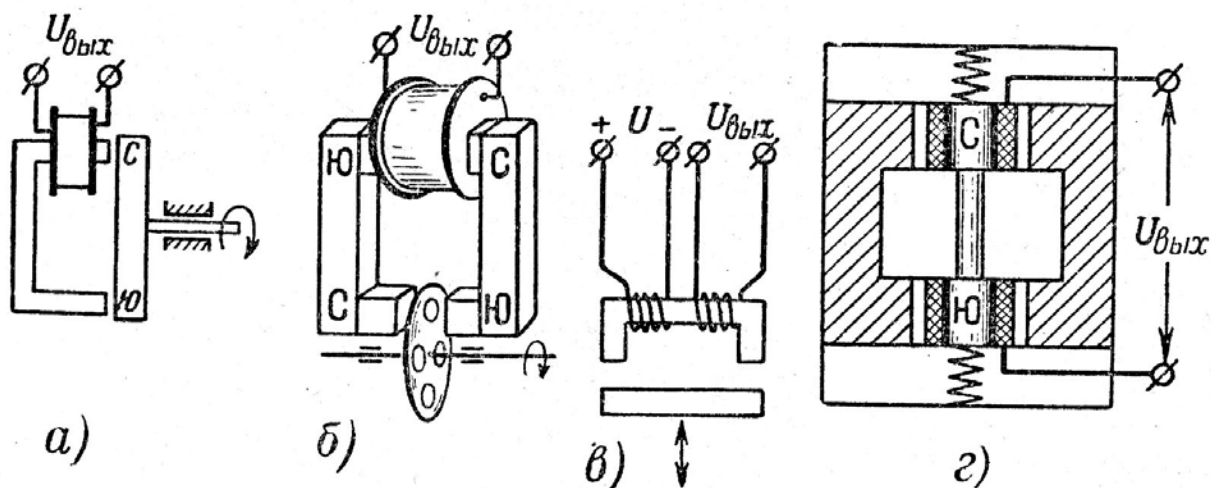


Рис. 4.106. Устройство индукционных датчиков:  
а и б - импульсные датчики; в - датчик с возбуждением;  
г - вибрационный датчик

Погрешности индукционных датчиков определяются: 1) изменениями магнитного поля с течением времени (эта погрешность устраняется периодической регулировкой магнитного шунта); 2) изменениями сопротивления обмоток и силы магнитного поля за счет нагрева (эта погрешность устраняется



применением термомагнитного шунта или термистора в цепи якоря). Погрешность их может быть сведена к величине 0,5...1,5 %.

Термоэлектрические датчики (термопары). Принцип действия термоэлектрических датчиков основан на явлении термоэлектрического эффекта, заключающегося в том, что если два разнородных проводника соединить одними концами в одной точке и место соединения нагреть, то на свободных «холодных» концах проводников появится ЭДС. Величина этой ЭДС зависит от материалов, из которых изготовлены элементы термопары, и от разности температур соединенных и свободных концов ( $E = T_2 - T_1$ ).

Для сравнения материалов по термочувствительности определяют их термоЭДС в паре с платиной (принятой за эталон), поддерживая температуру свободных концов, равной 0° С. В табл. 4.22 приведены величины термоЭДС для некоторых материалов. Для термоэлектрических датчиков выбирают такие сочетания термоэлектродов, которые дают наибольшие значения термоЭДС.

К материалам, используемым для изготовления электродов термопар, предъявляются следующие требования: 1) механическая и химическая устойчивость при высоких температурах; 2) хорошая электропроводность; 3) постоянство термоэлектрических свойств; 4) однозначная зависимость термоЭДС от температуры.

Таблица 4.22 - ТермоЭДС некоторых материалов в паре с платиной при  $T_2 = 100^\circ \text{C}$  и  $T_1 = 0^\circ \text{C}$

Материал	ТермоЭДС, мВ	Материал	ТермоЭДС, мВ
Платина	0	Медь	+ 0,75
Кремний	+ 44,8	Цинк	+ 0,7
Теллур	+ 40	Иридий	+ 0,65
Сурьма	+ 4,86	Платинородий	+ 0,64
Хромель	+ 2,05	Олово	+ 0,42
Железо	+ 1,8	Алюмель	- 1,15
Молибден	+ 1,31	Константан	- 3,5
Вольфрам	+ 0,79	Копель	- 4

Примечание. Указанные в таблице цифры являются ориентировочными, так как термоЭДС зависит от незначительных примесей в материале проводников и от технологии их изготовления.

Чувствительность термопары:

$$S = \frac{\Delta E}{\Delta(T_2 - T_1)} \quad (4.105)$$

определяется из калибровочного графика или ориентировочно по табл. 4.22. В интервале температур, где зависимость термоЭДС от температуры нелинейна, величина чувствительности  $S$  будет переменной.

Для измерения температур до 1000°С включительно используются термопары из неблагородных металлов. Температуры до 1600°С измеряются термопарами из благородных металлов. Свыше 1600°С используются термопары из жароупорных материалов: уголь - карбид кремния (до 1800°С); вольфрам-молибден (до 2100°С). В табл. 4.23 приведены данные некоторых термопар.

Таблица 4.23 - Данные некоторых термопар

Тип термопары	Материал	Пределы измерения, °С
ТПП-II	Платинородий - платина	До 1 300 *
ТХ-VII	Хромель - алюмель	До 800
ТХК-XIII	Хромель - копель	До 600
Т-3	Хромель -копель	0-300
Т-180	Медь константановая (0 0,5)	От -200 до +50

\* При кратковременном применении до 1600°С.

Предельная температура применения термопары зависит не только от свойств ее электродов, но и от конструкции приемной части датчика (армировки), длительности применения и свойств среды, в которой работает термопара.

Свободные концы электродов термопары соединяются с измерителем посредством проводов. Если материал соединительных проводов и материалы электродов термопары разнородны, то в местах соединения (точки  $m$  и  $n$  на рис. 4.107) будут создаваться термоЭДС, величины которых зависят от температуры среды, окружающей выводы термопары.

ТермоЭДС, наведенные на свободных («холодных») концах термопары, алгебраически складываются с основной термоЭДС, характеризующей измеряемую температуру, и тем самым вносят соответствующие искажения в измерения. При постоянстве температуры среды, окружающей головку с выводными зажимами, эти искажения могут быть учтены при градуировке термопары.

Если температура головки термопары изменяется, то погрешности измерения за счет термоЭДС, наводимых на выходных зажимах, не могут быть учтены при градуировке. В таких случаях к измерителю термопары прилагается график поправок на измерение в зависимости от температуры головки (зажимов измерителя) или же применяются специальные схемы соединения термопары с измерителем.

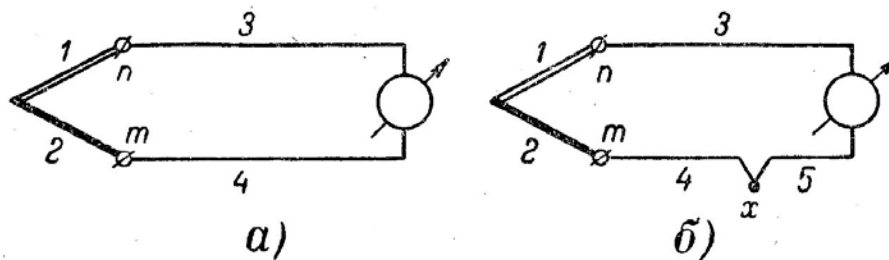


Рис. 4.107. Соединение термопары с прибором

Одна из таких схем приведена на рис. 4.107, б. Провода 3 и 5 здесь из такого же материала, что и 1 (электрод термопары), а провод 4 - из того же материала, что и 2 (второй электрод термопары). Спай  $x$  является «холодным». Его можно заключить в термостат и исключить, таким образом, погрешности.

Для уменьшения погрешности термопары за счет температуры свободных концов могут использоваться и другие схемы, например мостовая схема с компенсирующим термосопротивлением.

Инерционность термопар определяется их конструкцией, условиями теплообмена с окружающей средой. Постоянная времени термопар может находиться в пределах от единиц до нескольких сотен секунд.

Пьезоэлектрические датчики. В пьезоэлектрических датчиках используется эффект появления зарядов на гранях кристалла при его механической деформации. У кристаллов различают оптическую  $Z$ , электрическую  $X$  и механическую или нейтральную  $Y$  оси (рис. 4.108).

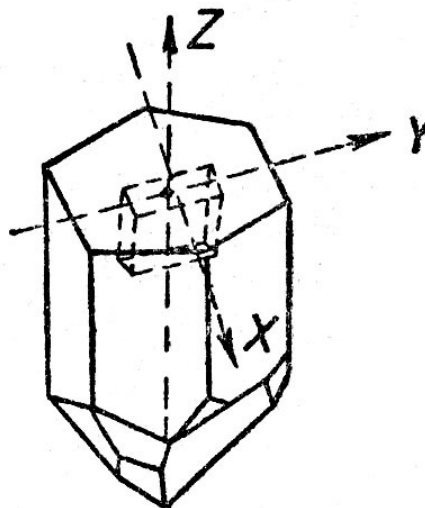


Рис. 4.108. Расположение осей в кристалле кварца и кварцевой пластинке

Если вырезать из кристалла пластинку, грани которой будут параллельны этим осям, то при действии механической силы вдоль электрической или механической осей на гранях, перпендикулярных электрической оси, появятся электрические заряды. Величина зарядов пропорциональна величине упругих напряжений и не зависит от размеров поверхности нагруженного кристалла. При действии силы вдоль оптической оси электрических зарядов не возникает.

С учетом указанных особенностей изготавливаются пьезоэлектрические датчики, основным элементом которых является пластина, вырезанная из кристалла. Наибольший пьезоэффект проявляется у кристаллов турмалина, кварца и сегнетовой соли. Получили также широкое распространение пьезоэлементы из поляризованной керамики титаната бария.

При силе, действующей на пластину вдоль электрической оси, величина разности потенциалов, образуемая между металлическими электродами, сжимающими пластину (рис. 4.109), может быть определена из выражения:

$$U = \delta_e \frac{P}{C + C_0}, \quad (4.106)$$

где  $\delta_e$  - пьезомодуль, к/кг (для кварца  $\delta_e = 2,1 \cdot 10^{-11}$ ,  $e = 4,5$ ; для керамики титаната бария  $\delta_e = 107 \cdot 10^{-11}$ ,  $e = 1300$ ; для сегнетовой соли  $\delta_e = 300 \cdot 10^{-11}$ ,  $e = 200$ );  $P$  - усилие,  $H$ ;  $C$  - емкость конденсатора, образуемого электродами и пластиной между ними,  $\Phi$ ;  $C_0$  - емкость измерительной схемы датчика,  $\Phi$ .

Чувствительность датчика:

$$S = \frac{\delta_e}{C + C_0}. \quad (4.107)$$

Она может быть повышена за счет уменьшения емкости измерительной схемы. С этой целью датчик изготавливается из нескольких  $n$  включенных механически последовательно и электрически параллельно пластин (рис. 4.109, б).

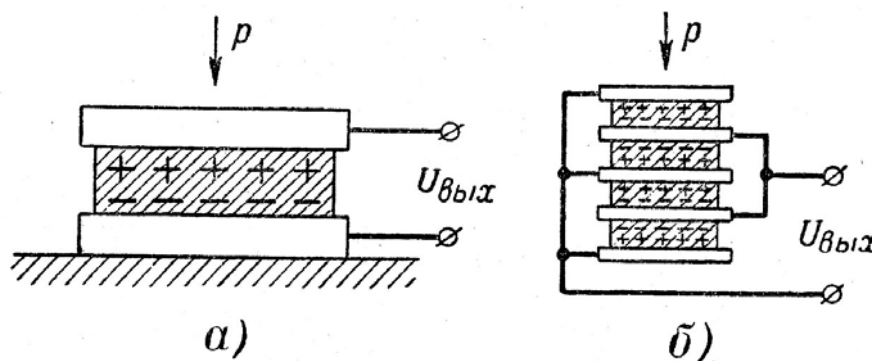


Рис. 4.109. Пьезоэлектрические датчики  
а - датчик с одной пластиной; б - датчик с несколькими пластинами.

Чувствительность такого датчика может быть определена из выражения:

$$S = \frac{\delta_e}{C + \frac{C_0}{n}}. \quad (4.108)$$

Пьезоэлектрические датчики практически безынерционны, поэтому они могут быть использованы для исследования динамических усилий. Для исследования статических режимов эти датчики не применяются из-за утечки зарядов через объемную и поверхностную проводимости пластины и сопротивление изоляции соединительных проводов.

Выходное напряжение пьезоэлектрического датчика может быть измерено только с помощью катодного вольтметра, практически не потребляющего мощности от цепи, к которой он подключается.

#### 4.7.8.6. Фотоэлектрические датчики

Фотоэлектрическими датчиками называются устройства, изменяющие свои параметры при воздействии на них световой энергии. Достоинствами фотоэлектрических датчиков являются их простота, малые габариты, высокая чувствительность и отсутствие механической связи с преобразуемым процессом. Фотоэлектрические датчики называют также фотоэлементами.

Основные характеристики фотоэлектрических датчиков:

1. Световая характеристика - зависимость фототока от интенсивности падающего на фотоэлемент светового потока.

2. Спектральная характеристика - зависимость фототока от длины волны падающих лучей при постоянной освещенности.

3. Инерционная (частотная) характеристика - зависимость фототока от частоты изменения интенсивности падающего светового потока.

4. Вольтамперная характеристика - зависимость фототока от прикладываемого между электродами фотоэлемента напряжения при постоянном световом потоке.

Кроме указанных характеристик, фотоэлементы оцениваются по стабильности их параметров с течением времени (старение) и при изменении температуры рабочей среды.

Фотоэлементы находят широкое применение в качестве датчиков различных измерительных и регулирующих устройств для измерения и регулирования, температуры, уровней, перемещений и скоростей, для сортировки и отбраковки деталей и т. п.

Применяются три типа фотоэлементов: 1) фотоэлементы с запирающим слоем, или вентильные фотоэлементы; 2) фотоэлементы с внешним фотоэффектом; 3) фотосопротивления или фотоэлементы с внутренним фотоэффектом.

Вентильный фотоэлемент представляет собой устройство, состоящее из металлической подложки, тонкого слоя полупроводника и верхнего металлического полупрозрачного электрода. Технология изготовления фотоэлемента предусматривает образование запирающего слоя в районе подложки или же в районе полупрозрачного металлического электрода. При освещении полупроводника кванты света выбивают из полупроводника электроны, которые про-

ходят через запирающий слой и заряжают проводник отрицательно. Сам полупроводник и его металлическая обкладка (электрод) заряжаются положительно. Если замкнуть внешнюю цепь, то в ней потечет ток.

Таким образом, вентильный фотоэлемент при его освещении становится генератором электрической энергии, величина ЭДС которого зависит от интенсивности падающего светового потока.

Чувствительность фотоэлемента определяется как отношение приращения фототока к приращению светового потока:

$$S = \frac{\Delta I_{\Phi}}{\Delta \Phi}. \quad (4.109)$$

Она зависит от типа фотоэлемента и величины нагрузочного сопротивления. Для повышения чувствительности фотоэлементы могут быть включены электрически последовательно друг с другом.

Инерционность фотоэлементов этого вида различна. Так, например, если у селенового фотоэлемента (К-5 и др.) полоса пропускания частот составляет 0-100 Гц, то у сернисто-серебряного фотоэлемента (ФЭСС) она не превышает единиц герц.

В табл. 4.24 приведены основные данные некоторых типов вентильных фотоэлементов.

Таблица 4.24 - Параметры некоторых вентильных фотоэлементов

Тип фотоэлемента	Чувствительность (интегральная), до мкА/лм	Максимум спектральной характеристики, мк	Рабочая площадь, см <sup>2</sup>
К-5	500	0,55	5
К-10	500	0,55	10
К-20	500	0,55	20
Сернистоталлиевый	10 000	0,95	2
ФЭСС-V-2	6 000...7 000	0,85	2
ФЭСС-V-3	6 000...7 000	0,85	3
ФЭСС-V-5	6 000...7 000	0,85	5
ФЭСС-V-10	6 000...7 000	0,85	10

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом. Под действием света с поверхности металлов могут выбиваться электроны. Это явление, называемое внешним фотоэффектом, используется в фотоэлементах.

Если имитирующую поверхность использовать как границу электрического поля (электрод в вакууме), то при ее освещении в цепи (рис. 4.110) потечет ток, величина которого будет определяться интенсивностью освещения.

Фотоэлементы этого вида требуют дополнительных источников питания для создания внутри элемента электрического поля.

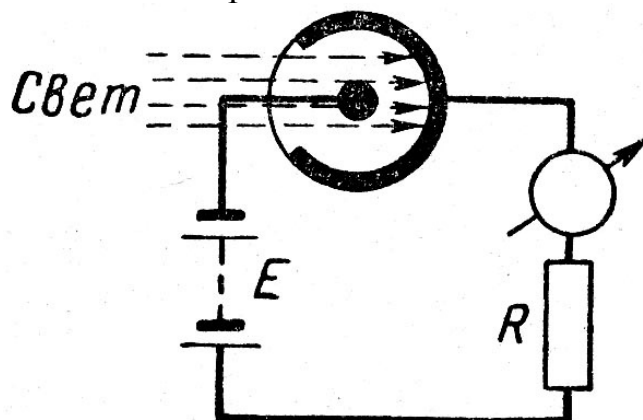


Рис. 4.110. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

Вакуумные фотоэлементы практически безынерционны. Газонаполненные фотоэлементы более инерционны.

Фотосопротивления. Фотопреобразователи этого вида основаны на свойстве некоторых полупроводников изменять свою проводимость (сопротивление) при действии на них света. Это явление называется внутренним фотоэффектом.

Схематическое устройство фотосопротивления показано на рис. 4.111. Решетка из электродов сделана с целью увеличения чувствительности датчика.

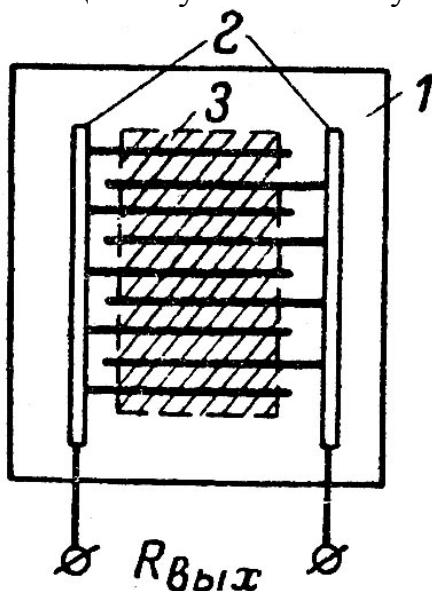


Рис. 4.111. Фотоэлемент с внутренним фотоэффектом (фотосопротивление)  
1 - изоляционная пластина; 2 - электроды; фотоповерхность

Фотосопротивления удобно сочетаются с мостовой и усилительной схемами, позволяют создать высокочувствительные измерители интенсивности светового потока. Однако при изменении температуры и с течением времени они существенно изменяют свои параметры.

#### 4.7.8.7. Датчик кислорода (лямбда-зонд)

Греческая буква  $\lambda$  (лямбда) в автомобилестроении обозначает коэффициент избытка воздуха в топливно-воздушной смеси. При оптимальном составе этой смеси, когда на 14,7 части воздуха приходится 1 часть топлива,  $\lambda = 1$  (рис 4.112). Диапазон эффективной работы катализатора достаточно узок:  $\lambda = 1 \pm 0,01$ . Обеспечить такую точность возможно только с помощью систем питания с электронным (дискретным) впрыском топлива и при использовании в цепи обратной связи лямбда-зонда.

Избыток воздуха в смеси измеряется путем определения в выхлопных газах содержания остаточного кислорода ( $O_2$ ). Поэтому лямбда-зонд стоит в выпускном коллекторе перед катализатором. Электрический сигнал датчика считывается электронным блоком управления системы впрыска топлива (ЭБУ), а тот в свою очередь оптимизирует состав смеси путем изменения количества подаваемого в цилиндры топлива.

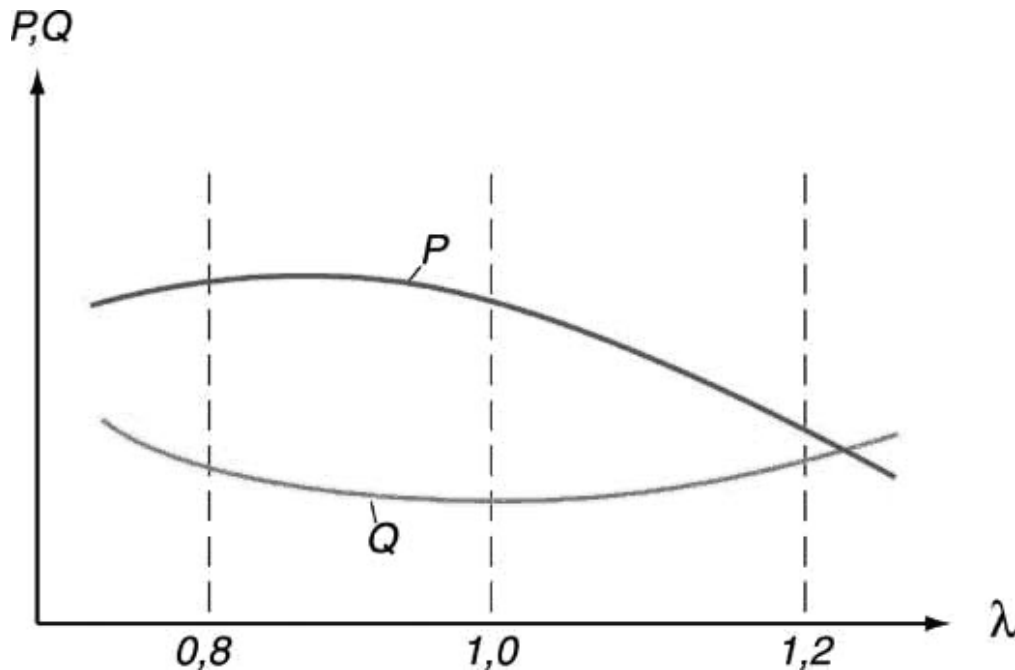


Рис. 4.112. Зависимость мощности двигателя (P) и расхода топлива (Q) от коэффициента избытка воздуха  $\lambda$

Принцип работы. Лямбда-зонд действует по принципу гальванического элемента с твердым электролитом в виде керамики из диоксида циркония ( $ZrO_2$ ). Керамика легирована оксидом иттрия, а поверх нее напылены токопроводящие пористые электроды из платины. Один из электродов омывается выхлопными газами, а второй – воздухом из атмосферы (рис. 4.114). Эффективное измерение остаточного кислорода в отработавших газах лямбда-зонд обеспечивает после разогрева до температуры  $300...400^\circ C$ . Только в таких условиях циркониевый электролит приобретает проводимость, а разница в коли-



честве атмосферного кислорода и кислорода в выхлопной трубе ведет к появлению на электродах лямбда-зонда выходного напряжения.

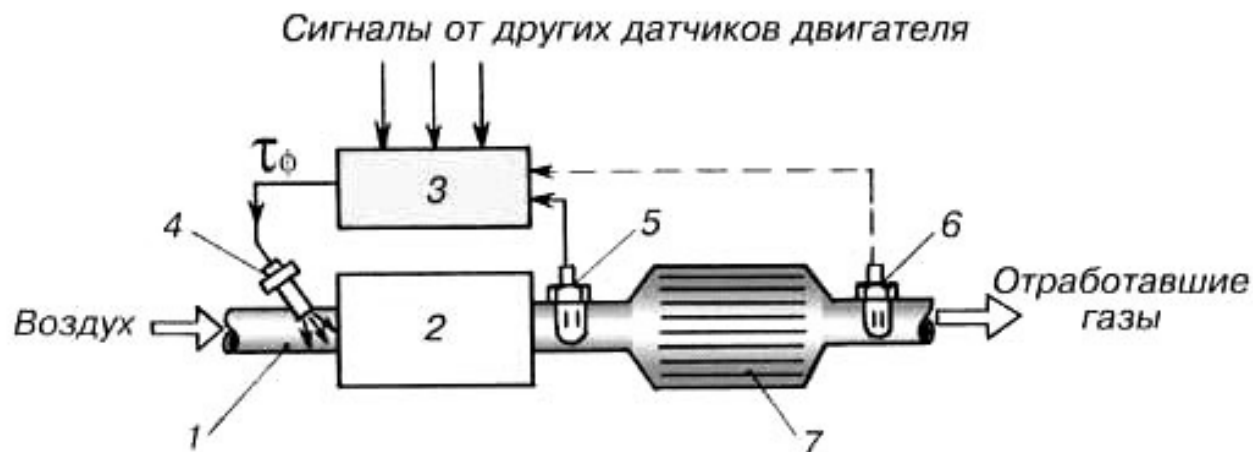


Рис. 4.113. Схема  $\lambda$  - коррекции с одним и двумя датчиками кислорода двигателя:

1 – впускной коллектор; 2 – двигатель; 3 – блок управления двигателем; 4 – топливная форсунка; 5 – основной лямбда-зонд; 6 – дополнительный лямбда-зонд; 7 – каталитический нейтрализатор.

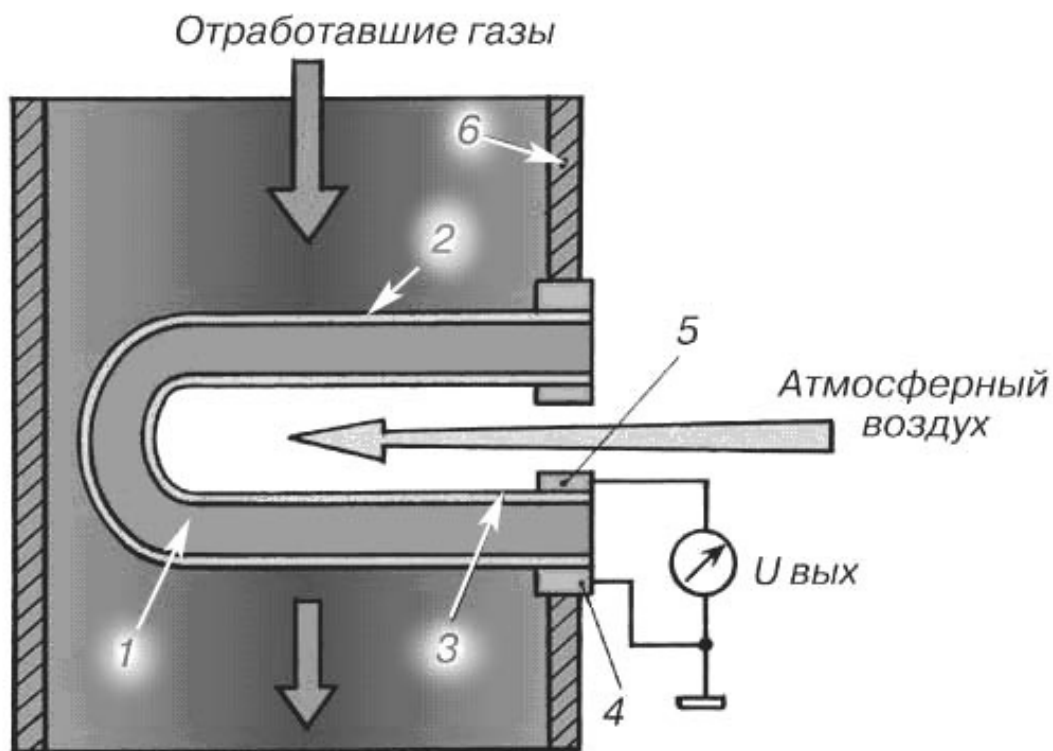


Рис. 4.114. Схема датчика кислорода на основе диоксида циркония, расположенного в выхлопной трубе:

1 – твердый электролит  $ZrO_2$ ; 2, 3 – наружный и внутренний электроды; 4 – контакт заземления; 5 – сигнальный контакт; 6 – выхлопная труба

При пуске и прогреве холодного двигателя управление впрыском топлива осуществляется без участия этого датчика, а коррекция состава топливовоздушной смеси осуществляется по сигналам других датчиков (положения дроссельной заслонки, температуры охлаждающей жидкости, числа оборотов коленвала и др.). Особенностью циркониевого лямбда-зонда является то, что при малых отклонениях состава смеси от идеального ( $0,97 \leq \lambda \leq 1,03$ ) напряжение на его выходе изменяется скачком в интервале 0,1...0,9 В.

Кроме циркониевых, существуют кислородные датчики на основе двуокиси титана ( $TiO_2$ ). При изменении содержания кислорода ( $O_2$ ) в отработавших газах они изменяют свое объемное сопротивление. Генерировать ЭДС титановые датчики не могут, они конструктивно сложны и дороже циркониевых, поэтому, несмотря на применение в некоторых автомобилях (Nissan, BMW, Jaguar), широкого распространения пока не получили.

## 5. ЭЛЕКТРОБЕЗОПАСНОСТЬ

### 5.1. Общие сведения

Электрический ток (ЭТ), при прохождении через человеческое тело, оказывает поражающее действие на организм. Это происходит при соприкосновении с отдельными частями электроустановок, находящихся под напряжением.

Степень поражения ЭТ зависит от длительности и частоты тока. Наиболее опасным является ток промышленной частоты (50 Гц), сила которого в 0,05 А и более является смертельной.

Наиболее опасное поражение возникает, когда ток проходит через мозг или сердце.

Сила тока  $I$ , проходящего через тело человека, попавшего под напряжение  $U$ , определяется согласно закону Ома сопротивлением тела человека  $R_q$ :

$$I = \frac{U}{R_q}. \quad (5.1)$$

Сопротивление человека изменяется в широких пределах – от нескольких тысяч до нескольких сотен Ом, т.к. оно зависит от многих факторов: состояния кожного покрова, площади поверхности соприкосновения тела с токоведущими частями и т.д.

Наименьшее сопротивление человек имеет в сырой запыленной среде, при высокой температуре окружающей среды, когда все тело покрыто потом и загрязнено. Поэтому даже низкие напряжения могут быть опасными для человека.

Так, например, при  $R_q = 600$  Ом опасным является напряжение

$$U = I \cdot R_q = 600 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 30 \text{ В}. \quad (5.2)$$

На практике в наиболее тяжелых условиях можно считать безопасным напряжение ниже 12 В, в сухих, мало загрязненных помещениях – ниже 36 В.

По степени опасности все помещения делятся на три категории: без повышенной опасности, с повышенной опасностью и особо опасные.

К первой категории относятся помещения сухие, отапливаемые, с токопроводящими полами и относительной влажностью 60 %.

В помещениях с повышенной опасностью имеют место высокая влажность (более 75 %), токопроводящие полы и температура выше плюс 30°C.

Особо опасными являются помещения с влажностью, близкой к 100 %, с химически активной средой и т.п.

Токопроводящими считаются грязные или сырые деревянные, бетонные, железобетонные полы или полы из металлических плит. К непроводящим относятся сухие и чистые деревянные полы.

Безопасные условия эксплуатации электротехнических устройств обеспечиваются рядом мероприятий, предусмотренных техникой безопасности. Основными из них являются:

а) защита с помощью соответствующих ограждений всех токоведущих частей;

б) сооружение защитного заземления или зануления элементов оборудования, нормально не находящихся под напряжением, но могущих в аварийных случаях попасть под напряжение;

в) применение изолирующих подставок, резиновых рукавиц и бот, изолирующих штанг и т.п. -

## 5.2 Защитное заземление

Защитное заземление - преднамеренное электрическое соединение с землей частей электроустановки, которые могут оказаться под напряжением.

Защитное заземление (ЗЗ) предназначено для того, чтобы снизить значение напряжения на корпусах заземленного электрооборудования до уровня, безопасного для человека.

Защитное заземление применяется в случае, когда заводские сети трехфазного тока бывают трехпроводными, т.е. при отсутствии нейтрального провода. При этом нейтраль трансформатора трехпроводной сети изолирована - не соединена с землей (рис. 5.1).

На рис. 5.1 изображены производственный механизм (ПМ) 1, двигатель 2, прикрепленный с помощью фланца к механизму, заводская трехфазная сеть 3 и емкости  $C_A$ ,  $C_B$  и  $C_C$  между каждым из линейных проводов сети и землей.

Провод сети и земля играют роль обкладок конденсатора, между которыми находится изолятор (воздух).

При значительной протяженности заводской сети, емкости  $C_A$ ,  $C_B$  и  $C_C$  оказываются значительными, а емкостное сопротивление соизмеримым с сопротивлением тела человека.

В нормальных условиях все токоведущие части ПМ и двигателя изолированы от металлического корпуса и соприкосновение человека с ПМ не представляет опасности. Однако в случае пробоя изоляции электрический провод соединится с корпусом ПМ, и человек, коснувшийся этого корпуса, окажется соединенным с одним из проводов электрической сети (рису. 5.1, с проводом  $A$ ). В результате этого образуется замкнутый контур (рис. 5.1, фаза  $A - R_{\text{ч}}$  - земля  $C_B$  - фаза  $B$ ), сила тока в котором в основном зависит от изоляции между ногами человека и землей. Если пол влажный и хорошо соединен с землей, то человек окажется под линейным напряжением  $U_{\text{Л}}$  (рис. 5.1 напряжение  $U_{AB}$ ), под действием которого по человеку протечет ток:

$$I_u = \frac{U_{Л}}{\sqrt{(R_u + R)^2 + X_C^2}}, \quad (5.3)$$

где  $R$  – сопротивление пола и других элементов, соединенных последовательно с телом человека, Ом.

В результате человек может быть поражен током.

Для устранения такой опасности корпус ПМ надежно соединяют с землей – заземляют (рис. 5.1, б).

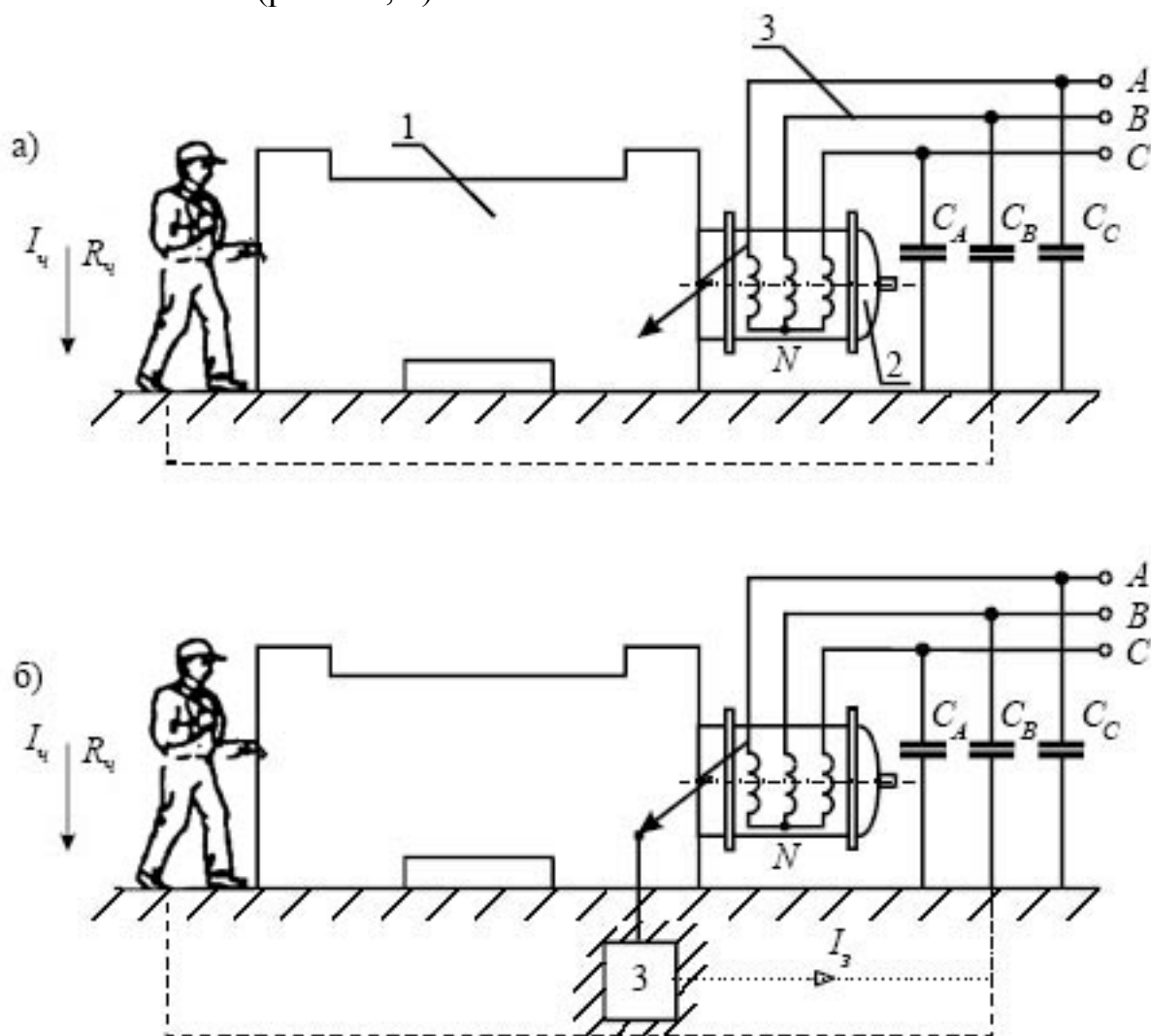


Рис. 5.1. Схемы электрической цепи при пробое изоляции и попадании человека под напряжение: *а* - при отсутствии заземления; *б* - при наличии заземления

Заземлитель 3 уложен в земле и имеет с ней хороший контакт. В этом случае тело человека и заземлитель оказываются включенными параллельно.

При выполнении заземления добиваются, чтобы его сопротивление было во много раз меньше внутреннего сопротивления источника. Обычно составляет 0,5...10 Ом в зависимости от уровня напряжения и мощности источника питания.

В качестве заземлителей в первую очередь используются естественные заземлители в виде проложенных под землей металлических коммуникаций (за исключением труб теплотрасс, трубопроводов для горючих и взрывчатых веществ), металлических конструкций зданий, соединенных с землей, свинцовых оболочек кабелей, обсадных труб артезианских колодцев, скважин и т.д.

В качестве естественных заземлителей подстанций и распределительных устройств рекомендуется использовать заземлители опор отходящих воздушных линий электропередачи, соединенных с заземляющим устройством подстанции или распределительным устройством с помощью грозозащитных тросов линий.

Если сопротивление естественных заземлителей удовлетворяет требуемым нормам допустимого сопротивления заземляющего устройства  $R_3$ , то устройство искусственных заземлителей не требуется.

Нормируемые сопротивления заземляющих устройств в электроустановках до 1000 В:  $R_3 \leq 2$  Ом в электроустановках напряжением 660/380 В,  $R_3 \leq 4$  Ом - 380/220 В,  $R_3 \leq 8$  Ом - 220/127 В, при условии, что удельное сопротивление грунта  $\rho < 100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ . При удельном сопротивлении грунта  $\rho > 100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$  разрешается увеличивать значения сопротивлений заземляющих устройств в  $k = \rho/100$  раз, но не более чем в 10 раз.

Когда естественные заземлители отсутствуют или использование их не дает нужных результатов, применяются искусственные заземлители: стержни из угловой стали; стальные трубы; прутковая сталь.

Заземлители забивают в ряд или по контуру (рис. 5.2). Полосы (горизонтальные заземлители) соединяют с вертикальными заземлителями сваркой.

Магистраль заземления внутри зданий в электроустановках напряжением до 1000 В выполняют стальной полосой. Ответвления от магистрали могут выполняться круглой сталью.

Зануление - преднамеренное электрическое соединение с нулевым защитным проводником металлических не токопроводящих частей, которые могут оказаться под напряжением.

Нулевой защитный проводник - проводник, соединяющий зануляемые части с глухозаземленной нейтральной точкой источника электроэнергии.

В случае пробоя фазы на металлический корпус электрооборудования возникает однофазное короткое замыкание, приводит к быстрому срабатыванию защиты и тем самым автоматическому отключению поврежденной установки от питающей сети. Такой защитой являются автоматические выключатели или плавкие предохранители.

Быстрое отключение поврежденного устройства от сети приводит к тому, что прикосновение человека с оказавшимися под напряжением металлическими корпусами будет кратковременным, что значительно уменьшает опасность поражения.

Расчет зануления на безопасность прикосновения к корпусу при замыкании фазы на корпус сводится к расчету повторного заземления нулевого провода.

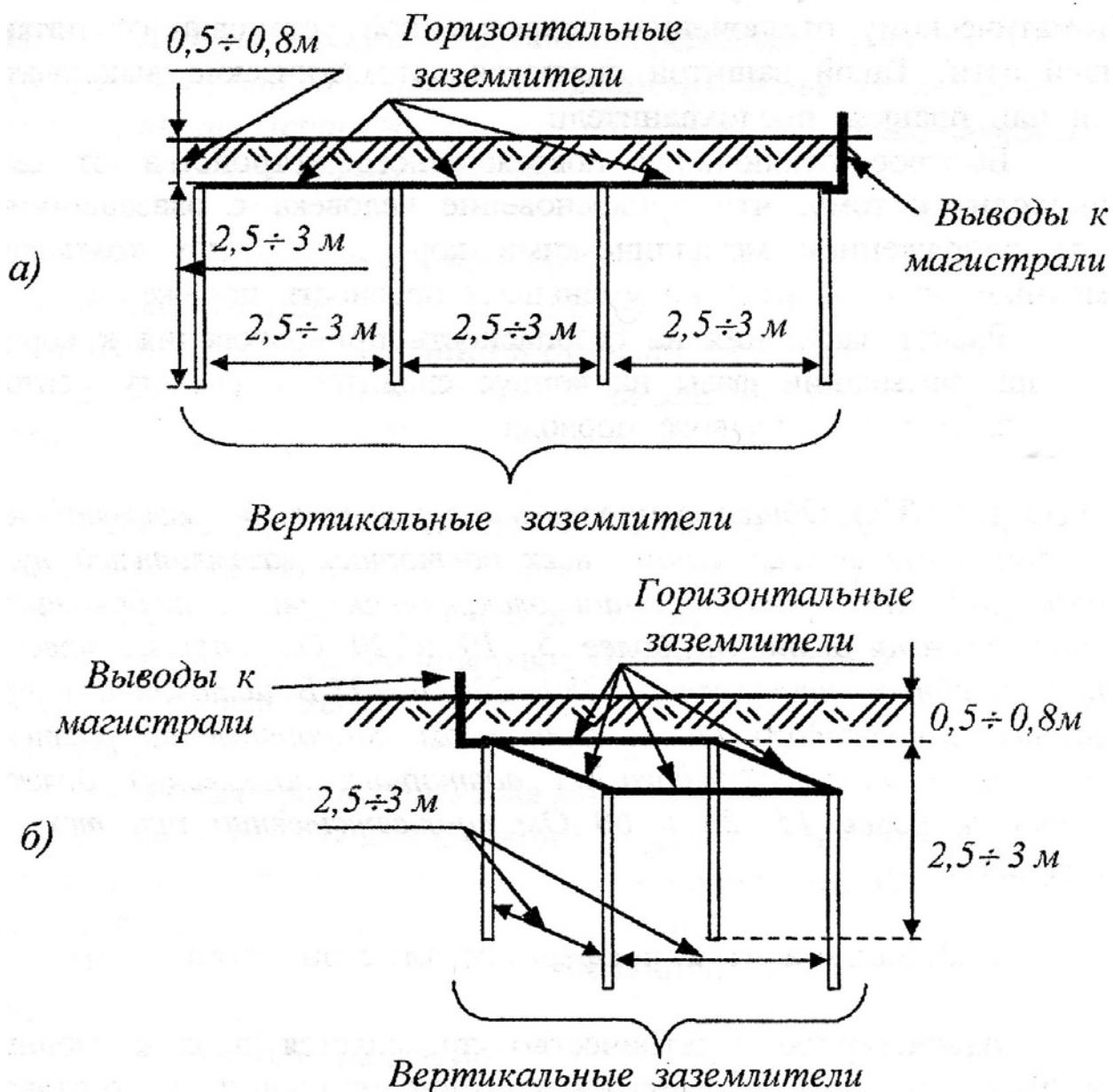


Рис. 5.2. Расположение вертикальных и горизонтальных заземлителей в земле: а - в ряд; б - по контуру

Общее сопротивление растеканию заземлителей, в том числе естественных, всех повторных заземлителей нулевого рабочего провода линии электропередачи в любое время года должно быть не более 5, 10 и 20 Ом соответственно при линейных напряжениях 380, 220 и 127 В источника напряжения однофазного тока. При этом сопротивление растеканию заземлителя каждого из повторных заземлений должно быть не более 15, 30 и 60 Ом соответственно при тех же напряжениях.

### 5.3. Защита от атмосферного электричества

Атмосферное электричество проявляется в виде молний, электростатической и электромагнитной индукции от грозового разряда. Все эти проявления опасны для жизни людей. Молния представляет собой разряд между разноименно заряженными облаками или между ними и землей, происходящий за тысячные доли секунды и сопровождается акустическим шумом, вследствие быстрого расширения нагретого воздуха, и протеканием тока в десятки километров и величиной 200 кА и более. В канале молнии температура может достигать несколько десятков тысяч градусов. Возможны поражения людей, как прямым попаданием молнии, так и вторичным проявлением грозового разряда, из-за удара молнии в возвышенные предметы (дерево, здание и т.д.). Возникающее большое шаговое напряжение на поверхности земли действует в радиусе 10...15 м от места удара (рис. 5.4).

Молниезащита представляет собой комплекс мероприятий, направленных на предотвращение прямого удара молнии в здание (сооружения) или на устранение опасных последствий, связанных с прямым ударом.

Эффективным средством защиты от прямых ударов молнии служит молниеотвод - устройство, рассчитанное на непосредственный контакт с каналом молнии и отводящее её ток в землю. Различают два типа зон защиты –А и Б. Зона защиты типа А обладает вероятностью защиты 99,5%, а типа Б - 95%.

Зона защиты молниеотвода - пространство, внутри которого здание или сооружение защищено от прямых ударов молнии с надежностью не ниже определенного значения.

В общем случае молниеотвод состоит из опоры, молниеприемника, непосредственно воспринимающего удар молнии, токоотвода, по которому ток молнии передается в землю, заземлителя, обеспечивающего растекание тока молнии в земле.

В некоторых случаях функции опоры, молниеприемника и токоотвода совмещаются, например, при использовании в качестве молниеотвода металлических труб или ферм.

Широкое распространение получили стержневые молниеотводы.

Молниеотводы разделяются на отдельно стоящие, обеспечивающие растекание тока молнии, минуя объект, и установленные на самом объекте. При этом растекание тока происходит по контролируемым путям так, что обеспечивается низкая вероятность поражения людей (животных), взрыва или пожара.

При установке молниеотводов на защищаемом объекте и невозможности использования в качестве токоотводов металлических конструкций здания токоотводы должны быть проложены к заземлителям по наружным стенам здания кратчайшими путями.



В качестве заземлителей молниезащиты допускается использовать все рекомендуемые заземлители электроустановок, за исключением нулевых проводов воздушных линий электропередачи напряжением до 1 кВ.

Ниже приводятся основные формулы для расчета зон защиты стержневых молниеотводов при их высоте, не превышающей 60 м.

Зона защиты одиночного стержневого молниеотвода высотой  $h$  представляет собой круговой конус (рис. 5.3), вершина которого находится на высоте  $h_0 < h$ . На уровне земли зона защиты образует круг радиусом  $r_0$ . Горизонтальное сечение зоны защиты на высоте  $h_x$  представляет собой круг радиусом  $r_x$ .

$$\left. \begin{aligned} h_0 &= 0,85h; \\ r_0 &= (1,1 - 0,002h)h; \\ r_x &= (1,1 - 0,002h) \left( h - \frac{h_x}{0,85} \right) \end{aligned} \right\} . \quad (5.4)$$

Габаритные размеры зоны Б:

$$\left. \begin{aligned} h_0 &= 0,92h; \\ r_0 &= 1,5h; \\ r_x &= 1,5 \left( h - \frac{h_x}{0,92} \right) \end{aligned} \right\} . \quad (5.5)$$

Для зоны Б высота одиночного стержневого молниеотвода при известных значениях  $h_x$  и  $r_x$  может быть определена по формуле:

$$h = \frac{(r_x + 1,63h_x)}{1,5}. \quad (5.6)$$

Таким образом, высота одиночного молниеотвода должна быть выбрана такой, чтобы в образованную зону защиты, а практически это цилиндр с габаритными размерами  $r_x$  и  $h_x$ , вписывалось все защищаемое здание, как в плане, так и фасад.

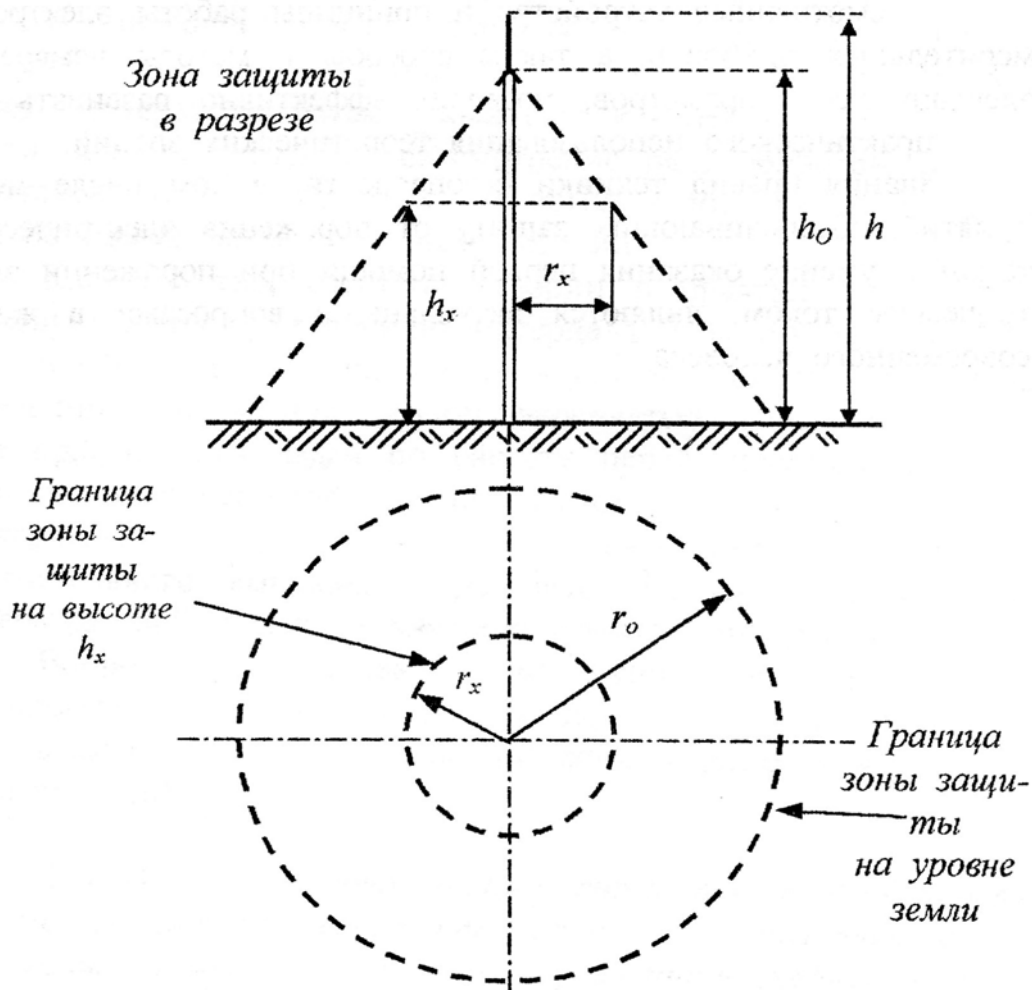


Рис. 5.3. Зона защиты одиночного стержневого молниеотвода

#### 5.4. Понятие о шаговом напряжении

Опасные напряжения и токи могут возникать не только при касании к одной из фаз трехфазной цепи, но и к заземленным токоведущим шинам и проводам, оказавшимся под нерасчетным напряжением в результате аварии. Если человек подойдет к опорам высоковольтных линий электропередачи (ЛЭП) или трансформаторных установок в аварийных режимах работы последних, то может возникнуть опасное шаговое напряжение  $U_{Ш}$  между ногами человека (рис. 5.4).

Например, при обрыве токонесущих проводников линий электропередач, в зоне соприкосновения проводника с землей, будет приложено фазное напряжение  $U_{\phi}$ , которое будет вызывать выделение тепла на сопротивлении  $R_3$  - сопротивление участка почвы, подвергнутое воздействию тока  $I_{\phi}$ . Удельное сопротивление почвы  $\rho_n$ ,  $Ом \cdot м$ , зависит от ее влажности, состава, физико-механических свойств и др. При этом приложенное фазное напряже-

ние  $U_\phi$ , будучи приложенное к сопротивлению почвы  $R_3$ , будет экспоненциально  $U = f(l)$  убывать по мере удаления  $l$  от точки соприкосновения проводника с землей.

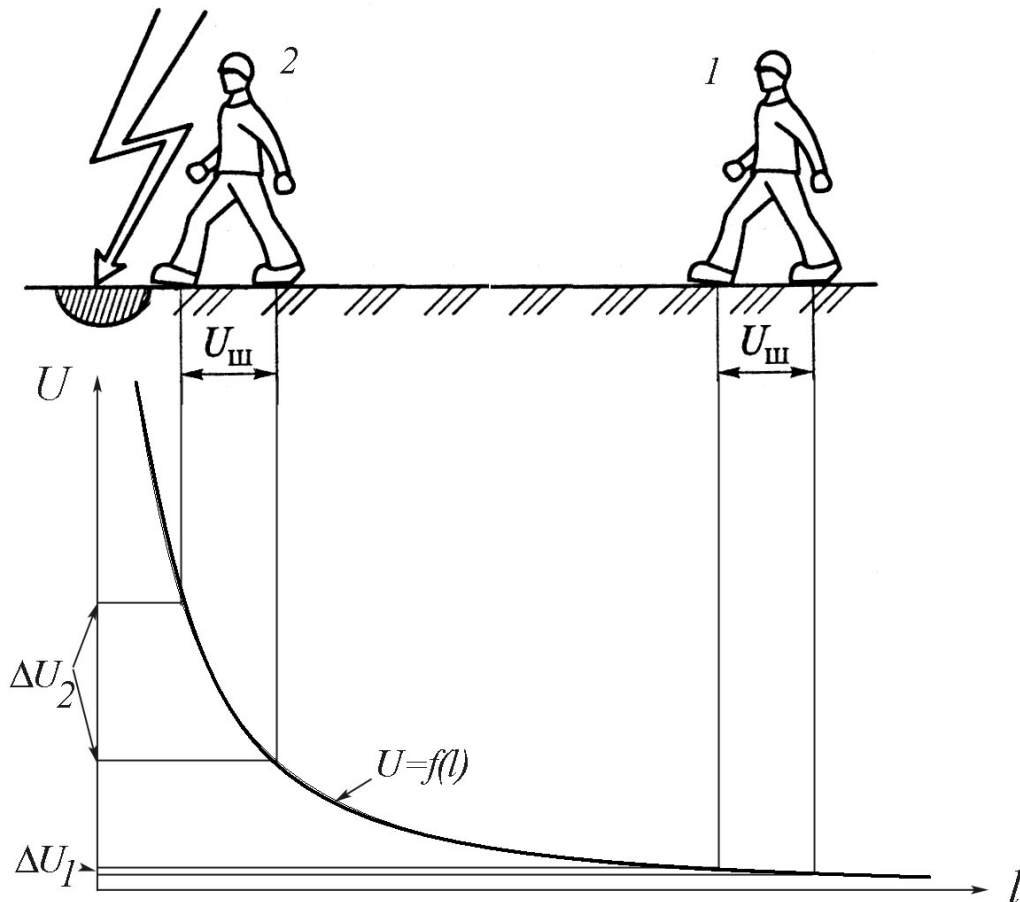


Рис. 5.4. Механизм возникновения шагового напряжения

Таким образом, в точке 1 приложенное к ногам человека напряжение  $\Delta U_1$  будет незначительно, но по мере приближения к точке соприкосновения провода с землей будет экспоненциально нарастать, что приведет к поражению человека напряжением  $\Delta U_2$ . Поэтому рекомендуется, увидев оборванный провод или почувствовав шаговое напряжение, немедленно удаляться прыжками от источника поражения, с тем, чтобы одновременно земли касалась только одна нога.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А.Г., Войшвилло Г.В. Операционные усилители и их применение. – М.: Радио и связь, 1989. – 120 с.
2. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника. - М.: Высш. шк., 1991. - 384 с.
3. Григораш О.В., Курзин Н.И. Электротехника и электроника: Курс лекций. – Краснодар, 2003. – 212 с.
4. Жаворонков М.А. Электротехника и электроника: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений/ М.А. Жаворонков, А.В. Кузин. – М.: Изд. Центр «Академия», 2005. – 400 с.
5. Жеребцов И.П. Электрические и магнитные цепи: Основы электротехники. - Л.: Энергоатомиздат, 1982. - 216 с.
6. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. –Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 280 с.
7. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. - М.: Высш. шк. 2002. - 542 с.
8. Мальцева Л.А. и др. Основы цифровой техники/ Л.А. Мальцева, Э.М. Фромберг, В.С. Ямпольский. – М.: Радио и связь, 1986, - 128 с.
9. Органик Э. Организация системы Интел – 432/ М.: Мир, 1987. – 446 с.
10. Основы промышленной электроники /Под ред. В.В. Герасимова. – М.: Высш. шк., 1986. – 572 с.
11. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах питания РЭА. – М.: Радио и связь, 1989. – 160 с.
12. Справочник по импульсной технике. / Яковлев В.Н., Воскресенский В.В., Генис А.А., Доронкин Е.Ф., Литвиненко О.Н., Мигулин И.Н., Сошников В.И., Цветков А.В. – Техника, Киев, 1973. – 712 с.
13. Справочник радиолюбителя / Под ред. А.А. Куликовского. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 500 с.
14. Токхайм Р.Л. Микропроцессоры: Курс и упражнения/ Пер. с англ., под ред. В.Н. Грасевича. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 336 с.
15. Шевкопляс Б.В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения: Справочник./ 2 изд. перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 512 с.
16. Wood A. Microprocessors: Your questions answered Butterworths & Co. Sevenoaks, 1982. – 184 p.
17. The Intel Data sheets: Intel Pentium D Processor/ Silicon Valley, 2006. – 26 p.

## ПРИЛОЖЕНИЯ

### Приложение 1 – Программа анализа нелинейных электрических цепей

```
10 CLS
20 PRINT "*** Анализ электрических цепей ***"
30 PRINT
40 GOTO 6000
1000 IF ABS(VR)>ABS(VI) GOTO 1050
1010 R=VR/VI:DE=VI+R*VR
1020 WR=(UR*R+UI)/DE
1030 WI=(UI*R-UR)/DE
1040 RETURN
1050 R=VI/VR:DE=VR+R*VI
1060 WR=(UR+UI*R)/DE
1070 WI=(UI-UR*R)/DE
1080 RETURN
1500 IF CS=0 THEN AL=90*SGN(SN):RETURN
1510 AL=180/3.14159*ATN(SN/CS)
1520 IF CS<0 THEN AL=AL+180
1530 IF AL>180 THEN AL=AL-360
1540 RETURN
1600 W=F*6.28319
1610 FOR I=1 TO U
1620 YR(I,U+1)=0:YI(I,U+1)=0
1630 IF I=IP THEN YR(I,U+1)=1
1640 IF I=IM THEN YR(I,U+1)=-1
1650 FOR J=1 TO U
1660 YR(I,J)=YY(I,J)+TT(I,J)
1670 YI(I,J)=YC(I,J)*W-YL(I,J)/W
1680 NEXT
1690 NEXT
2000 N=0
2010 N=N+1:K=N
2025 IF YR(K,N)=0 AND YI(K,N)=0 THEN K=K+1:GOTO 2025
2060 IF K=N GOTO 2120
2070 J=U+1
2080 FOR M=N TO J
2090 TR=YR(N,M):YR(N,M)=YR(K,M):YR(K,M)=TR
2100 TI=YI(N,M):YI(N,M)=YI(K,M):YI(K,M)=TI
2110 NEXT M
2120 FOR J=U+1 TO N STEP -1
2140 IF ABS(YR(N,N))>ABS(YI(N,N)) GOTO 2180
```

```

2150 R=YR(N,N)/YI(N,N):DE=YI(N,N)+R*YR(N,N)
2160 TR=(YR(N,J)*R+YI(N,J))/DE:TI=(YI(N,J)*R-YR(N,J))/DE
2170 GOTO 2200
2180 R=YI(N,N)/YR(N,N):DE=YR(N,N)+R*YI(N,N)
2190 TR=(YR(N,J)+YI(N,J)*R)/DE:TI=(YI(N,J)-YR(N,J)*R)/DE
2200 YR(N,J)=TR:YI(N,J)=TI
2210 NEXT J
2220 M=U+1
2230 FOR I=K+1 TO U
2235 IF N+1=M GOTO 2290
2240 FOR J=N+1 TO M
2250 TR=YR(I,J)-YR(I,N)*YR(N,J)+YI(I,N)*YI(N,J)
2260 YI(I,J)=YI(I,J)-YI(I,N)*YR(N,J)-YR(I,N)*YI(N,J)
2270 YR(I,J)=TR
2280 NEXT J
2290 NEXT I
2300 IF N<>U GOTO 2010
2310 FOR I=U TO 1 STEP -1
2320 AR(I)=YR(I,M)
2330 AI(I)=YI(I,M)
2340 FOR K=I-1 TO 1 STEP -1
2350 TR=YR(K,M)-YR(K,I)*AR(I)+YI(K,I)*AI(I)
2360 YI(K,M)=YI(K,M)-YR(K,I)*AI(I)-YI(K,I)*AR(I)
2370 YR(K,M)=TR
2380 NEXT K
2390 NEXT I
2400 RETURN
2500
PRINT"aR(IP)=";AR(IP);"AR(IM)=";AR(IM);"AI(IP)=";AI(IP);"ai(im)=";AI(IM)
3000 UR=AR(OP)-AR(OM):UI=AI(OP)-AI(OM)
3010 VR=AR(IP)-AR(IM):VI=AI(IP)-AI(IM)
3020 GOSUB 1000
3030 K=SQR(WR^2+WI^2)
3040 KL=INT(868.6*LOG(K+1E-30)+.5)/100
3050 CS=WR:SN=WI:GOSUB 1500
3060 PH=INT(AL*10+.5)/10
3070 PRINTF,K,KL,PH
3080 RETURN
3500 Z=SQR((AR(IP)-AR(IM))^2+(AI(IP)-AI(IM))^2)
3510 CS=AR(IP)-AR(IM):SN=AI(IP)-AI(IM)
3520 GOSUB 1500
3530 PH=INT (AL*10+.5)/10
3540 PRINT F, Z, PH

```

```

3550 RETURN
4000 INPUT I
4010 IF I>=0 AND I<=U THEN RETURN
4020 PRINT "??";: GOTO 4000
4500 PRINT"Начало";:GOSUB 4000:E1=I
4510 PRINT"Конец";:GOSUB 4000:E2=I
4520 PRINT"Значение (";UN$;")";:INPUT ZN
4530 IF ZN<>0 THEN RETURN
4540 IF E$<>"R" AND E$<>"L"THEN RETURN
4550 PRINT E$;"=0 Недопустимо."
4560 GOTO 4520
5000 PRINT"+";:GOSUB 4000:P=I
5010 PRINT"-";:GOSUB 4000:M=I
5020 RETURN
5500 Y=1/ZN
5510 YY(E1,E2)=YY(E1,E2)-Y:YY(E2,E1)=YY(E2,E1)-Y
5520 YY(E1,E1)=YY(E1,E1)+Y:YY(E2,E2)=YY(E2,E2)+Y
5530 RETURN
5600 Y=1/ZN*1000000!
5610 YL(E1,E2)=YL(E1,E2)-Y:YL(E2,E1)=YL(E2,E1)-Y
5620 YL(E1,E1)=YL(E1,E1)+Y:YL(E2,E2)=YL(E2,E2)+Y
5630 RETURN
5700 Y=ZN*1E-12
5710 YC(E1,E2)=YC(E1,E2)-Y:YC(E2,E1)=YC(E2,E1)-Y
5720 YC(E1,E1)=YC(E1,E1)+Y:YC(E2,E2)=YC(E2,E2)+Y
5730 RETURN
5800 PRINT"Из какого узла вытекает ток";:GOSUB 4000:SS=I
5810 PRINT"В какой узел втекает ток";:GOSUB 4000:DD=I
5815 PRINT"Ток управляется напряжением между узлами:"
5820 GOSUB 5000:CP=P:CM=M
5830 INPUT"Крутизна (A/V)";Y
5840 TT(DD,CP)=TT(DD,CP)-Y:TT(SS,CM)=TT(SS,CM)-Y
5850 TT(DD,CM)=TT(DD,CM)+Y:TT(SS,CP)=TT(SS,CP)+Y
5860 RETURN
5900 M=0:FOR I=LEN(C$) TO 1 STEP -1
5910 IF MID$(C$,I,1)="/" THEN M=I
5920 NEXT
5930 RETURN
6000 CLEAR 100:UU=INT((SQR((FRE(X)-100)*3/8+1)-1)/3)-1
6010 PRINT"Анализируемая цепь может содержать элементы"
6020 PRINT"R,L,C, а также зависимые источники тока, управляе-"
6030 PRINT"мые напряжением. Число узлов цепи не более";
6040 PRINT UU;CHR$(8)+", не"

```

```

6050 PRINT"считая общего узла, имеющего номер 0.":PRINT
6060 INPUT "Число узлов";U:IF U<2 OR U>UU GOTO 6060
6070 DIM YY(U,U),TT(U,U),YL(U,U),YC(U,U)
6080 DIM YR(U,U+1),YI(U,U+1),AR(U),AI(U)
6090 PRINT:INPUT"Элемент (R,L,C,I)";E$
6100 IF E$="R" THEN UN$="Ом":GOSUB 4500:GOSUB 5500
6110 IF E$="L" THEN UN$="мкГн":GOSUB 4500:GOSUB 5600
6120 IF E$="C" THEN UN$="пФ":GOSUB 4500:GOSUB 5700
6130 IF E$="I" THEN GOSUB 5800
6140 IF E$<> "." GOTO 6090
6150 MD$="K"
6160 INPUT"Команда ";C$
6170 IF C$="." GOTO 6090
6175 C$=C$+" "
6180 L$=LEFT$(C$,1)
6190 IF L$<>"k" AND L$<>"Z" GOTO 6310
6200 MD$=L$:C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-1)
6210 PRINT"Входное напряжение подается между узлами"
6220 GOSUB 5000:IP=P:IM=M
6230 IF MD$="Z" GOTO 6290
6240 PRINT" Выходное напряжение измеряется между узлами:"
6250 GOSUB 5000:OP=P:OM=M
6260 PRINT"Частота","Коэффициент передачи","Фаза"
6270 PRINT" Hz"," (raz) (db)","(grad.)"
6280 GOTO 6310
6290 PRINT" Частота ","Входное сопротивление"
6300 PRINT" (Hz)","Модуль (Ом) Фаза (град.)"
6310 F$=C$:D$="0":P$="1"
6320 GOSUB 5900
6330 IF M=0 GOTO 6420
6340 F$=LEFT$(C$,M-1):D$=F$
6350 C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-M)
6360 P$=C$
6370 GOSUB 5900
6380 IF M=0 GOTO 6420
6390 D$=LEFT$(C$,M-1)
6400 C$=RIGHT$(C$,LEN(C$)-M)
6410 P$=C$
6420 FO=VAL(F$):DF=VAL(D$):PT=VAL(P$)
6430 IF PT<=1 THEN PT=1.1
6440 FOR II=1 TO PT
6450 F=FO+DF*(II-1)
6455 IF F=0 THEN F=1E-30

```



```

6460 GOSUB 1600
6470 IF MD$="K" THEN GOSUB 3000
6480 IF MD$="Z" THEN GOSUB 3500
6490 NEXT

```

## Приложение 2 – Программа расчета силовых трансформаторов

```

10 CLS
20 DIM DP(63), NP(63)
30 FOR I = 1 TO 63: READ DP(I): NEXT I
40 FOR I = 1 TO 63: READ NP(I): NEXT I
50 DATA
.04,.05,.06,.07,.08,.09,.1,.11,.12,.13,.14,.15,.16,.17,.18,.19,.20,.21,.22,.23,.24,.25,.26,
.27,.28,.29,.30,.32,.34,.36,
60 DATA .38,.44,.45,.50,.55,.6,.65,.7,.75,.8,.85,.9,.95,1
70 DATA
1.04,1.08,1.12,1.16,1.20,1.25,1.30,1.35,1.40,1.45,1.50,1.56,1.62,1.68,1.74,1.81,1.88,
1.95,2.02,
80 DATA
25100,18500,12600,10050,8200,6650,5650,4500,3900,3100,3000,2720,2400,2120,1
940,1750,1600,1420,1320,1220,1130,1050,960
90 DATA
900,850,800,750,650,580,520,470,430,335,280,225,195,170,148,126,112,102,91,81,
75
100 DATA 73,70,65,60,55,50,45,41,38,36,33,31,28,25,23,17,15,14,12
110 INPUT "Количество вторичных обмоток"; N
120 DIM U(N), I(N), Y(N), W(N), J(N), D(N), N(N)
130 PRINT : PRINT : PRINT "Первичная обмотка"
140 INPUT "Напряжение на первичной обмотке"; U(0)
150 FOR Z = 1 TO N
160 PRINT : PRINT : PRINT "Вторичная обмотка"; Z
170 PRINT "Напряжение [V] ": INPUT U(Z)
180 INPUT "Ток [A] "; I(Z)
190 NEXT Z
200 Y = 0
210 FOR X = 1 TO N
220 Y = Y + U(X) * I(X)
230 NEXT X
240 IF Y < 50 THEN Y = Y / .8: GOTO 270
250 IF Y < 150 THEN Y = Y / .85: GOTO 270
260 Y = Y / .9
270 SE = SQR(Y): PRINT : PRINT "Необходимо сечение"; INT(SE * 100) / 100;
"кв.см"

```

```

280 INPUT "Сечение вашего трансформатора, кв.см"; SM
290 IF SM < SE THEN PRINT TAB(5); "Это сечение меньше необходимого":
GOTO 280
300 PRINT : PRINT
310 B = 1.2
320 Y = Y / .9: PRINT "Предлагаемая индукция B=1.2Т, плотность тока 2.55
А/кв.мм"
321 INPUT "Если согласны -1, нет - 0"; YY
330 IF YY = 1 THEN 390
340 PRINT "Мощность вашего трансформатора"; INT(Y * 100) / 100;
CHR$(14); "[VA]"; CHR$(15)
350 PRINT : PRINT "Предлагаемая индукция B=1.2Т": PRINT "согласны? Да
или нет (1/0)": INPUT AK
360 PRINT : IF AK = 1 THEN 390
370 PRINT
380 INPUT "Введите индукцию вашего сердечника Т"; B
390 I(0) = Y / U(0): Y(0) = Y
400 S1 = 0
410 FOR X = 0 TO N
420 J(X) = 2.55: CLS
430 IF YY = 1 THEN 500
440 IF X = 0 THEN PRINT "Первичная обмотка": GOTO 460
450 PRINT "Вторичная обмотка"; X
460 PRINT "Напряжение"; U(X); "[V]"
470 PRINT "Ток "; INT(I(X) * 100) / 100; "[A]"
480 PRINT : PRINT "Предлагаемая плотность тока"; J(X); "А/кв.мм": PRINT
"Согласны ли вы?(1/0)": INPUT AK: PRINT : PRINT
490 IF AK = 0 THEN INPUT "Введите желаемую плотность"; J(X)
500 D(X) = .03558 * SQR(I(X) * 1000 / J(X))
510 IF D(X) > 2.02 THEN PRINT "Расчетный диаметр 'голого' провода";
INT(D(X) * 100) / 100; "mm"
520 R1 = ABS(D(X) - DP(1)): IP = 1
530 FOR Q = 1 TO 63
540 IF ABS(D(X) - DP(Q)) > R1 THEN 560
550 IP = Q: R1 = ABS(D(X) - DP(Q))
560 NEXT Q
570 PRINT
580 IF YY = 1 THEN 600
590 PRINT "Выбран стандартный диаметр провода"; DP(IP); "mm"
600 D(X) = DP(IP): N(X) = NP(IP)
610 K = 1
620 IF X > 0 THEN K = 1.08
630 W(X) = INT((U(X) * K) / (4.44 * 50 * B * SM) * 10000) + 1

```

```

640 IF YY = 1 THEN 700
650 PRINT "Количество витков"; W(X)
660 PRINT "Плотность тока"; J(X); "А/кв.мм"
670 S1 = S1 + W(X) / NP(IP)
680 PRINT : PRINT
690 PRINT "Нажмите ВК": INPUT A
700 NEXT
710 INPUT "Принтер Y/N"; P$: IF P$ = "y" OR P$ = "Y" THEN GOTO 950
720 PRINT TAB(12); STRING$(53, "=")
730 PRINT TAB(12); "I    Результаты расчета    I"
740 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "="); "I"
750 PRINT TAB(12); "I    Обмотка    I    Число    I    Диаметр I"
760 PRINT TAB(12); "I-----+-----I    I    I"
770 PRINT TAB(12); "I Напряжение,VI    Ток,А    I    витков    I    провода I"
780 PRINT TAB(12); "I-----I-----I-----I-----I"
790 FOR X = 0 TO N
800 I(0) = 1000! * I(0): I(0) = INT(I(0)) / 1000!
810 A$ = SPACE$(4): C$ = SPACE$(8): U$ = STR$(U(X))
820 I$ = STR$(I(X)): W$ = STR$(W(X)): D$ = STR$(D(X))
830 K$ = SPACE$(2)
840 PRINT TAB(12); "I"; LEFT$((A$ + U$ + C$), 13); "I"; LEFT$((A$ + I$ + C$),
13); "I"; LEFT$((A$ + W$ + C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + D$ + C$), 9); "I"
850 NEXT X
860 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "-"); "I"
870 PRINT TAB(12); "I    Сечение    I    Расчетное    I    Принятое I"
880 PRINT TAB(12); "I    сердечника, кв.см    I"; LEFT$((A$ + STR$(SE) +
C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + STR$(SM) + C$), 9); "I"
890 PRINT TAB(12); "I"; STRING$(51, "-"); "I"
900 M$ = " Wt"
910 PRINT TAB(12); "I    Мощность трансформатора    I"; LEFT$((SPACE$(10) +
STR$(INT(Y)) + M$ + C$), 23); "I"
920 PRINT TAB(12); STRING$(53, "=")
930 INPUT "Повторить Y/N"; A$
940 IF A$ = "y" OR A$ = "Y" THEN RUN ELSE run "radio"
950 LPRINT STRING$(53, "=")
960 LPRINT "I    Результаты расчета    I"
970 LPRINT "I"; STRING$(51, "="); "I"
980 LPRINT "I    Обмотка    I    Число    I    Диаметр I"
990 LPRINT "I-----+-----I    I    I"
1000 LPRINT "I Напряжение,VI    Ток,А    I    витков    I    провода I"
1010 LPRINT "I-----I-----I-----I-----I"
1020 FOR X = 0 TO N
1030 I(0) = 1000 * I(0): I(0) = INT(I(0)) / 1000

```

```

1040 A$ = SPACES$(4): C$ = SPACES$(8): U$ = STR$(U(X))
1050 I$ = STR$(I(X)): W$ = STR$(W(X)): D$ = STR$(D(X)): K$ = SPACES$(2)
1060 LPRINT "I"; LEFT$((A$ + U$ + C$), 13); "I"; LEFT$((A$ + I$ + C$), 13);
"I"; LEFT$((A$ + W$ + C$), 13); "I"; LEFT$((K$ + D$ + C$), 9); "I"
1070 NEXT X
1080 LPRINT "I"; STRING$(51, "-"); "I"
1090 LPRINT "I   Сечение       I Расчетное  II Принятое I"
1100 LPRINT "I  сердечника, кв.см   I"; LEFT$((A$ + STR$(SE) + C$), 13);
"I"; LEFT$((K$ + STR$(SM) + C$), 9); "I"
1110 LPRINT "I"; STRING$(51, "-"); "I": M$ = " Wt"
1120 LPRINT "I Мощность трансформатора  I"; LEFT$((SPACES$(10) +
STR$(INT(Y)) + M$ + C$), 23); "I"
1130 LPRINT STRING$(53, "=")
1140 GOTO 930

```

### Приложение 3 – Программа расчета плоских теплоотводов

```

5 CLS
10 REM Программа моделирования теплоотводов
20 REM J.M. HOWELL
30 DEF FN A(X)=INT(X*100)/100
40 NX=3:NY=5:N=NX*NY
50 TAMB=25:KR=5.14E-14:KC=1.98E-06
60 DIM W(N),T(N),A(N,N),E(N),DT(N)
70 RESTORE
80 DATA "Алюминий",0.230,2.7,"Медь",0.377,8.9
90 DATA "Латунь",0.112,8.3,"Нержавеющая сталь",0.052,7.8
100 GOSUB 1490
110 FOR I=1 TO 4
120 READ M$,X,X
130 PRINT I;" ";M$
140 NEXT I
150 PRINT
160 INPUT "Выберите материал (1-4)";M
170 IF M<1 OR M>4 THEN GOTO 160
180 INPUT "Коэффициент теплопроводности (0.5-4)";E
190 IF E<.5 OR E>4 THEN GOTO 180
200 WI=0
210 PRINT :PRINT "Введите 0 для завершения"
220 INPUT "Введите мощность источника тепла (Ватты)";W
230 IF W<=0 THEN GOTO 340
240 PRINT "Координаты расположения (1-";NX;" ,1-";NY;" )";

```

```

250 INPUT I,J
260 IF I<1 OR I>NX OR J<1 OR J>NY THEN GOTO 310
270 K=I+J*NX-NX
280 W(K)=W(K)+W
290 WI=WI+W
300 GOTO 320
310 PRINT I;" ";J;" За краями пластины"
320 PRINT
330 GOTO 220
340 GOSUB 1490
350 PRINT "Размеры пластины"
360 INPUT "Длина (ММ)";Y
370 INPUT "Ширина (ММ) ";X
380 INPUT "Толщина материала (ММ) ";Z
390 PRINT
400 IF Z>0 AND X>=Z AND Y>=X THEN GOTO 430
410 PRINT "Введите правильные значения"
420 GOTO 360
430 REM DETERMINE HEAT TRANSFER PROPERTIES
440 RESTORE
450 FOR I=1 TO M
460 READ M$,KM,RHO
470 NEXT I
480 HX=KM*Y*Z/X*NX/NY
490 HY=KM*X*Z/Y*NY/NX
500 REM DEFINE DISSIPATION COEFFICIENT CONSTANTS
510 B4=(273+TAMB)^4
520 S=X/NX*Y/NY*E
530 REM FIND AVERAGE PLATE TEMPERATURE
540 T=5
550 GOSUB 1540
560 IF WI>NX*NY*H THEN T=T+.5:GOTO 550
570 PRINT "Средний перегрев =" ;T;"Град. С"
580 PRINT
590 REM FIND SLOPE OF HEAT LOSS CURVE
600 GOSUB 1540
610 H0=H
620 T=T+1
630 GOSUB 1540
640 DHDT=H-H0
650 REM SET UP JACOBIAN MATRIX
660 FOR I=1 TO NX
670 FOR J=1 TO NY

```

```

680 K=I+J*NX-NX
690 A=DHDT
700 IF I>1 THEN A(K-1,K)=HX:A=A+HX
710 IF I<NX THEN A(K+1,K)=HX:A=A+HX
720 IF J>1 THEN A(K-NX,K)=HY:A=A+HY
730 IF J<NY THEN A(K+NX,K)=HY:A=A+HY
740 A(K,K)=-A
750 NEXT J
760 NEXT I
770 PRINT "Факторизация Якобиана..."
780 REM PERFORM LU DECOMPOSITION ON JACOBIAN
790 FOR I=1 TO N-1
800 FOR J=I+1 TO N
810 A=-A(I,J)/A(I,I)
820 A(I,J)=A
830 FOR K=I+1 TO N
840 A(K,J)=A(K,J)+A(K,I)*A
850 NEXT K
860 NEXT J
870 NEXT I
880 PRINT "Решение..."
890 L=0
900 REM MAIN ITERATION LOOP START
910 REM FIND ERROR TERM
920 FOR I=1 TO NX
930 FOR J=1 TO NY
940 K=I+J*NX-NX
950 T=T(K)
960 GOSUB 1540
970 E=-H+W(K)
980 IF I>1 THEN E=E+HX*(T(K-1)-T)
990 IF I<NX THEN E=E+HX*(T(K+1)-T)
1000 IF J>1 THEN E=E+HY*(T(K-NX)-T)
1010 IF J<NY THEN E=E+HY*(T(K+NX)-T)
1020 E(K)=E
1030 NEXT J
1040 NEXT I
1050 REM SOLVE MATRIX EQUATION FOR DT
1060 FOR I=1 TO N-1
1070 FOR J=I+1 TO N
1080 E(J)=E(J)+A(I,J)*E(I)
1090 NEXT J
1100 NEXT I

```

```

1110 FOR I=N TO 1 STEP -1
1120 DT(I)=E(I)
1130 FOR J=N TO I+1 STEP -1
1140 DT(I)=DT(I)-DT(J)*A(J,I)
1150 NEXT J
1160 DT(I)=DT(I)/A(I,I)
1170 NEXT I
1180 REM COMPUTE NORM OF DT AND UPDATE T
1190 D2=0
1200 FOR I=1 TO N
1210 D2=D2+DT(I)*DT(I)
1220 T(I)=T(I)-DT(I)
1230 NEXT I
1240 DT=SQR(D2/NX/NY)
1250 REM LOOP MONITORING
1260 L=L+1
1270 PRINT "В приближении ";L;"Ошибка T=";DT
1280 IF DT >.02 THEN GOTO 900
1290 REM OUTPUT RESULTS
1300 GOSUB 1490
1310 PRINT M$;"Теплоотвод в воздух";TAMB;" Град. С"
1320 PRINT "Размер=";Y;"на";X;"на";Z;"ММ"
1330 PRINT "Вес=";X*Y*Z*RHO/1000;"Грамм"
1340 PRINT :PRINT "Источник тепловой мощности (Ватты)"
1350 FOR J=1 TO NY
1360 FOR I=1 TO NX
1370 PRINT TAB(I*12-11);FNA(W(I+J*NX-NX));
1380 NEXT I
1390 PRINT
1400 NEXT J
1410 PRINT :PRINT "TEMPERATURE DISTRIBUTION (DEG C)"
1420 FOR J=1 TO NY
1430 FOR I=1 TO NX
1440 PRINT TAB(I*12-11);FNA(T(I+J*NX-NX)+TAMB);
1450 NEXT I
1460 PRINT
1470 NEXT J
1480 INPUT"REPEAT (Y/N)";A$:IF A$="Y" OR A$="y" THEN RUN ELSE End
1490 REM PRINT TITLE
1500 CLS
1510 PRINT :PRINT "Тепловой расчет радиаторов"
1520 PRINT
1530 RETURN

```

```
1540 REM FIND HEAT LOSS H FOR TEMP RISE T
1550 A=T+TAMB+273
1560 HR=KR*(A*A*A*A-B4)
1570 HC=KC*SQR(SQR(ABS(T+TAMB)))*T
1580 H=(HR+HC)*S
1590 RETURN
```



Учебное издание

**Екутеч Руслан Измайлович, Паранук Арамбий Асланович,  
Хрисониди Виталий Алексеевич**

## ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Подписано в печать 28.06.2019. Формат 60x90 1/16. Усл.печ.л.- 21,57.  
Тираж 500 экз. Заказ

ISBN 978-5-91221-409-7



9 785912 214097 >

Издательство: Краснодарский ЦНТИ – филиал ФГБУ «РЭА» Минэнерго России  
350058, г. Краснодар, ул. Старокубанская, д.116-а