

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

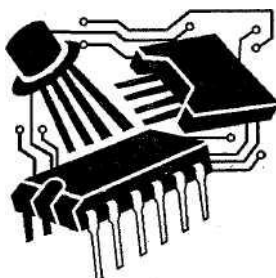
Кафедра «Автоматизация и математическое моделирование в НГК»

Конспект лекций по дисциплине

**Схемотехника информационно-измерительных устройств систем
управления в нефтегазовом комплексе**

для студентов заочной формы обучения

Ростов–на–Дону
ДГТУ
2025



ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

В данной главе рассматриваются следующие элементы электронных схем, указанные на рис.1.1.

Много места отведено описанию устройства и основных физических процессов, характеристикам и параметрам элементов. Приводятся и математические модели этих элементов, дается анализ схем с рассматриваемыми элементами. Указываются особенности практического применения этих элементов.

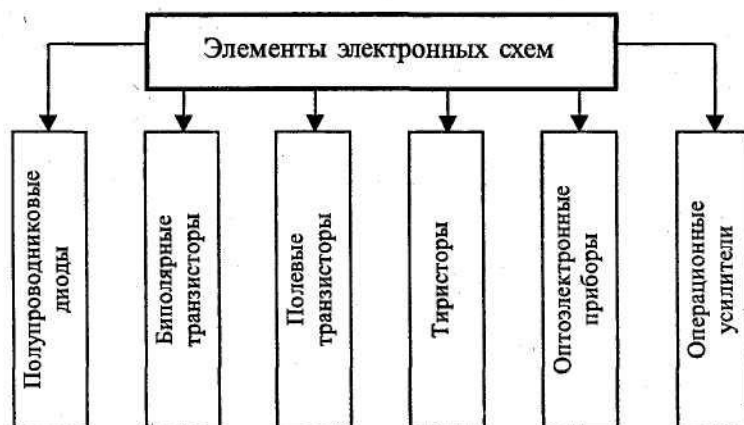


Рис. 1.1

1.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

1.1.1. Краткое описание полупроводниковых материалов

Полупроводниковые материалы (германий, кремний) по своему удельному электрическому сопротивлению ρ занимают место между проводниками и диэлектриками ($\rho = 10^{-3} \dots 10^8$ Ом \cdot см). Разная величина проводимости у металлов, полупроводников и диэлектриков обусловлена разной величиной энергии, которую надо затратить на то, чтобы освободить валентный электрон от связей с атомами, расположенными в узлах кристаллической решетки. Причем проводимость полупроводников в значительной степени зависит от наличия примесей и температуры.

В полупроводниках присутствуют подвижные носители заряда двух типов: отрицательные электроны и положительные дырки.

Чистые (собственные) полупроводники в полупроводниковых приборах практически не применяются, так как обладают малой проводимостью и не обеспечивают односторонней проводимости. Подвижные носители заряда в собственных полупроводниках возникают обычно в результате термогенерации. Техническое применение получили так называемые примесные полупроводники, в которых в зависимости от рода введенной примеси преобладает либо электронная, либо дырочная проводимость.

Если в кристаллическую решетку 4-валентного кремния ввести примесь 5-валентного элемента (фосфора P, сурьмы Sb, мышьяка As), то четыре валентных электрона каждого примесного атома примут участие в образовании ковалентных связей с четырьмя соседними

атомами кремния, а пятый валентный электрон окажется избыточным. Он слабо связан с атомом и легко превращается в свободный. При этом атом примеси превращается в положительный неподвижный ион. Увеличение концентрации свободных электронов увеличивает вероятность рекомбинации, поэтому концентрация дырок уменьшается. При нормальной температуре практически все атомы примеси превращаются в положительные неподвижные ионы, а число свободных электронов значительно превышает число дырок. Основными носителями заряда в таких полупроводниках являются электроны, поэтому такой полупроводник называется полупроводником n-типа (электронного типа). Неосновными носителями заряда в нем являются дырки. Примеси, атомы которых отдают электроны, называют донорами.

При введении примеси 3-валентного элемента (бора В, индия In, алюминия Al) три валентных электрона каждого атома примеси принимают участие в образовании только трех ковалентных связей, а для четвертой связи атом примеси забирает электрон из какой-либо другой связи между атомами кремния, образуя при этом дырку. Атом примеси превращается в отрицательный неподвижный ион. Таким образом, 3-валентная примесь увеличивает концентрацию дырок, что в свою очередь уменьшает концентрацию электронов. Основными носителями заряда таких полупроводников являются дырки, поэтому полупроводник называется полупроводником p-типа (дырочного типа). Неосновными носителями заряда являются электроны. Вещества, отбирающие электроны, называются акцепторами.

Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной, концентрация атомов примеси N должна превышать концентрацию электронов n и дырок p_i в собственном полупроводнике (n, p). Практически всегда N гораздо больше n и p_i .

Концентрация неосновных носителей уменьшается во столько раз, во сколько раз увеличивается концентрация основных носителей. Это объясняется увеличением вероятности рекомбинации. Для примесного полупроводника справедливо равенство

$$np = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2,$$

где n, p — концентрация электронов и дырок в примесном полупроводнике.

Число атомов примеси мало по сравнению с числом атомов полупроводника. Если использовать фосфор Р, атомный вес которого примерно равен атомному весу кремния, и добавить в 1 кг расплава кремния только 20 мкг фосфора, то эта добавка увеличит число свободных электронов на 5 порядков. На столько же порядков уменьшится концентрация неосновных носителей.

Концентрация основных носителей определяется концентрацией примеси и практически не зависит от температуры, так как уже при комнатной температуре все атомы примеси ионизированы, а число основных носителей, возникающих за счет генерации пар электрон-дырка, пренебрежимо мало по сравнению с общим числом основных носителей. В то же время концентрация неосновных носителей мала и сильно зависит от температуры, увеличиваясь в 2—3 раза при увеличении температуры на каждые 10°C .

1.1.2. Устройство и основные физические процессы

Полупроводниковым диодом называется электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом, имеющий 2 вывода.

Структура полупроводникового диода с электронно-дырочным переходом и его условное графическое обозначение приведены на рис. 1.2, а, б.

Буквами p и n обозначены слои полупроводника с проводимостями соответственно p-типа и n-типа.



Рис. 1.2

Обычно концентрации основных носителей заряда (дырок в слое p и электронов в слое n) сильно различаются. Слой полупроводника, имеющий большую концентрацию, называют эмиттером, а имеющий меньшую концентрацию, — базой.

Далее рассмотрим основные элементы диода (p - n -переход и невыпрямляющий контакт металл-полупроводник), физические явления, лежащие в основе работы диода, а также важные понятия, используемые для описания диода. Глубокое понимание физических явлений и владение указанными понятиями необходимо не только для того, чтобы правильно выбирать конкретные типы диодов и определять режимы работы соответствующих схем, выполняя традиционные расчеты по той или иной методике. В связи с быстрым внедрением в практику инженерной работы современных систем схемотехнического моделирования эти явления и понятия приходится постоянно иметь в виду при выполнении математического моделирования. Системы моделирования быстро совершенствуются, и математические модели элементов электронных схем все более оперативно учитывают самые «тонкие» физические явления. Это делает весьма желательным постоянное углубление знаний в описываемой области и необходимым понимание основных физических явлений, а также использование соответствующих основных понятий.

Приведенное ниже описание основных явлений и понятий, кроме прочего, должно подготовить читателя к систематическому изучению вопросов математического моделирования электронных схем.

Рассматриваемые ниже явления и понятия необходимо знать при изучении не только диода, но и других приборов.

Структура p - n -перехода. Вначале рассмотрим изолированные друг от друга слои полупроводника (рис. 1.3).

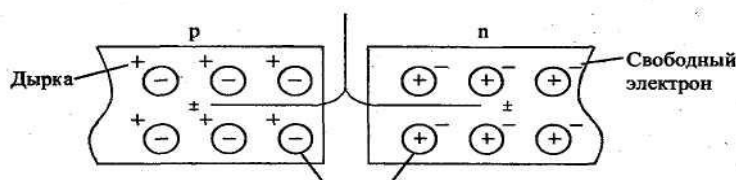


РИС. 1.3

Изобразим соответствующие зонные диаграммы (рис. 1.4).



Рис. 1.4

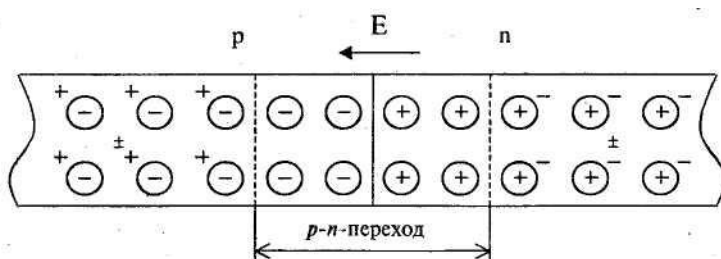


Рис. 1.5

В отечественной литературе по электронике уровни зонных диаграмм и разности этих уровней часто характеризуют потенциалами и разностями потенциалов, измеряя их в вольтах, например, указывают, что ширина запрещенной зоны ϕ_5 для кремния равна 1,11 В.

В то же время зарубежные системы схемотехнического моделирования реализуют тот подход, что указанные уровни и разности уровней характеризуются той или иной энергией и измеряются в электронвольтах (эВ), например, в ответ на запрос такой системы о ширине запрещенной зоны в случае кремниевого диода вводится величина 1,11 эВ.

В данной работе используется подход, принятый в отечественной литературе.

Теперь рассмотрим контактирующие слои полупроводника (рис. 1.5).

В контактирующих слоях полупроводника имеет место диффузия дырок из слоя p в слой n , причиной которой является то, что их концентрация в слое p значительно больше их концентрации в слое n (существует градиент концентрации дырок). Аналогичная причина обеспечивает диффузию электронов из слоя n в слой p . Диффузия дырок из слоя p в слой n , во-первых, уменьшает их концентрацию в приграничной области слоя p и, во-вторых, уменьшает концентрацию свободных электронов в приграничной области слоя n вследствие рекомбинации. Подобные результаты имеет и диффузия электронов из слоя n в слой p .

В итоге в приграничных областях слоя p и слоя n возникает так называемый обедненный слой, в котором мала концентрация подвижных носителей заряда (электронов и дырок). Обедненный слой имеет большое удельное сопротивление. Ионы примесей обедненного слоя не компенсированы дырками или электронами. В совокупности ионы образуют

нескомпенсированные объемные заряды, создающие электрическое поле с напряженностью E , указанной на рис. 1.5. Это поле препятствует переходу дырок из слоя p в слой n и переходу электронов из слоя n в слой p . Оно создает так называемый дрейфовый поток подвижных носителей заряда, перемещающий дырки из слоя n в слой p и электроны из слоя p в слой n . В установившемся режиме дрейфовый поток равен диффузионному, обусловленному градиентом концентрации. В несимметричном p - n -переходе более протяженным является заряд в слое с меньшей концентрацией примеси, т. е. в базе.

Изобразим зонную диаграмму для контактирующих слоев (рис. 1.6), учитывая, что уровень Ферми для них является единым.



Рис. 1.6

Рассмотрение структуры p - n -перехода и изучение зонной диаграммы (рис. 1.6) показывают, что в области перехода возникает потенциальный барьер. Для кремния высота $\Delta\phi$ потенциального барьера примерно равна 0,75 В.

Примем условие, что потенциал некоторой удаленной от перехода точки в слое p равен нулю. Построим график зависимости потенциала ϕ от координаты x соответствующей точки (рис. 1.7). Как видно из рисунка, значение координаты $x = 0$ соответствует границе слоев полупроводника.

Важно отметить, что представленные выше зонные диаграммы и график для потенциала ϕ (рис. 1.7) строго соответствуют подходу, используемому в литературе по физике полупроводников, согласно которому потенциал определяется для электрона, имеющего отрицательный заряд.

В электротехнике и электронике потенциал определяют как работу, совершаемую силами поля по переносу единичного положительного заряда.

Построим график зависимости потенциала ϕ_z , определяемого на основе электротехнического подхода, от координаты x (рис. 1.8).

Ниже индекс «э» в обозначении потенциала будем опускать и использовать только электротехнический подход (за исключением зонных диаграмм).

Прямое и обратное включение p - n -перехода. Идеализированное математическое описание характеристики перехода.

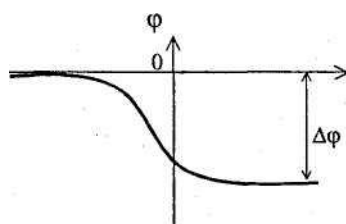


Рис 1.7

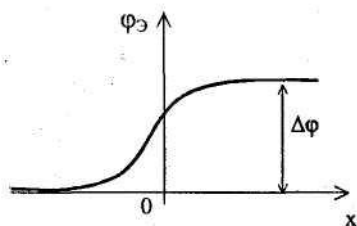


Рис 1.8

Подключим к р-п-переходу внешний источник напряжения так, как это показано на рис. 1.9. Это так называемое прямое включение р-п-перехода. В результате потенциальный

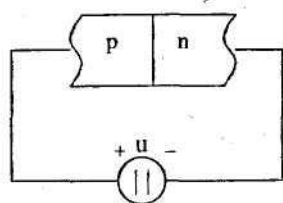


Рис 1. 9

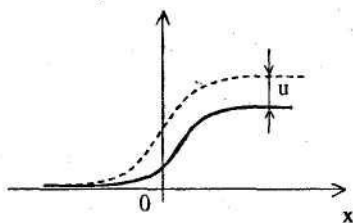


Рис 1. 10

барьер уменьшится на величину напряжения u (рис. 1.10), дрейфовый поток уменьшится, р-п-переход перейдет в неравновесное состояние, и через него будет протекать так называемый прямой ток.

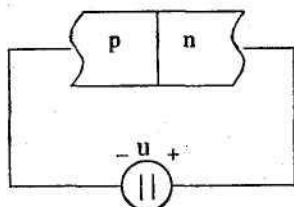


Рис 1. 11

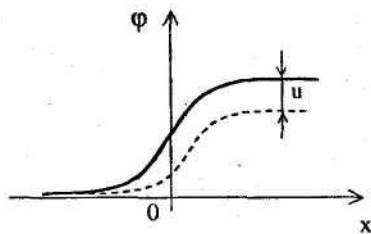


Рис 1. 12

Подключим к р-п-переходу источник напряжения так, как это показано на рис. 1.11. Это так называемое обратное включение р-п-перехода. Теперь потенциальный барьер увеличится на напряжение u (рис. 1.12). В рассматриваемом случае ток через р-п-переход будет очень мал. Это так называемый обратный ток, который обеспечивается термогенерацией электронов и дырок в областях, прилегающих к области р-п-перехода.

Обозначим через u напряжение на р-п-переходе, а через i — ток перехода (рис. 1.13). Для идеального р-п-перехода имеет место следующая зависимость тока i от напряжения u :

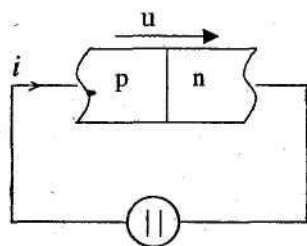


Рис 1. 13

$$i = i_s \cdot (e^{\frac{u}{\Phi_T}} - 1), \text{ причем } \Phi_T = \frac{kT}{q},$$

где i_s — ток насыщения (тепловой ток), индекс s — от английского *saturation current*, для кремниевых диодов обычно $i_s = 10^{-15} \dots 10^{-8}$ А;

k — постоянная Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К = $8,62 \cdot 10^{-5}$ эВ/К;

T — абсолютная температура, К;

q — элементарный заряд, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл;

Φ_T — температурный потенциал, при температуре 20°C (эта температура называется комнатной в отечественной литературе) $\Phi_T = 0,025$ В, при температуре 27°C (эта температура называется комнатной в зарубежной литературе) $\Phi_T = 0,026$ В.

Изобразим график зависимости тока i от напряжения u , которую называют вольт-

амперной характеристикой р-п-перехода (рис. 1.14).

Полезно отметить, что, как следует из приведенного выше выражения, чем меньше ток i_s , тем больше напряжение u при заданном положительном (прямом) токе. Учитывая, что ток насыщения кремниевых (Si) переходов обычно меньше тока насыщения германиевых (Ge) переходов, изобразим соответствующие вольт-амперные характеристики (рис. 1.15).

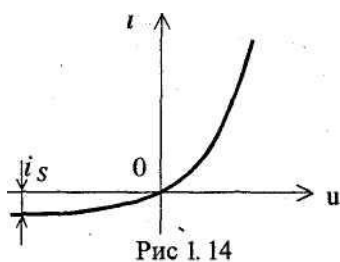


Рис. 1.14

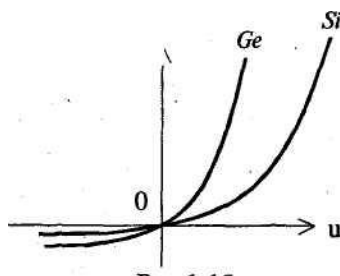


Рис. 1.15

Пробой р-п-перехода. Пробоем называют резкое изменение режима работы перехода, находящегося под обратным напряжением. Характерной особенностью этого изменения является резкое уменьшение дифференциального сопротивления перехода $r_{диф}$, которое определяется выражением

$$r_{диф} = \frac{du}{di}$$

где u — напряжение на переходе;
 i — ток перехода (см. рис. 1.13).

После начала пробоя незначительное увеличение обратного напряжения сопровождается резким увеличением обратного тока. В процессе пробоя ток может увеличиваться при неизменном и даже уменьшающемся (по модулю) обратном напряжении (в последнем случае дифференциальное сопротивление оказывается отрицательным). Изобразим соответствующий участок вольт-амперной характеристики р-п-перехода (рис. 1.16).

В основе пробоя $p-n$ -перехода лежат три физических явления:

- туннельного пробоя $p-n$ -перехода (эффект, явление Зенера);
- лавинного пробоя $p-n$ -перехода;
- теплового пробоя $p-n$ -перехода.



Рис. 1.16

Термин «пробой» используется для описания всей совокупности физических явлений и каждого отдельного явления.

И туннельный, и лавинный пробой принято называть электрическим пробоем.

Рассмотрим все три вида пробоя.

Туннельный пробой. Его называют также зенеровским пробоем по фамилии (Zener) ученого, впервые описавшего соответствующее явление в однородном материале. Ранее явлением Зенера ошибочно объясняли и те процессы при пробое перехода, в основе которых лежал лавинный пробой.

В иностранной литературе до сих пор называют диодами Зенера стабилитроны (диоды, работающие в режиме пробоя) независимо от того, используется туннельный или лавинный пробой. Напряжение, при котором начинается пробой, называют напряжением Зенера. Для объяснения механизма туннельного пробоя схематически изобразим соответствующую зонную диаграмму p - n -перехода (рис. 1.17).

Если геометрическое расстояние между валентной зоной и зоной проводимости (ширина, толщина барьера)

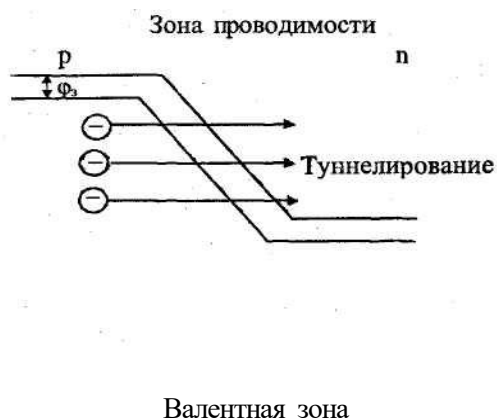


Рис. 1.17

достаточно мало, то возникает туннельный эффект — явление прохождения электронов сквозь потенциальный барьер. Туннельный пробой имеет место в p - n -переходах с базой, обладающей низким значением удельного сопротивления.

Лавинный пробой. Механизм лавинного пробоя подобен механизму ударной ионизации в газах, схематично явление лавинного пробоя изобразим на рис. 1.18.

Лавинный пробой возникает, если при движении до очередного соударения с атомом дырка (или электрон) приобретает энергию, достаточную для ионизации атома. Расстояние,

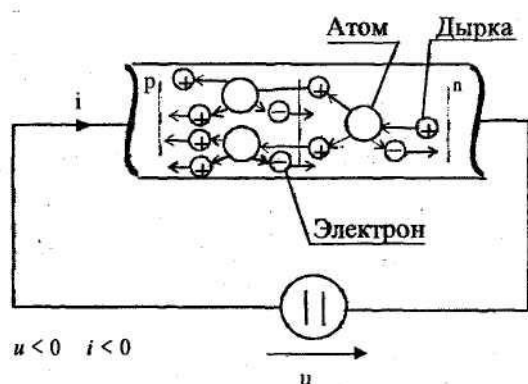


Рис. 1.18

которое проходит носитель заряда до соударения, называют длиной свободного пробега. Лавинный пробой имеет место в переходах с высокоомной базой (имеющей большое удельное сопротивление).

Тепловой пробой. Увеличение тока при тепловом пробое объясняется разогревом

полупроводника в области p - n -перехода и соответствующим увеличением удельной проводимости. Тепловой пробой характеризуется отрицательным дифференциальным сопротивлением. Если полупроводник — кремний, то при увеличении обратного напряжения тепловой пробой обычно возникает после электрического (во время электрического пробоя полупроводник разогревается, а затем начинается тепловой пробой). После электрического пробоя p - n -переход не изменяет своих свойств. После теплового пробоя, если полупроводник успел нагреться достаточно сильно, свойства перехода необратимо изменяются (соответствующий полупроводниковый прибор выходит из строя).

Явление изменения нескомпенсированных объемных зарядов в области p - n -перехода.

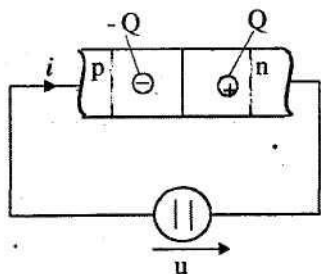
Барьерная емкость. Как уже отмечалось, вследствие диффузии электронов и дырок через p - n -переход в области перехода возникают нескомпенсированные объемные (пространственные) заряды ионизированных атомов примесей, которые закреплены в узлах кристаллической решетки полупроводника и поэтому не участвуют в процессе протекания электрического тока. Однако объемные заряды создают электрическое поле, которое в свою очередь самым существенным образом влияет на движение свободных носителей электричества, т. е. на процесс протекания тока.

При увеличении обратного напряжения область пространственных зарядов (главным образом за счет базы) и величина заряда в каждом слое (p и n) полупроводника увеличиваются. Это увеличение происходит непропорционально: при большом по модулю обратном напряжении заряд увеличивается при увеличении модуля напряжения медленнее, чем при малом по модулю обратном напряжении.

Дадим поясняющую иллюстрацию (рис. 1.19), где используем обозначения:

Q — пространственный заряд в слое l полупроводника;

u — внешнее напряжение, приложенное к p - n -переходу.



Обозначим через f функцию, описывающую зависимость Q от u . В соответствии с изложенным $Q = f(u)$.

В практике математического моделирования (и при ручных расчетах) удобно и поэтому принято пользоваться не этим выражением, а другим, получаемым из этого в результате дифференцирования. На практике широко используют так называемую барьерную емкость $C_{бар}$ p - n -перехода, причем по определению $C_{бар} = |dQ/du|$. Изобразим графики для Q (рис. 1.20) и $C_{бар}$ (рис. 1.21).

Явление возникновения и изменения объемного заряда неравновесных носителей электричества.

Диффузионная емкость. Если напряжение внешнего источника напряжения смещает p - n -переход в прямом направлении ($u > 0$), то начинается инжекция (эмиссия) — поступление неосновных носителей электричества в рассматриваемый слой полупроводника. В случае несимметричного p - n -перехода (что обычно бывает на практике) основную роль играет инжекция из эмиттера в базу.

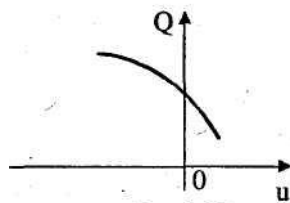


Рис 1. 20

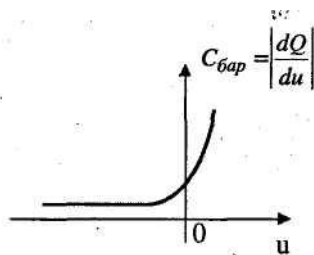


Рис 1. 21

Далее предполагаем, что переход несимметричный и что эмиттером является слой p , а базой — слой n . Тогда инжекция — это поступление дырок в слой n . Следствием инжекции является

возникновение в базе объемного заряда дырок.

Известно, что в полупроводниках имеет место явление диэлектрической релаксации (релаксации Максвелла), которое состоит в том, что возникший объемный заряд практически мгновенно компенсируется зарядом подошедших свободных носителей другого знака. Это происходит за время порядка 10^{-12} с или 10^{-11} с.

В соответствии с этим поступивший в базу заряд дырок будет практически мгновенно нейтрализован таким же по модулю зарядом электронов.

Используем обозначения:

Q — объемный заряд неравновесных носителей в базе;

u — внешнее напряжение, приложенное к р-п-переходу;

f — функция, описывающая зависимость Q от u .

Дадим поясняющую иллюстрацию (рис. 1.22).

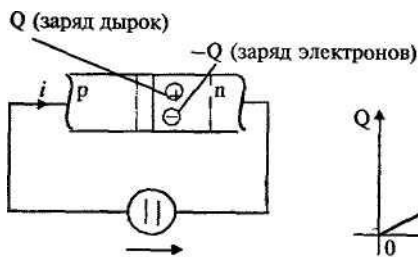


Рис. 1.22

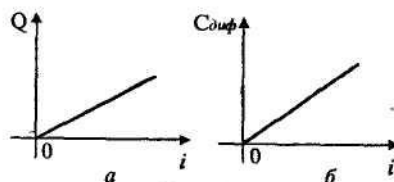


Рис. 1.23

В соответствии с изложенным $Q = f(u)$. На практике удобно и принято пользоваться не этим выражением, а другим, получаемым из этого в результате дифференцирования. При этом используют понятие диффузионной емкости $C_{диф}$ р-п-перехода, причем по определению $C_{диф} = dQ/du$. Емкость называют

диффузионной, так как рассматриваемый заряд Q лежит в основе диффузии носителей в базе. $C_{диф}$ удобно и принято описывать не как функцию напряжения u , а как функцию тока i р-п-перехода.

Сам заряд Q прямо пропорционален току i (рис. 1.23, а). В свою очередь ток i экспоненциально зависит от напряжения u (соответствующее выражение приведено выше), поэтому производная di/du также прямо пропорциональна току (для экспоненциальной функции ее производная тем больше, чем больше значение функции). Отсюда следует, что емкость $C_{диф}$ прямо пропорциональна току i (рис. 1.23, б):

$$C_{диф} = \frac{i \cdot \tau}{\varphi_T} \quad C_{диф} = \frac{i \cdot \tau}{\varphi_T},$$

где φ_T — температурный потенциал (определен выше);

τ — среднее время пролета (для тонкой базы), или время жизни (для толстой базы).

Среднее время пролета — это время, за которое инжектируемые носители электричества проходят базу, а. время жизни — время от инжекции носителя электричества в базу до рекомбинации.

Общая емкость р-п-перехода. Эта емкость $C_{пер}$ равна сумме рассмотренных емкостей, т. е. $C_{пер} = C_{бар} + C_{диф}$.

При обратном смещении перехода ($u < 0$) диффузионная емкость практически равна нулю и поэтому учитывают барьерную емкость. При прямом смещении обычно

$C_{бар} < C_{диф}$

Невыпрямляющий контакт металл-полупроводник. Для подключения внешних выводов в диодах используют так называемые невыпрямляющие (омические) контакты металл-полупроводник. Это такие контакты, сопротивление которых практически не зависит ни от полярности, ни от величины внешнего напряжения.

Получение невыпрямляющих контактов — не менее важная задача, чем получение р-п-

переходов. Для кремниевых приборов в качестве металла контактов часто используют алюминий. Свойства контакта металл-полупроводник определяются разностью работ выхода электрона. Работа выхода электрона из твердого тела — это приращение энергии, которое должен получить электрон, находящийся на уровне Ферми, для выхода из этого тела.

Обозначим работу выхода для металла через A_m а для полупроводника — через A_p . Разделив работы выхода на заряд электрона q , получим соответствующие потенциалы: $\phi_m = A_m/q$, $\phi_p = A_p/q$.

Введем в рассмотрение так называемую контактную разность потенциалов ϕ_{mp} : $\phi_{mp} = \phi_m - \phi_p$. Для определенности обратимся к контакту металл-полупроводник n-типа. Для получения невыпрямляющего контакта необходимо выполнение условия $\phi_{mp} < 0$.

Изобразим соответствующие зонные диаграммы для неконтактирующих металла и полупроводника (рис. 1.24).

Как следует из диаграммы, энергетические уровни в полупроводнике, соответствующие зоне проводимости, заполнены меньше, чем в металле. Поэтому после соединения металла и полупроводника часть электронов перейдет из металла в полупроводник. Это приведет к увеличению концентрации электронов в полупроводнике типа n.

Таким образом, проводимость полупроводника в области контакта окажется повышенной и слой, обедненный свободными носителями, будет отсутствовать. Указанное

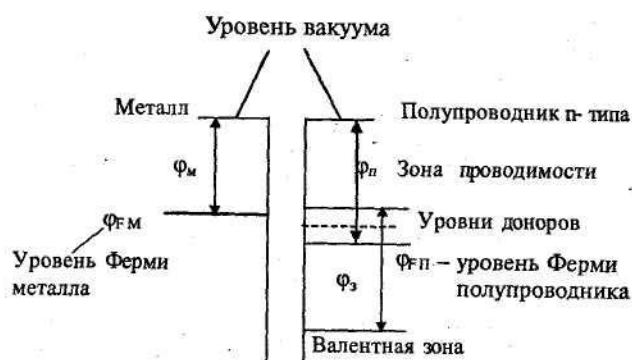


Рис. 1.24

явление оказывается причиной того, что контакт будет невыпрямляющим. Для получения невыпрямляющего контакта металл-полупроводник p-типа необходимо выполнение условия $\phi_{mp} > 0$.

1.1.3. Характеристики и параметры полупроводникового диода

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода на постоянном токе (статическая характеристика). Вольт-амперная характеристика — это зависимость тока i , протекающего через диод, от напряжения u , приложенного к диоду (рис. 1.25). Вольт-амперной характеристикой называют и график этой зависимости.

Вначале будем полагать (см. рис. 1.25), что обратное напряжение ($u < 0$) по модулю меньше напряжения пробоя р-п-перехода. Тогда в первом приближении можно считать, что вольт-амперная характеристика диода определяется уже рассмотренным идеализированным описанием характеристики р-п-перехода:

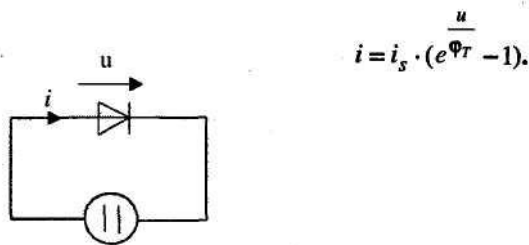


Рис. 1.25

$$i = i_s \cdot (e^{\frac{u}{\Phi_T}} - 1).$$

Тепловой ток i_s обусловлен генерацией неосновных носителей в областях, прилегающих к области р-п-перехода. Однако часто это идеализированное описание дает неприемлемую погрешность. Особенно большая погрешность возникает при вычислении тока диода, включенного в обратном направлении ($U < 0$, $i < 0$). Вычисленный по рассматриваемому выражению ток ($i = -i_s$ при $|u| \gg \Phi_T$) для кремниевых диодов оказывается на несколько порядков меньше реального. В то же время стоит отметить, что в некоторых расчетах обратным током вообще можно пренебречь.

Укажем причины отличия характеристик реальных диодов от идеализированных. Обратимся к прямой ветви вольт-амперной характеристики диода ($u > 0$, $i > 0$). Она отличается от идеализированной из-за того, что в реальном случае на нее влияют :

- сопротивления слоев полупроводника (особенно базы);
- сопротивления контактов металл-полупроводник.

Важно отметить, что сопротивление базы может существенно зависеть от уровня инжекции (уровень инжекции показывает, как соотносится концентрация инжектированных неосновных носителей в базе на границе перехода с концентрацией основных носителей в базе). Влияние указанных сопротивлений приводит к тому, что напряжение на реальном диоде при заданном токе несколько больше (обычно на доли вольта), чем это следует из формулы.

Обратимся к обратной ветви ($u < 0$, $i < 0$). Основные причины того, что реально обратный ток обычно на несколько порядков больше тока i_s , следующие:

- термогенерация носителей непосредственно в области р-п-перехода;
- поверхностные утечки.

Термогенерация в области р-п-перехода оказывает существенное влияние на ток потому, что область перехода обеднена подвижными носителями заряда, и процесс рекомбинации (обратный процессу генерации и в определенном смысле уравнивающий его) здесь замедлен.

При комнатной температуре для кремниевых приборов ток термогенерации обычно существенно превышает тепловой ток i_s .

Для ориентировочных расчетов можно считать, что с повышением температуры ток i_s удваивается примерно на каждые 5°C , а ток термогенерации удваивается примерно на каждые 10°C . При температуре около 100°C ток i_s сравнивается с током термогенерации.

Поверхностные утечки часто составляют подавляющую долю обратного тока. Их причинами являются:

- поверхностные энергетические уровни, обеспечивающие активные процессы генерации и

рекомбинации;

- молекулярные и ионные пленки, шунтирующие р-п-переход.

При увеличении модуля обратного напряжения ток утечки вначале изменяется линейно, а затем более быстро. Ток утечки характеризуется так называемой «ползучестью» — изменением в течение времени от нескольких секунд до нескольких часов.

При практических ориентировочных расчетах иногда принимают, что общий обратный ток кремниевого диода увеличивается в 2 раза или в 2,5 раза на каждые 10°C .

Для примера изобразим характеристики выпрямительного кремниевого диода Д229А при различных температурах (максимальный средний прямой ток — 400 мА, максимальное импульсное обратное напряжение — 200 В). Прямые ветви характеристик представлены на рис. 1.26, а обратные (до режима пробоя) — на рис. 1.27.

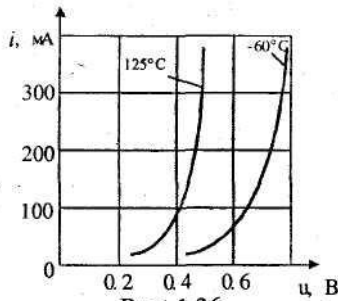


Рис. 1.26

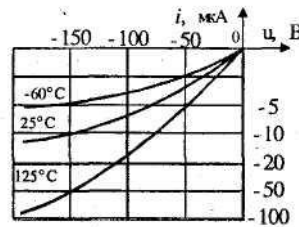


Рис. 1.27

Обратимся к режиму пробоя полупроводникового диода и соответствующему участку обратной ветви вольт-амперной характеристики (на рис. 1.27 этот участок не показан).

Диоды многих конкретных типономиналов не предназначены для работы в режиме пробоя. Для них этот режим работы — аварийный. Если при пробое ток в цепи не ограничивается (например, внешним сопротивлением), то диод выходит из строя. В таких приборах при чрезмерном увеличении обратного напряжения (по модулю) практически сразу же начинается тепловой пробой (участок электрического пробоя практически отсутствует).

Напряжение начала пробоя для рассматриваемых диодов — величина нестабильная (пробой начинается при $U = -U_{\text{проб}}$, где $U_{\text{проб}}$ — так называемое напряжение пробоя — положительная величина). Изобразим соответствующую вольт-амперную характеристику (рис. 1.28). Диоды некоторых конкретных типов спроектированы с расчетом на работу в режиме лавинного пробоя в течение некоторого короткого времени. Такие диоды называют лавинными. Если отрезок времени, в течение которого диод находится в режиме лавинного пробоя, невелик, то его р-п-переход не успевает перегреться и диод не выходит из строя. Иначе лавинный пробой перейдет в тепловой и диод выйдет из строя. Изобразим вольт-амперную характеристику для лавинного диода (рис. 1.29).

Лавинные диоды, как правило, более надежны в сравнении с обычными кратковременные перенапряжения не выводят лавинный диод из строя).

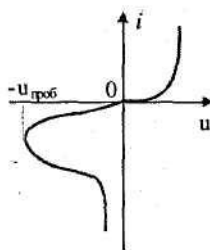


Рис. 1.28

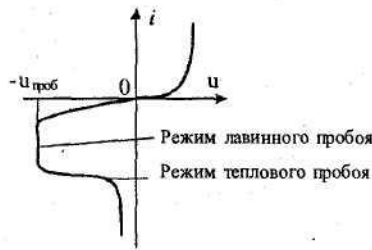


Рис. 1.29

Для некоторых конкретных типов диодов режим пробоя является основным рабочим режимом. Это так называемые стабилитроны, рассматриваемые ниже.

Зависимость барьерной емкости диода от напряжения. Приведем график зависимости общей емкости C_d кремниевого диода 2Д212А от обратного напряжения (основной вклад в общую емкость вносит барьерная емкость) (рис. 1.30). Для этого диода максимальный постоянный (средний) прямой ток — 1 А, максимальное постоянное (импульсное) обратное напряжение — 200 В.

Временные диаграммы тока и напряжения диода при его переключении. Обратимся к схеме на рис. 1.31. Предполагается, что вначале ключ К подключает источник напря-

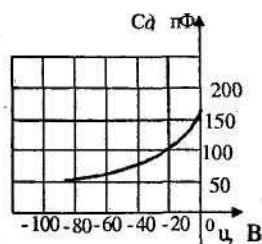


Рис. 1.30

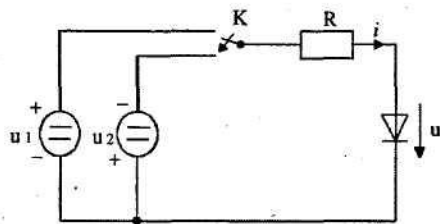


Рис. 1.31

жения U_1 , а затем, в момент времени $t = 0$, источник напряжения U_2 .

Предполагается также, что напряжения U_1 и U_2 значительно больше прямого падения напряжения на диоде. Изобразим соответствующие временные диаграммы (рис. 1.32).

До момента времени $t = 0$ протекает ток i_1 , который с учетом принятого условия $U_1 \gg U$ определяется выражением

$$i_1 = \frac{U_1}{R}$$

Сразу после переключения ключа К и в течение так называемого времени рассасывания $t_{рас}$ протекает ток i_2 ,

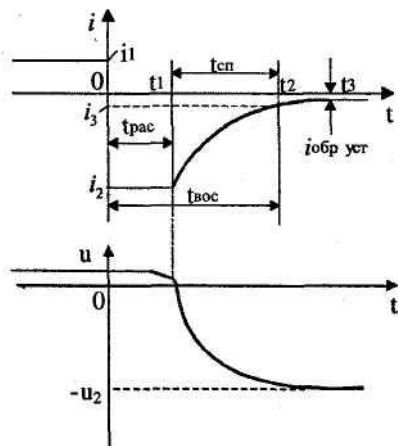


Рис. 1.32

который ограничивается практически только сопротивлением R , т. е.

$$i_2 = -\frac{U_1}{R}$$

В этот отрезок времени в базе диода уменьшается (рассасывается) заряд накопленных при протекании тока i , неравновесных носителей. Заряд уменьшается в результате рекомбинации и перехода неосновных носителей в эмиттер.

По истечении времени $t_{рас}$ концентрация неосновных носителей в базе на границе р-п-перехода становится равной равновесной. В глубине же базы неравновесный заряд еще существует. Длительность времени рассасывания прямо пропорциональна среднему времени жизни неосновных носителей в базе и зависит от соотношения токов i_1 и i_2 (чем больше по модулю ток

i_2 , тем меньше, при заданном токе i_1 , время рассасывания).

В момент времени t_1 напряжение на диоде начинает быстро возрастать по модулю, а ток i уменьшаться по модулю (спадать). Соответствующий отрезок времени t_{cn} называют временем спада. Время спада отсчитывают до того момента t_2 которому соответствует достаточно малое (по модулю) значение тока i_3 . Время спада зависит от времени жизни носителей, а также от барьерной емкости диода и от сопротивления R схемы. Чем больше указанные емкость и сопротивление R , тем медленнее спадает ток.

Отрезок времени $t_{вос} = t_{pac} + t_{cn}$ называется временем восстановления (временем обратного восстановления).

После завершения переходного процесса (момент времени t_3) через диод течет ток $i_{обфвсм}$ — обратный ток в установившемся режиме (определяемый по статической вольт-амперной характеристике диода).

Для упомянутого выше диода 2Д212А типовое время восстановления — 150 нс ($150 \cdot 10^{-9}$ с) при $i_1 = 2$ А (импульсный ток) и $i_2 = 0,2$ А.

Параметры диодов. Для того, чтобы количественно охарактеризовать диоды, используют большое количество (измеряемое десятками) различных параметров. Некоторые параметры характеризуют диоды самых различных подклассов. Другие же характеризуют специфические свойства диодов только конкретных подклассов.

Укажем наиболее широко используемые параметры, применяемые к диодам различных подклассов:

$I_{пр.макс.}$ - максимально допустимый постоянный прямой ток;

$U_{пр}$ — постоянное прямое напряжение, соответствующее заданному току;

$U_{обр. макс}$ — максимально допустимое обратное напряжение диода (положительная величина);

$I_{обр. макс}$ — максимально допустимый постоянный обратный ток диода (положительная величина; если реальный ток больше, чем $I_{обр. макс}$, то диод считается непригодным к использованию);

$R_{диф}$ - дифференциальное сопротивление диода (при заданном режиме работы).

В настоящее время существуют диоды, предназначенные для работы в очень широком диапазоне токов и напряжений. Для наиболее мощных диодов $I_{пр.макс.}$ составляет килоамперы, а $U_{обр.макс}$ — киловольты.

1.1.4. Использование вольт-амперной характеристики диода для определения его режима работы

Рассмотрим следующий пример.

В схеме, изображенной на рис. 1.33, необходимо определить ток, протекающий через диод, напряжение на диоде и напряжение на резисторе.

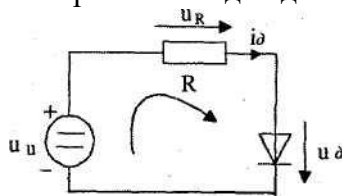


Рис. 1.33

Здесь u_u — напряжение источника напряжения (известная величина). Запишем уравнение по 2-му закону Кирхгофа для указанной на рисунке ориентации контура:

$$-u_u + u_r + u_d = 0$$

Отсюда

$$-u_u + i_d R + u_d = 0,$$

$$i_d = \frac{u_u - u_d}{R}.$$

Графиком этой линейной зависимости тока I_d от напряжения U_d является прямая линия — так называемая линия нагрузки. Сама зависимость называется уравнением линии нагрузки, это одно из уравнений, необходимых для определения двух неизвестных: i_d и u_d . Уравнение линии нагрузки показывает, как связаны ток i_d и напряжение U_d в рассматриваемой схеме.

Второе необходимое уравнение — нелинейное — зависимость тока i_d от напряжения U_d в форме вольт-амперной характеристики. Эта зависимость показывает, как связаны ток i_d и напряжение U_d для конкретного рассматриваемого диода.

Практический анализ электронных схем в настоящее время рекомендуется выполнять на ЭВМ с помощью моделирующих программ. Но при первом знакомстве с подобной схемой очень поучительно выполнить ее графический анализ. Пусть $u_u = 3\text{ В}$, $R = 10\text{ Ом}$ и используется диод Д229А при температуре 25°С . Выполним соответствующие графические построения (рис. 1.34).

Искомый ток диода $i_d^* = 230\text{ мА}$, искомое напряжение на диоде $u_d^* = 0,7\text{ В}$.

Легко заметить, что отрезок ab — это искомое напряжение U_d^* , на резисторе R ($u_R = U_u - U_d^* = 2,3\text{ В}$).

1.1.5. Математические модели диодов и их использование для анализа электронных схем

При анализе электронных схем на ЭВМ все электронные приборы, в том числе и диоды, заменяются их математическими моделями.

Математическая модель диода — это совокупность эквивалентной схемы диода и математических выражений, описывающих элементы эквивалентной схемы. Кратко рассмотрим математическую модель диода, используемую в пакете программ для анализа схем MicroCap-2. Это одна из наиболее простых моделей. Изобразим эквивалентную схему диода (рис. 1.35). Постоянное сопротивление R включено в схему с целью учета тока утечки. Емкость C моделирует барьерную и диффузионную емкости диода.

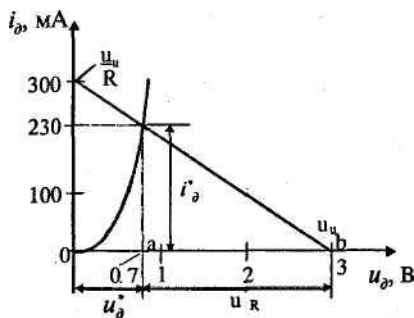


Рис. 1.34

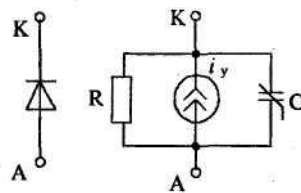


Рис. 1.35

Управляемый источник тока i_y моделирует статическую вольт-амперную характеристику. Математическое описание тока i_y и емкости C достаточно громоздкое, но основано на учете уже рассмотренных выше физических явлений в диоде.

Модель является универсальной и хорошо моделирует диод как в статическом (на постоянном токе), так и в динамическом (в переходных процессах) режиме, учитывает влияние температуры на свойства диода.

В простейших случаях, например при ориентировочных ручных расчетах, иногда используют несложные математические модели диодов. При этом часто пользуются кусочно-линейной аппроксимацией вольт-амперной характеристики диода.

Изобразим вольт-амперную характеристику диода (рис. 1.36), выполним линейную аппроксимацию прямой

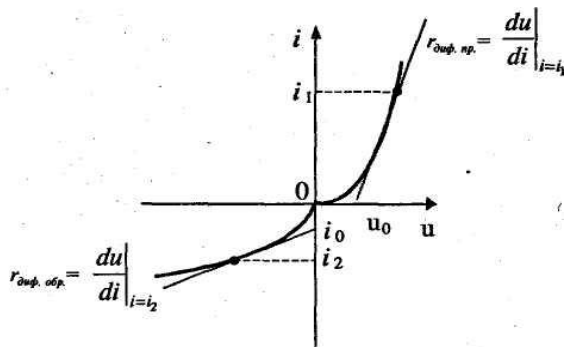


Рис. 1.36

и обратной ветвей и изобразим соответствующие эквивалентные схемы диодов для прямого (рис. 1.37) и обратного включений (рис. 1.38).

Рассмотрим в качестве примера расчет тока и напряжений в простейшей схеме (рис. 1.39).

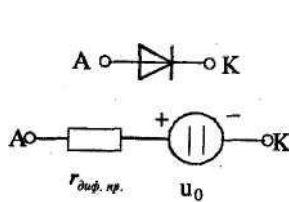


Рис. 1.37

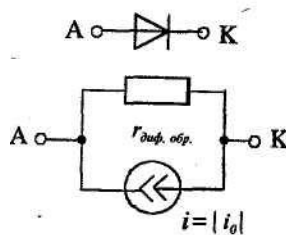


Рис. 1.38

Поскольку диод смещен в прямом направлении, то используем эквивалентную схему для прямого включения диода и получим линейную схему постоянного тока, представленную на рис. 1.40.

Выполним анализ этой цепи:

$$E = u_R + u_d;$$

$$E = i(R + r_{\text{диф. пр.}}) + u_0$$

откуда

$$i = \frac{E - u_0}{R + r_{\text{диф. пр.}}},$$

$$u_0 = E - u_R = E - \frac{E - u_0}{R + r_{\text{диф. пр.}}} \cdot R,$$

$$E - u_n$$

$$u_R = iR = \frac{E - u_n}{R + r_{\text{диф. пр.}}} \cdot R.$$

При приближенном анализе схемы с диодом иногда можно пренебречь величинами $r_{диф.пр}$ и U_d и заменить включенный диод идеальным источником напряжения с нулевой величиной напряжения, т. е. так называемой «закороткой», а также пренебречь обратным током i_0 (близким к нулю) и сопротивлением $r_{диф.обр}$ (близким к бесконечности) и заменить выключенный диод разрывом. Это соответствует замене реального диода идеальным, обладающим вольт-амперной характеристикой, представленной на рис. 1.41.

Изобразим эквивалентные схемы идеального диода для прямого (рис. 1.42) и обратного включений (рис. 1.43).

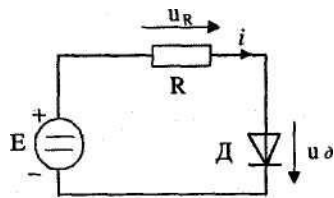


Рис. 1.39

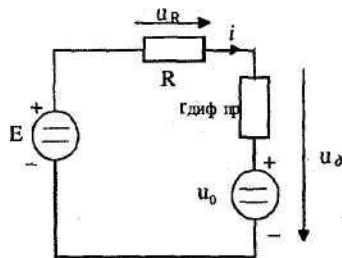


Рис. 1.40

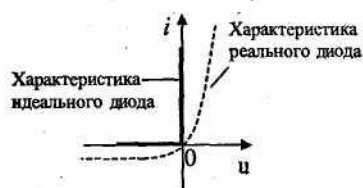


Рис. 1.41

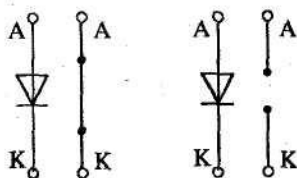


Рис. 1.42

Рис. 1.43

1.1.6. Разновидности полупроводниковых диодов

Стабилитрон. Это полупроводниковый диод, сконструированный для работы в режиме электрического пробоя. Условное графическое обозначение стабилитрона представлено на рис. 1.44, а.

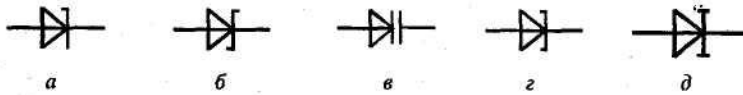


Рис. 1.44

В указанном режиме при значительном изменении тока стабилитрона напряжение изменяется незначительно. Говорят, что стабилитрон стабилизирует напряжение. Изобразим для примера вольт-амперные характеристики кремниевого стабилитрона Д814Д (рис. 1.45).

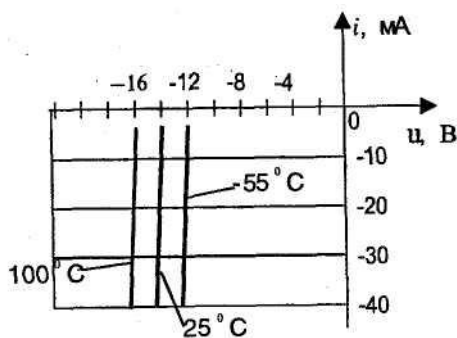


Рис. 1.45

В стабилитронах может иметь место и туннельный, и лавинный, и смешанный пробой в зависимости от удельного сопротивления базы. В стабилитронах с низкоомной базой (низковольтных, до 5,7 В) имеет место туннельный пробой, а в стабилитронах с высокоомной базой (высоковольтных) — лавинный пробой.

Основными являются следующие параметры стабилитрона:

$U_{ст}$ — напряжение стабилизации (при заданном токе в режиме пробоя);

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

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

r_m — дифференциальное сопротивление стабилитрона (на участке пробоя), $r_{ш} = du/di$;

$\alpha_{уст}$ (ТКН) — температурный коэффициент напряжения стабилизации.

Величины $U_{ст}$, $I_{ст.мин}$ и $I_{ст.макс}$ принято указывать как положительные.

Не рекомендуется использовать стабилитрон при обратном токе, меньшем по модулю, чем $I_{ст.мин}$ так как стабилизация напряжения при этом будет неудовлетворительной (дифференциальное сопротивление будет чрезмерно большим). Если же обратный ток по модулю превысит $I_{ст.макс}$, то стабилитрон может перегреться, начнется тепловой пробой и прибор выйдет из строя. Чем меньше величина $\alpha_{уст}$, тем лучше стабилизация напряжения.

По определению $\alpha_{уст}$ — это отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном токе стабилизации.

Пусть при температуре t_1 напряжение стабилизации было равно $u_{ст1}$. Тогда при температуре t_2 напряжение стабилизации $u_{ст2}$ можно в соответствии с определением $\alpha_{уст}$ вычислить по формуле

$$u_{cm2} = u_{cm1} + u_{cm1} \cdot \alpha_{U_{cm}} \cdot (t_2 - t_1) .$$

У стабилитронов с туннельным пробоем коэффициент $a_{уст}$ отрицателен: $a_{уст} < 0$. У стабилитронов с лавинным пробоем коэффициент $a_{уст}$ положителен: $a_{уст} > 0$.

Иногда стабилитрон с лавинным пробоем включают последовательно с диодом, работающим в прямом направлении. У диода соответствующий температурный коэффициент отрицательный, и он компенсирует положительный коэффициент стабилитрона.

Для стабилитрона Д814Д (при $t = 25^\circ \text{C}$)

$I_{ст. мин} = 3 \text{ мА}$, $I_{ст. макс} = 24 \text{ мА}$, r_m — не более 18 Ом,

$a_{U_{cm}}$ — не более 0,00095 $1/^\circ \text{C}$.

Для примера применения стабилитрона обратимся к схеме так называемого параметрического стабилизатора напряжения (рис. 1.46). Легко заметить, что если напряжение $u_{вх}$ настолько велико, что стабилитрон находится в режиме пробоя, то изменения этого напряжения практически не вызывают изменения напряжения $u_{вых}$ (при изменении напряжения $u_{вх}$ изменяется только ток i , а также напряжение u_R : $u_R = i R$).

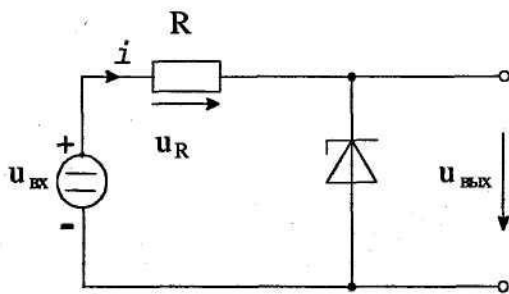


Рис. 1.46

В режиме пробоя отсутствует инжекция неосновных носителей, и поэтому нет накопления избыточных зарядов. Вследствие этого стабилитрон является быстродействующим прибором и хорошо работает в импульсных схемах.

Стабистор. Это полупроводниковый диод, напряжение на котором при прямом включении (около 0,7 В) мало зависит от тока (прямая ветвь на соответствующем участке почти вертикальная). Стабистор предназначен для стабилизации малых напряжений.

Диод Шоттки. В диоде Шоттки используется не р-п-переход, а выпрямляющий контакт металл-полупроводник. Условное графическое обозначение диода Шоттки представлено на рис. 1.44, б.

Обратимся к соответствующей зонной диаграмме (рис. 1.47), которую полезно сравнить с зонной диаграммой для невыпрямляющего контакта. Для выпрямляющего контакта металл-полупроводник n-типа характерно то, что контактная разность потенциалов $\phi_{мл} = \phi_m - \phi_l$ положительна: $\phi_{мл} > 0$.

Энергетические уровни, соответствующие зоне проводимости, в полупроводнике заполнены больше, чем в металле. Поэтому после соединения металла и полупроводника часть электронов перейдет из полупроводника в металл. Это приведет к уменьшению концентрации электронов в полупроводнике n-типа. Возникнет область полупроводника, обедненная свободными носителями электричества и обладающая повышенным удельным сопротивлением. В области перехода появятся объемные заряды и образуется потенциальный барьер, препятствующий дальнейшему переходу электронов из полупроводника в металл.

Если подключить источник внешнего напряжения плюсом к металлу, а минусом к полупроводнику n-типа,

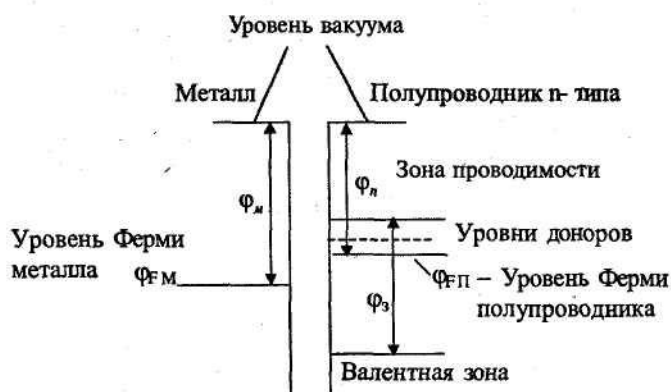


Рис. 1.47

то потенциальный барьер понизится и через переход начнет протекать прямой ток. При противоположном подключении потенциальный барьер увеличивается и ток оказывается очень малым.

При работе диода Шоттки отсутствуют инжекция неосновных носителей и соответствующие явления накопления и рассасывания, поэтому диоды Шоттки — очень быстродействующие приборы, они могут работать на частотах до десятков гигагерц ($1 \text{ ГГц} = 1 \cdot 10^9 \text{ Гц}$). У диода Шоттки может быть малый обратный ток и малое прямое напряжение (при малых прямых токах) — около 0,5 В, что меньше, чем у кремниевых приборов. Максимально допустимый прямой ток может составлять десятки и сотни ампер, а максимально допустимое напряжение — сотни вольт.

Для примера изобразим прямые ветви вольт-амперных характеристик (рис. 1.48) кремниевого диода КД923А с барьером Шоттки (диода Шоттки), предназначенного для работы в импульсных устройствах. Для него $I_{пр. макс} = 100 \text{ мА}$, $U_{обр. макс} = 14 \text{ В}$ (при $t < 35^\circ\text{C}$), время жизни носителей заряда — не более 0,1 нс, постоянный обратный ток при $U_{обр} = 10 \text{ В}$ и $t = 25^\circ\text{C}$ — не более 5 мкА.

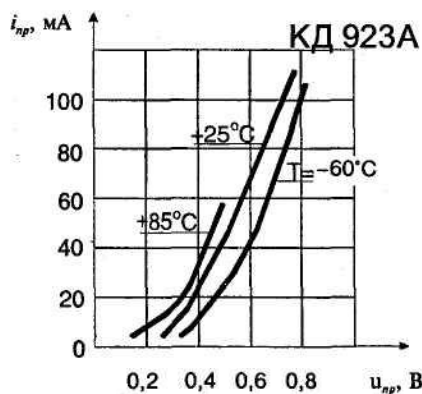


Рис. 1.48

Варикап. Это полупроводниковый диод, предназначенный для работы в качестве конденсатора, емкость которого управляется напряжением. Условное графическое обозначение варикапа представлено на рис. 1.44, в.

На варикап подают обратное напряжение. Барьерная емкость варикапа уменьшается при увеличении (по модулю) обратного напряжения. Характер изменения емкости у варикапа такой же, как и у обычного диода.

Туннельный диод. Это полупроводниковый диод, в котором используется явление туннельного пробоя при включении в прямом направлении. Характерной особенностью туннельного диода является наличие на прямой ветви вольт-амперной характеристики участка с отрицательным

дифференциальным сопротивлением. Условное графическое обозначение туннельного диода представлено на рис. 1.44, г.

Для примера изобразим (рис. 1.49) прямую ветвь вольт-амперной характеристики германиевого туннельного усилительного диода 1И104А ($I_{пр.макс}=1\text{ мА}$ — постоянный прямой ток, $U_{обр.макс}=20\text{ мВ}$), предназначенного для усиления в диапазоне волн 2... 10 см (это соответствует частоте более 1 ГГц).

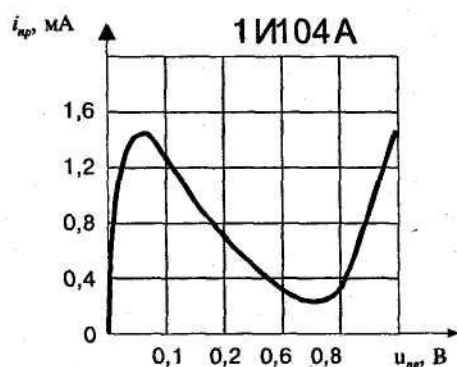


Рис. 1.49

Общая емкость диода в точке минимума характеристики составляет 0,8...1,9 пФ. Полезно отметить, что проверка диода тестером не допускается. Туннельные диоды могут работать на очень высоких частотах — более 1 ГГц.

Наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением на вольт-амперной характеристике обеспечивает возможность использования туннельных диодов в качестве усилительного элемента и в качестве основного элемента генераторов.

В настоящее время туннельные диоды используются именно в этом качестве в области сверхвысоких частот.

Обращенный диод. Это полупроводниковый диод, физические явления в котором подобны физическим явлениям в туннельном диоде, поэтому зачастую обращенный диод рассматривают как вариант туннельного диода. При этом участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением на вольт-амперной характеристике обращенного диода отсутствует или очень слабо выражен.

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики обращенного диода (отличающаяся очень малым падением напряжения) используется в качестве прямой ветви «обычного» диода, а прямая ветвь — в качестве обратной ветви. Отсюда и название — обращенный диод.

Условное графическое обозначение обращенного диода представлено на рис. 1.44, д.

Изобразим для примера вольт-амперные характеристики германиевого обращенного диода 1И401А (рис. 1.50), предназначенного, кроме прочего, для работы в импульсных устройствах (постоянный прямой ток — не более 0,3 мА, постоянный обратный ток — не более 4 мА (при $t < 35^\circ\text{C}$), общая емкость в точке минимума вольт-амперной характеристики 1,2 ... 1,5 пФ).

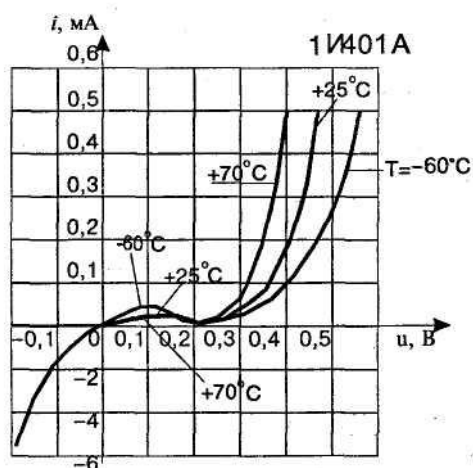


Рис. 1.50

1.1.7. Классификация и система обозначений

Классификация современных полупроводниковых диодов (ЦД) по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, исходному полупроводниковому материалу находит отражение в системе условных обозначений диодов и приведена в [3].

Система обозначений ПД установлена отраслевым стандартом ОСТ 11336.919-81, а силовых полупроводниковых приборов — ГОСТ 20859.1-89. В основу системы обозначений положен буквенно-цифровой код.

Первый элемент (цифра или буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, второй (буква) — подкласс приборов, третий (цифра) — основные функциональные возможности прибора, четвертый — число, обозначающее порядковый номер разработки, пятый элемент — буква, условно определяющая классификацию (разбраковку по параметрам) приборов, изготовленных по единой технологии.

Для обозначения *исходного полупроводникового материала* используются следующие символы:

- Г, или 1, — германий или его соединения;
- К, или 2, — кремний или его соединения;
- А, или 3, — соединения галлия;
- И, или 4, — соединения индия.

Для обозначения *подклассов диодов* используется одна из следующих букв:

- Д — диоды выпрямительные и импульсные;
- Ц — выпрямительные столбы и блоки;
- В — варикапы;
- И — туннельные диоды;
- А — сверхвысокочастотные диоды;
- С — стабилитроны;
- Г — генераторы шума;
- Л — излучающие оптоэлектронные приборы;
- О — оптопары.

Для обозначения наиболее характерных эксплуатационных признаков приборов (их функциональных возможностей) используются следующие цифры.

Диоды (подкласс Д):

- 1 — выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;
- 2 — выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока более 0,3 А, но не свыше 10 А;
- 4 — импульсные диоды с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс;
- 5 — импульсные диоды с временем восстановления более 150 нс, но не свыше 500 нс;
- 6 — импульсные диоды с временем восстановления 30... 150 нс;
- 7 — импульсные диоды с временем восстановления 5...30 нс;
- 8 — импульсные диоды с временем восстановления 1...5 нс;
- 9 — импульсные диоды с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс. *Выпрямительные столбы и блоки (подкласс Ц):*

- 1 — столбы с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А;
- 2 — столбы с постоянным или средним значением прямого тока 0,3...10 А;
- 3 — блоки с постоянным или средним значением тока не более 0,3 А;
- 4 — блоки с постоянным или средним значением прямого тока 0,3... 10 А. *Варикапы (подкласс В):*

1 — подстроечные варикапы; 2 — умножительные варикапы. *Туннельные диоды (подкласс И):*

- 1 — усилительные туннельные диоды;
- 2 — генераторные туннельные диоды;
- 3 — переключательные туннельные диоды;
- 4 — обращенные диоды.

Сверхвысокочастотные диоды (подкласс А):

- 1 — смесительные диоды;
- 2 — детекторные диоды;
- 3 — усилительные диоды;
- 4 — параметрические диоды;
- 5 — переключательные и ограничительные диоды;
- 6 — умножительные и настроечные диоды;
- 7 — генераторные диоды;
- 8 — импульсные диоды.

Стабилитроны (подкласс С):

- 1 — стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 2 — стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10...100 В;
- 3 — стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;
- 4 — стабилитроны мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 5 — стабилитроны мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10...100 В;
- 6 — стабилитроны мощностью 0,3...5 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В;
- 7 — стабилитроны мощностью 5... 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В;
- 8 — стабилитроны мощностью 5... 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10... 100 В;
- 9 — стабилитроны мощностью 5... 10 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В.

Генераторы шума (подкласс Г):

- 1 — низкочастотные генераторы шума;
- 2 — высокочастотные генераторы шума.

Для обозначения порядкового номера разработки используется двухзначное число от 01 до 99. Если порядковый номер разработки превышает число 99, то в дальнейшем применяется трехзначное число от 101 до 999.

В качестве квалификационной литеры используются буквы русского алфавита (за исключением букв З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Ю, Я, Ъ, Ь, Э).

В качестве дополнительных элементов обозначения применяются следующие символы:

цифры 1...9 — для обозначения модификаций прибора, приводящих к изменению его конструкции или электрических параметров;

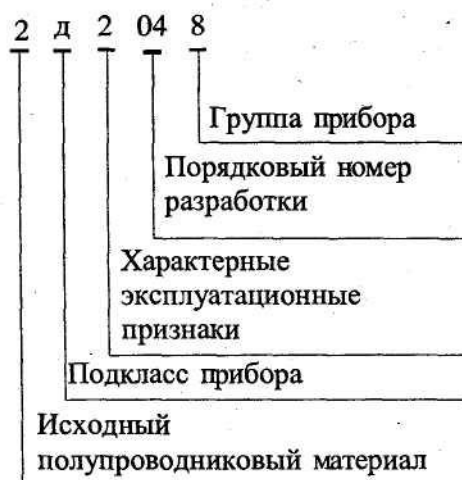
буква С — для обозначения сборок — наборов в общем корпусе однотипных приборов, не соединенных электрически или соединенных одноименными выводами;

цифры, написанные через дефис, — для обозначения следующих модификаций конструктивного исполнения бескорпусных приборов:

- 1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя;
- 2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя (подложки);
- 4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 5 — с контактными площадками без кристаллодержателя (подложки) и без выводов;
- 6 — с контактными площадками на кристаллодержателе без выводов, буква Р после последнего элемента обозначения — для приборов с парным подбором, буква Г — с подбором в четверки, буква К — с подбором в шестерки.

Примеры обозначения приборов:

2Д204В — кремниевый выпрямительный диод с постоянным и средним значением тока 0,3...10 А, номер разработки 04, группа В.



КС620А — кремниевый стабилитрон мощностью 0,5...5 Вт, с номинальным напряжением стабилизации более 100 В, номер разработки 20, группа А.

ЗИ309Ж — арсенидогаллиевый переключательный туннельный диод, номер разработки 09, группа Ж.

До введения в 1982 г. ОСТ 11336.919-81 применялась иная система условных обозначений. Она включала в себя два или три элемента (ГОСТ 5461 — 59).

Первый элемент — буква Д, характеризующая весь класс полупроводниковых диодов.

Второй элемент — число (номер), определяющее область применения:

- 1...100 — для точечных германиевых диодов;
- 101...200 — для точечных кремниевых диодов;
- 201...300 — для плоскостных кремниевых диодов;
- 301...400 — для плоскостных германиевых диодов;
- 401...500 — для смесительных СВЧ детекторов;
- 501...600 — для умножительных диодов;
- 601...700 — для видеодетекторов;
- 701...749 — для параметрических германиевых диодов;
- 750...800 — для параметрических кремниевых диодов.

1.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор — это полупроводниковый прибор с двумя р-п-переходами, имеющий три вывода. Действие биполярного транзистора основано на использовании носителей заряда обоих знаков (дырок и электронов), а управление протекающим через него током осуществляется с помощью управляющего тока.

Биполярный транзистор является наиболее распространенным активным полупроводниковым прибором.

1.2.1. Устройство и основные физические процессы

Устройство транзистора. Биполярный транзистор в своей основе содержит три слоя полупроводника (*p-n-p* или *n-p-n*) и соответственно два р-п-перехода. Каждый слой полупроводника через невыпрямляющий контакт металл-полупроводник подсоединен к внешнему выводу.

Средний слой и соответствующий вывод называют базой, один из крайних слоев и соответствующий вывод называют эмиттером, а другой крайний слой и соответствующий вывод

— коллектором.

Дадим схематическое, упрощенное изображение структуры транзистора типа $n-p-n$ (рис. 1.51, а) и два допустимых варианта условного графического обозначения (рис. 1.51, б).

Транзистор типа $p-n-p$ устроен аналогично, упрощенное изображение его структуры дано на рис. 1.52, а, более простой вариант условного графического обозначения — на рис. 1.52, б.



Рис. 1.51

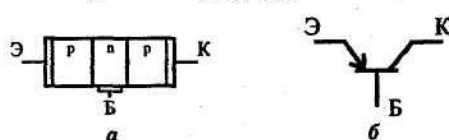


Рис. 1.52

Транзистор называют биполярным, так как в процессе протекания электрического тока участвуют носители электричества двух знаков — электроны и дырки. Но в различных типах транзисторов роль электронов и дырок различна.

Транзисторы типа $n-p-n$ более распространены в сравнении с транзисторами типа $p-n-p$, так как обычно имеют лучшие параметры. Это объясняется следующим образом: основную роль в электрических процессах в транзисторах типа $n-p-n$ играют электроны, а в транзисторах типа $p-n-p$ — дырки. Электроны же обладают подвижностью в два-три раза большей, чем дырки.

Важно отметить, что реально площадь коллекторного перехода значительно больше площади эмиттерного перехода, так как такая несимметрия значительно улучшает свойства транзистора.

Количественное своеобразие структуры транзистора. Для определенности обратимся к транзистору типа $n-p-n$. В основе работы биполярного транзистора лежат не какие-либо новые физические процессы, еще не рассмотренные при изучении полупроводникового диода: своеобразие транзистора определяется особенностями его конструкции.

Основными элементами транзистора являются два соединенных $p-n$ -перехода. Это позволяет дать формальное представление структуры транзистора, представленное на рис. 1.53.

Для понимания принципа работы транзистора исключительно важно учитывать, что $p-n$ -переходы транзистора сильно взаимодействуют. Это означает, что ток одного перехода сильно влияет на ток другого, и наоборот. Именно это взаимодействие радикально отличает транзистор от схемы с двумя диодами (рис. 1.54).

В схеме с диодами ток каждого диода зависит только от напряжения на нем самом и никак не зависит от тока другого диода.

Указанное взаимодействие имеет исключительно простую главную причину, а именно: очень малое расстояние

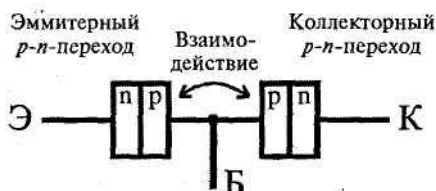


Рис. 1.53

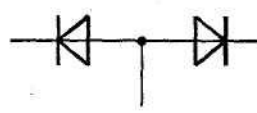


Рис. 1.54

между переходами транзистора (от 20—30 мкм до 1 мкм и менее). Это расстояние называют толщиной базы. Именно эта количественная особенность структуры создает качественное своеобразие транзистора.

Вообще полезно отметить, что в электронике достаточно часто реализуется следующий способ получения устройства, обладающего новым качеством: особым образом соединяют два одинаковых, уже хорошо изученных элемента. При изучении дифференциального усилителя станет ясно, что новое качество можно получить при использовании в роли таких элементов уже самих двух транзисторов.

Основные физические процессы. Концентрация атомов примеси (и свободных электронов) в эмиттере сравнительно велика, поэтому этот слой низкоомный. Концентрация атомов примеси (и дырок) в базе сравнительно низка, поэтому этот слой высокоомный. Концентрация атомов примеси (и свободных электронов) в коллекторе может быть как больше концентрации атомов примеси в базе, так и меньше ее.

С помощью источников напряжения сместим эмиттерный переход в прямом, а коллекторный — в обратном направлении (рис. 1.55). Тогда через эмиттерный переход потечет ток i_3 , который будет обеспечиваться главным образом инжекцией электронов из эмиттера в базу. Инжекция дырок из базы в эмиттер будет незначительной вследствие указанного выше различия в концентрациях атомов примесей.

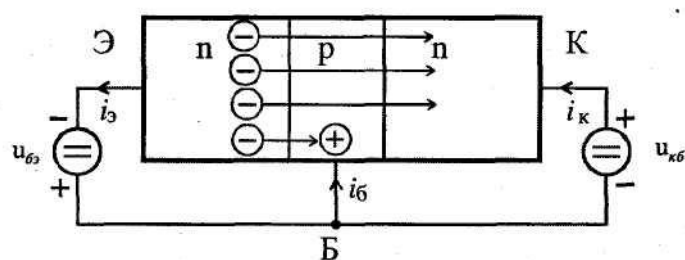


Рис. 1.55

Из-за малой толщины базы почти все электроны, пройдя базу, через так называемое время пролета достигают коллектора. Только малая доля электронов рекомбинирует в базе с дырками. Убыль этих дырок компенсируется протеканием тока базы $i_б$. Из изложенного следует, что

$$i_б \ll i_3.$$

Обратное смещение коллекторного перехода способствует тому, что электроны, подошедшие к нему, захватываются электрическим полем перехода и переносятся в коллектор. В то же время это поле препятствует переходу электронов из коллектора в базу.

Ток коллектора $i_к$ лишь незначительно меньше тока эмиттера, т. е. $i_к \sim i_3$. Более точно:

$$i_к = \alpha_{см} \cdot i_3 + I_{ко},$$

где $\alpha_{см}$ — так называемый статический коэффициент передачи эмиттерного тока (термин статический подчеркивает тот факт, что этот коэффициент связывает постоянные токи);

$I_{ко}$ — так называемый обратный ток коллектора.

Природа обратного тока коллектора такая же, как и у обратного тока диода (т. е. тока диода, включенного в обратном направлении). Ток $I_{ко}$ протекает и тогда, когда ток эмиттера равен нулю.

Различают диффузионные (бездрейфовые) и дрейфовые транзисторы. В диффузионных транзисторах концентрация атомов примесей в базе примерно одинакова во всех ее частях, поэтому ионы атомов примесей не создают в базе дополнительное электрическое поле, которое влияло бы на движение носителей электричества через базу. При этом движение этих носителей проходит главным образом в форме диффузии. В дрейфовых транзисторах указанная концентрация различна в различных точках базы. Это приводит к появлению дополнительного электрического поля, которое оказывает существенное влияние на движение носителей через базу (говорят, что носители дрейфуют под действием этого

поля). Дрейф ускоряет движение носителей через базу, поэтому дрейфовые транзисторы часто отличаются высоким быстродействием.

1.2.2. Характеристики и параметры

Рассмотрим характерные схемы включения транзистора и соответствующие характеристики.

Схема с общей базой. Приведенная схема включения транзистора в электрическую цепь называется схемой с общей базой, так как база является общим электродом для источников напряжения. Изобразим ее с использованием условного графического обозначения транзистора (рис. 1.56).

Транзисторы традиционно характеризуют их так называемыми входными и выходными характеристиками. Для схемы с общей базой входной характеристикой называют зависимость тока i_3 от напряжения $u_{бэ}$ при заданном напряжении $u_{кб}$, т. е. зависимость вида

$$i_3 = f(u_{бэ})_{u_{кб} = \text{const}},$$

где f — некоторая функция.

Входной характеристикой называют и график соответствующей зависимости (это справедливо и для других характеристик).

Выходной характеристикой для схемы с общей базой называют зависимость тока $i_к$ от напряжения $u_{кб}$ при заданном токе i_3 , т. е. зависимость вида

$$i_к = f(u_{кб})_{i_3 = \text{const}},$$

где f — некоторая функция.

Входные характеристики для схемы с общей базой. Каждая входная характеристика в значительной степени определяется характеристикой эмиттерного перехода и поэтому

аналогична характеристике диода. Изобразим входные характеристики кремниевого транзистора КТ603А (максимальный постоянный ток коллектора — 300 мА, максимальное постоянное напряжение коллектор-база — 30 В при $t < 70^\circ \text{C}$) (рис. 1.57). Сдвиг характеристик влево при увеличении напряжения $u_{кб}$ объясняется проявлением так называемого эффекта Эрли (эффекта модуляции толщины базы).

Указанный эффект состоит в том, что при увеличении напряжения $u_{кб}$ коллекторный переход расширяется (как и всякий обратно смещенный р-п-переход). Если концентрация атомов примеси в базе меньше концентрации атомов примеси в коллекторе, то расширение коллекторно-

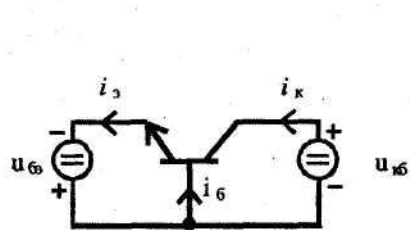
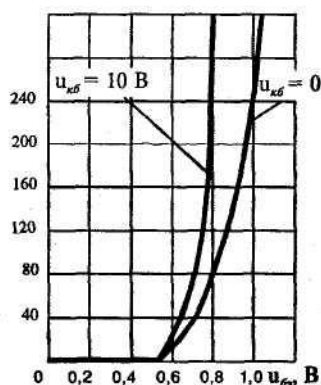


Рис. 1.56



КТ603А

Рис. 1.57

го перехода осуществляется в основном за счет базы. В любом случае толщина базы уменьшается. Уменьшение толщины базы и соответствующее уменьшение ее сопротивления приводит к тому, что

при неизменном токе i_3 напряжение $u_{бэ}$ уменьшается. Как было отмечено при рассмотрении диода, при малом по модулю обратном напряжении на р-п-переходе это напряжение влияет на ширину перехода больше, чем при большом напряжении. Поэтому различные входные характеристики, соответствующие различным напряжениям $u_{кб}$, независимо от типа транзистора практически сливаются, если $u_{кб} > 5$ В (или даже если $u_{кб} > 2$ В).

Входные характеристики часто характеризуют дифференциальным сопротивлением $r_{диф}$, определяемым аналогично дифференциальному сопротивлению диода.

Теперь

$$r_{диф} = \left. \frac{du_{бэ}}{di_3} \right|_{i_3 - \text{заданный}}^{u_{кб} = \text{const}}$$

Выходные характеристики для схемы с общей базой. Изобразим выходные характеристики для транзистора КТ603А (рис. 1.58).

Как уже отмечалось, если коллекторный переход смещен в обратном направлении ($u_{кб} > 0$), то ток коллектора примерно равен току эмиттера: $i_k \sim i_3$. Это соотношение сохраняется даже при $u_{кб} = 0$ (если ток эмиттера достаточно велик), так как и в этом случае большинство электронов, инжектированных в базу, захватывается электрическим полем коллекторного перехода и переносится в коллектор.

Только если коллекторный переход смещают в прямом направлении ($u_{кб} < 0$), ток коллектора становится равным нулю, так как при этом начинается инжекция электронов из коллектора в базу (или дырок из базы в коллектор). Эта инжекция компенсирует переход из базы в коллектор тех электронов, которые были инжектированы эмиттером. Ток коллектора становится равным нулю при выполнении условия $u_{кб} < 0,75$ В.

Режим, соответствующий первому квадранту характеристик ($u_{кб} > 0$, $i_k > 0$, причем ток эмиттера достаточно велик), называют активным режимом работы транзистора. На координатной плоскости ему соответствует так называемая область активной работы.

Режим, соответствующий второму квадранту ($u_{кб} < 0$), называют режимом насыщения. Ему соответствует область насыщения.

Обратный ток коллектора $I_{ко}$ мал (для КТ603А $I_{ко} < 10$ мкА при $t < 25^\circ\text{C}$). Поэтому выходная характеристика, соответствующая равенствам $i_3 = 0$ и $i_k = a_{см} \cdot i_3 + I_{ко} = I_{ко}$, практически сливается с осью напряжений.

При увеличении температуры ток $I_{ко}$ возрастает (для КТ603 $I_{ко} \sim 100$ мкА при $t < 85^\circ\text{C}$) и все выходные характеристики несколько смещаются вверх.

Режим работы транзистора, соответствующий токам коллектора, сравнимым с током $I_{ко}$, называют режимом отсечки. Соответствующую область характеристик вблизи оси напряжений называют областью отсечки.

В активном режиме напряжение $u_{кб}$ и мощность $p_k = i_k \cdot u_{кб}$, выделяющаяся в виде тепла в коллекторном переходе, могут быть значительны. Чтобы транзистор не перегрелся, должно выполняться неравенство

$$P_k < P_{к макс}$$

где $P_{к макс}$ — максимально допустимая мощность (для КТ603А $P_{к макс} = 500$ мВт при $t < 50^\circ\text{C}$).

График зависимости $i_k = P_{к макс} / u_{кб}$ (гипербола) изображен на выходных характеристиках пунктиром.

Таким образом, в активном режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный — в обратном. В режиме насыщения оба перехода смещены в

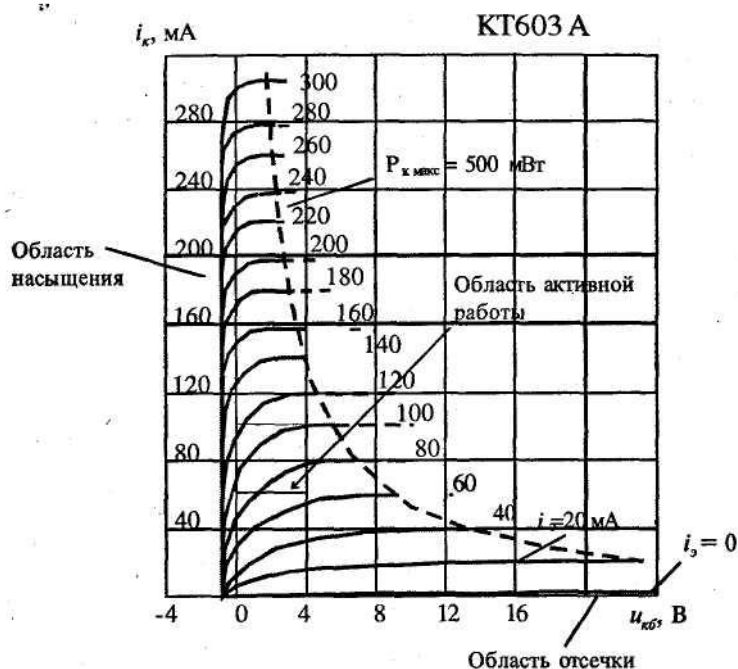


Рис. 1.58

прямом направлении, в режиме отсечки коллекторный переход смещен в обратном направлении, а эмиттерный или смещен в обратном направлении, или находится под очень малым прямым напряжением.

Транзистор часто характеризуют так называемым дифференциальным коэффициентом передачи эмиттерного тока α , который определяется выражением

$$\alpha = \left. \frac{di_k}{di_э} \right|_{i_k = \text{заданный}, u_{кб} = \text{const}}$$

Для приращения тока коллектора Δi_k и приращения тока эмиттера $\Delta i_э$ можно записать:

$$\Delta i_k \approx \alpha \cdot \Delta i_э.$$

Коэффициент α несколько изменяется при изменении режима работы транзистора. Важно учитывать, что у различных (вполне годных) экземпляров транзистора одного и того же типа коэффициент α может заметно отличаться. Для транзистора КТ603А при $t = 25^\circ \text{C}$ $\alpha = 0,909 \dots 0,988$.

Наличие наклона выходных характеристик, отражающее факт увеличения тока коллектора при заданном токе эмиттера при увеличении напряжения $u_{кб}$, объясняется проявлением эффекта Эрли: при уменьшении толщины базы все большее количество электронов, инжектированных эмиттером, переходит в коллектор.

Наклон выходных характеристик численно определяют так называемым дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода:

$$r_k = \left. \frac{du_{кб}}{di_k} \right|_{i_э = \text{const}}$$

С учетом эффекта Эрли

$$i_k = \alpha_{ст} \cdot i_э + I_{ко} + \frac{1}{r_k} \cdot u_{кб}.$$

Схема с общим эмиттером. Очень часто транзистор характеризуют характеристиками, соответствующими схеме, представленной на рис. 1.59. Эту схему называют схемой с общим эмиттером, так как эмиттер является общим электродом для источников напряжения.

Для этой схемы входной характеристикой называют зависимость тока $i_б$ от напряжения $u_бэ$ при

заданном напряжении $u_{кз}$, т. е. зависимость вида

$$i_{б} = f(u_{бэ})|_{u_{кз}=const},$$

где f — некоторая функция.

Выходной характеристикой называют зависимость тока $i_{к}$ от напряжения $u_{кз}$ при заданном токе $i_{б}$, т. е. зависимость вида

$$i_{к} = f(u_{кз})|_{i_{б}=const},$$

КТ603А

где f — некоторая функция

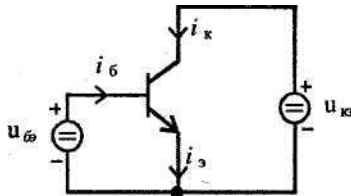


Рис. 1.59

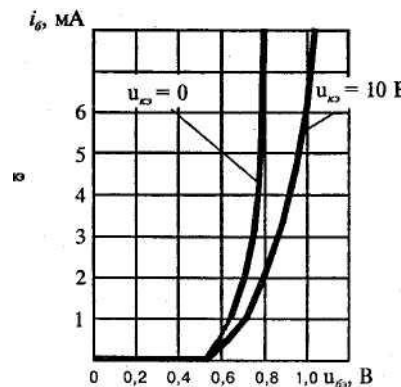


Рис. 1.60

Очень важно уяснить следующих два факта.

1. Характеристики для схемы с общим эмиттером не отражают никакие новые физические эффекты по сравнению с характеристиками для схемы с общей базой и не несут никакой принципиально новой информации о свойствах транзистора. Для объяснения особенностей ха-

рактеристик с общим эмиттером не нужна никакая информация кроме той, что необходима для объяснения особенностей характеристик схемы с общей базой. Тем не менее характеристики для схемы с общим эмиттером очень широко используют на практике (и приводят в справочниках), так как ими удобно пользоваться.

2. При расчетах на компьютерах моделирующие программы вообще никак не учитывают то, по какой схеме включен транзистор. Программы используют математические модели транзисторов, являющиеся едиными для всевозможных схем включения. Тем не менее, очень полезно уметь определить тип схемы включения транзистора. Это облегчает понимание принципа работы схемы.

Входные характеристики для схемы с общим эмиттером. Изобразим характеристики уже рассмотренного транзистора КТ603А (рис. 1.60). Теперь эффект Эрли проявляется в том, что при увеличении напряжения $u_{кз}$ характеристики сдвигаются вправо. Дифференциальное сопротивление теперь определяется выражением

$$r_{диф} = \frac{du_{бэ}}{di_{б}} \bigg|_{i_{б}-заданный, u_{кз}=const}.$$

Выходные характеристики для схемы с общим эмиттером. Изобразим эти характеристики для транзистора КТ603А (рис. 1.61).



Рис. 1.61

Обратимся к ранее полученному выражению

$$i_k = \alpha_{ст} \cdot i_э + I_{ко}.$$

В соответствии с первым законом Кирхгофа

$$i_э = i_k + i_б$$

и с учетом предыдущего выражения получим

$$i_k = \alpha_{ст} \cdot (i_k + i_б) + I_{ко},$$

откуда

$$i_k = \frac{\alpha_{ст}}{1 - \alpha_{ст}} \cdot i_б + \frac{1}{1 - \alpha_{ст}} \cdot I_{ко}.$$

Введем обозначение:

$$\beta_{ст} \equiv \frac{\alpha_{ст}}{1 - \alpha_{ст}}.$$

Коэффициент $\beta_{ст}$ называют статическим коэффициентом передачи базового тока. Его величина обычно составляет десятки — сотни (это безразмерный коэффициент). Легко заметить, что

$$\frac{1}{1 - \alpha_{ст}} = \beta_{ст} + 1.$$

Введем обозначение $I'_{ко} \equiv (\beta_{ст} + 1) \cdot I_{ко}.$

В итоге получаем $i_k = \beta_{ст} \cdot i_б + I'_{ко}.$

Это выражение в первом приближении описывает выходные характеристики в области активной работы, не учитывая наклона характеристик. Для учета наклона выражение записывают в виде

$$i_k = \beta_{ст} \cdot i_б + I'_{ко} + \frac{1}{r_k} u_{кэ},$$

$$\text{где, } r_K = \left. \frac{du_{KЭ}}{di_K} \right|_{u_{KБ} = \text{заданное}, i_B = \text{const}}$$

В первом приближении $r_K = (1/\beta_{CT}) \cdot r_K$ (сопротивление r_K определено выше).

Часто пользуются так называемым дифференциальным коэффициентом передачи базового тока β . По определению

$$\beta = \frac{di_K}{di_B} \Big|_{u_{KЭ} = \text{const}} \approx \beta \cdot \frac{\Delta i_B}{\Delta i_K}$$

Для приращения тока коллектора Δi_K и тока базы Δi_B можно записать:

$$\Delta i_K \approx \beta \cdot \Delta i_B$$

Для транзистора КТ603А при $t = 25^\circ\text{C}$ $V = 10...80$.

Величина V зависит от режима работы транзистора. Приведем типичный график зависимости V от тока эмиттера (он практически равен току коллектора) для $u_{KБ} = 2\text{ В}$ (рис. 1.62).

Для нормальной работы транзистора на постоянном токе, кроме рассмотренного выше условия $p_K < P_{K, \text{макс}}$, должны выполняться условия

$$I_K < I_{K, \text{макс}} \text{ и } u_{KЭ} \leq U_{KЭ, \text{макс}},$$

где $I_{K, \text{макс}}$ и $u_{KЭ, \text{макс}}$ — соответственно максимально допустимый постоянный ток коллектора и максимально допустимое постоянное напряжение между коллектором и эмиттером.

Для рассмотренного выше транзистора К.Т603А $I_{K, \text{макс}} = 300\text{ мА}$, $U_{KЭ, \text{макс}} = 30\text{ В}$ (при $t < 70^\circ\text{C}$).

Изобразим схематически на выходных характеристиках для схемы с общим эмиттером так называемую область безопасной работы, в которой указанные условия выполняются (рис. 1.63).

Обычно допустимо предполагать (с той или иной погрешностью), что выходные характеристики для схемы с общим эмиттером расположены на отрезках прямых, расходящихся веерообразно из одной точки на оси напряжений (рис. 1.64).

Напряжение U_0 (это положительная величина) называют напряжением Эрли. Для транзистора КТ603А $U_0 \sim 40\text{ В}$.

Инверсное включение транзистора. Иногда транзистор работает в таком режиме, что коллекторный переход сме-

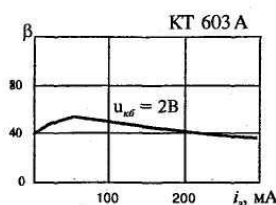


Рис. 1.62

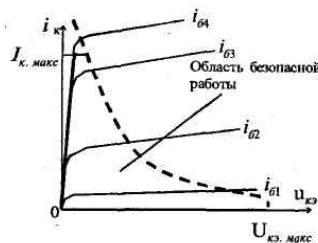


Рис. 1.63

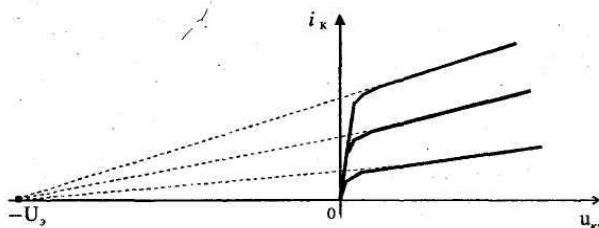


Рис. 1.64

щен в прямом направлении, а эмиттерный — в обратном. При этом коллектор играет роль эмиттера, а эмиттер — роль коллектора. Это так называемый инверсный режим. Ему соответствует так называемый инверсный коэффициент передачи базового тока β_i . Из-за отмеченных выше несимметрии структуры транзистора и различия в концентрациях примесей в слоях полупроводника обычно $\beta_i \ll \beta$. Часто $\beta_i \gg 1$.

Изобразим выходные характеристики для схемы с общим эмиттером и для прямого, и для инверсного включения (рис. 1.65).

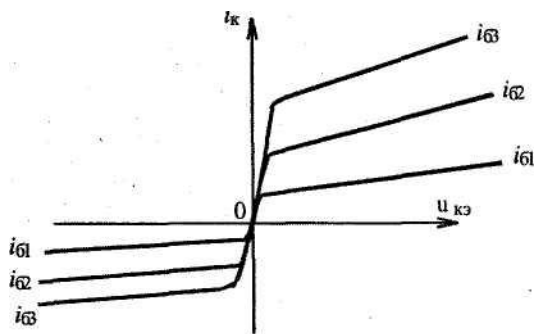


Рис. 1.65

1.2.3. Математические модели биполярного транзистора

Рассмотрим различные математические модели биполярного транзистора.

Простейший вариант модели Эберса—Молла с двумя источниками тока, управляемыми токами. Как и для диода, математическая модель транзистора — это совокупность эквивалентной схемы и математических выражений, описывающих элементы этой схемы.

Эберс и Молл предложили в 1954 г. модель, различные варианты которой с развитием вычислительной техники и машинных методов анализа электронных схем стали широко использоваться на практике.

Рассмотрим простейший вариант модели (рис. 1.66), характерный использованием двух управляемых источников. Каждый из них является источником тока, управляемым током. Определим еще не описанные величины:

α_{cm1} — коэффициент передачи коллекторного тока (т. е. инверсный коэффициент передачи тока, индекс i означает инверсное включение);

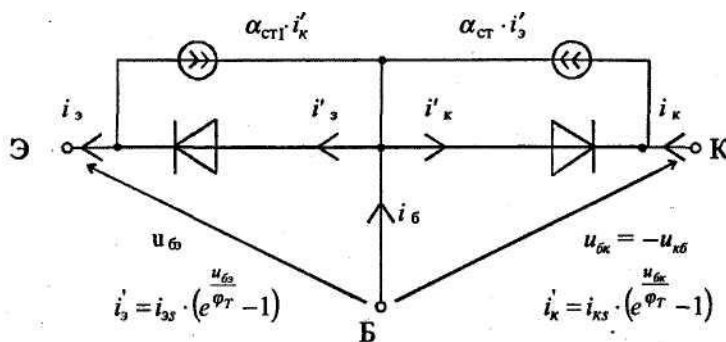


Рис. 1.66

$i_{Кс}, i_{Эв}$ — соответственно ток насыщения (тепловой ток) коллектора и эмиттера.

Обратим внимание на то, что тепловой ток обычно значительно меньше обратного тока соответствующего перехода: ток $i_{Кс} \ll i_{К0}$. Это необходимо помнить при использовании систем схемотехнического моделирования.

Именно источники тока, управляемые токами, отражают взаимодействие р-п-переходов транзистора.

Используя первый закон Кирхгофа, можно записать:

$$i_3 = i_{3s} \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \alpha_{ст1} \cdot i_{кс} \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

$$i_к = \alpha_{ст} \cdot i_{3s} \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - i_{кс} \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

Исключительно поучительным является детальное изучение этой, казалось бы, элементарной математической модели, особенно если это изучение включает численные расчеты по приведенным формулам. Здесь следует учитывать, что для ручного анализа схемы с управляемыми источниками обычно оказываются кардинально более сложными, чем без них. Часто трудно осознать характер влияния на режим работы схемы того или иного управляемого источника.

Практически используемые модели дополняются конденсаторами и резисторами. В таких моделях используют достаточно сложные математические зависимости. Эти модели хорошо моделируют транзистор и в установившихся, и в переходных режимах, и при прямом, и при инверсном включении.

Вариант модели Эберса—Молла с одним источником тока, управляемым током. Часто допустимо считать, что

$$\alpha_{cm1} \cdot i_{кс} = \alpha_{cm} \cdot i_{3s}.$$

Это равенство обосновывают, детально рассматривая физическую картину процессов в идеальном транзисторе. Для реальных транзисторов это равенство часто выполняется с большой погрешностью. Обозначим

$$i_s \equiv \alpha_{cm1} \cdot i_{кс} = \alpha_{cm} \cdot i_{3s}.$$

Из выражения

$$\beta_{cm} = \alpha_{cm} / (1 - \alpha_{cm})$$

следует, что

$$\alpha_{cm} = \beta_{cm} / (1 + \beta_{cm}).$$

Обозначим

$$\beta_{cm1} \equiv \alpha_{cm1} / (1 - \alpha_{cm1}).$$

Коэффициент β_{cm1} называют статическим коэффициентом передачи базового тока для инверсного включения (обратным коэффициентом усиления тока в схеме с общим эмиттером). Из последнего выражения следует, что

$$\alpha_{cm1} = \beta_{cm1} / (1 + \beta_{cm1}).$$

Используя выражения для i_3 и $i_к$, получим

$$i_3 = \frac{i_s}{\alpha_{ст}} \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - i_s \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right),$$

$$i_к = i_s \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - \frac{i_s}{\alpha_{ст1}} \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

С учетом соотношения между $\alpha_{ст}$ и $\beta_{ст}$ и между $\alpha_{ст1}$ и $\beta_{ст1}$ получим

$$i_3 = (1 + \beta_{ст}) \cdot \frac{i_s}{\beta_{ст}} \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - i_s \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right);$$

$$i_к = i_s \cdot \left(e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1 \right) - (1 + \beta_{ст1}) \cdot \frac{i_s}{\beta_{ст1}} \cdot \left(e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

После преобразований эти соотношения примут следующий вид:

$$i_3 = i_s \cdot (e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1) - i_s \cdot (e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1) + \frac{1}{\beta_{ст}} \cdot i_s \cdot (e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1);$$

$$i_k = i_s \cdot (e^{\frac{u_{бэ}}{\varphi_T}} - 1) - i_s \cdot (e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1) - \frac{1}{\beta_{стI}} \cdot i_s \cdot (e^{\frac{u_{бк}}{\varphi_T}} - 1).$$

Последняя система двух уравнений позволяет использовать математическую модель транзистора с одним источником тока, управляемым током, представленную на рис. 1.67.

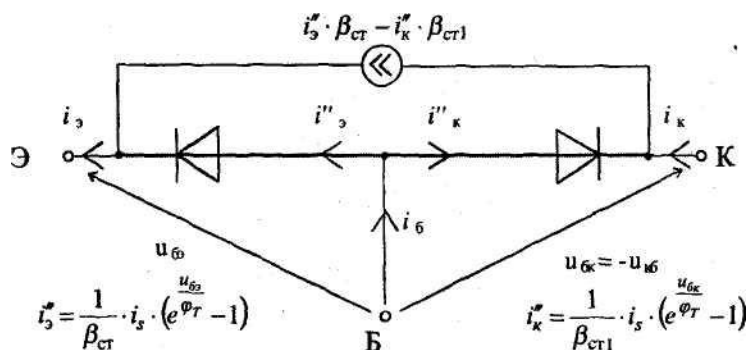


Рис. 1.67

Этот вариант модели лежит в основе более сложных моделей, широко используемых в практике математического моделирования электронных схем (и применяемых в пакетах программ Micro-Cap, Design Center и др.).

Эквивалентная схема транзистора для расчета схем с общим эмиттером. Упрощенные математические модели принято называть эквивалентными схемами.

Рассмотрим эквивалентную схему, которую можно использовать только при прямом (не инверсном) включении в режиме активной работы и режиме отсечки (в режиме насыщения ее использовать нельзя), и в случае, когда амплитуда переменной составляющей тока коллектора, а также амплитуда переменной составляющей напряжения $u_{кэ}$ невелика. При выполнении этих условий в первом приближении выходные и входные характеристики транзистора можно считать линейными. Переходя к идеализированным входным (рис. 1.68) и выходным (рис. 1.69) характеристикам транзистора, которые показаны пунктирными линиями, получим эквивалентную схему транзистора, представленную на рис. 1.70.

Резистор с сопротивлением $r_б$ отражает факт наличия сопротивления базового слоя транзистора, а резистор с сопротивлением $r_э$ — факт наличия сопротивления эмиттерного слоя.

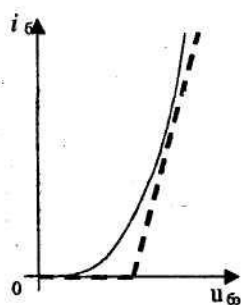


Рис. 1.68

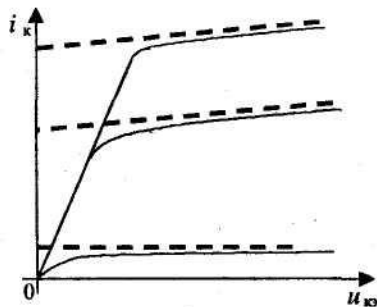


Рис. 1.69

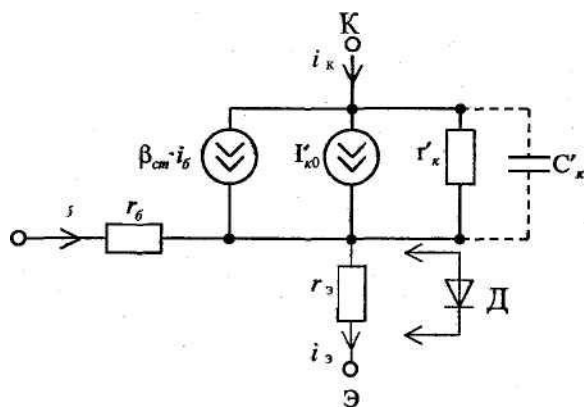


Рис. 1.70

Иногда вместо резистора $r_э$ включают идеальный диод D , который во включенном состоянии заменяют короткой, а в выключенном — разрывом.

Емкость $C'_к$, которую иногда включают в схему при ее анализе на переменном токе, отражает факт влияния на ток коллектора переменной составляющей напряжения между коллектором и эмиттером.

В первом приближении

$$C'_к = (1 + \beta) \cdot C_к,$$

где $C_к$ — барьерная емкость коллекторного перехода.

Остальные элементы эквивалентной схемы соответствуют уже полученному выражению $i_k = \beta_{cm} \cdot i_b + I_{k0} + u_{кэ} / r'_к$

Подобные эквивалентные схемы рекомендуется использовать в учебных целях и при простых приближенных расчетах.

Профессиональные расчеты транзисторных схем рекомендуется выполнять с помощью моделирующих программ, использующих современные математические модели транзисторов.

1.2.4. Анализ схем с транзисторами

Хотя практический анализ электронных схем рекомендуется выполнять на ЭВМ, для лучшего уяснения принципов работы схем с транзисторами и для проведения прикладных расчетов следует ознакомиться с графическим анализом схем, а также с анализом схем на основе простейших эквивалентных схем транзистора.

Графический анализ схем с транзисторами. При анализе схем с транзисторами графическим способом используется тот же подход, что и при анализе диодных схем. Применяются линии нагрузки. Но теперь для анализа схемы используют две линии нагрузки — для входной и выходной цепей.

Обратимся к рис. 1.71. Уравнение линии нагрузки для входной цепи имеет следующий вид: $E_b = i_s R_b + u_{бэ}$. Линия нагрузки для выходной цепи описывается выражением $E_k = i_k \cdot R_k + u_{кэ}$.

Построим линии нагрузки для входной (рис. 1.72) и выходной (рис. 1.73) цепей. При анализе напряжением « f_0 » часто пренебрегают (если напряжение E_b достаточно велико).

Вначале по входной характеристике (часто используют характеристику для $u_{кэ} = 5В$) определяют искомый ток базы i_b , а затем по выходной характеристике, соответствующей этому току, определяют искомый ток коллектора i_k , искомое напряжение между коллектором и эмиттером $u_{кэ}$ и искомое напряжение u_{RK} на резисторе R_k . Найденную точку 0 называют начальной рабочей точкой.

Анализ схем с использованием эквивалентных схем транзистора. Заменяем транзистор в схеме на рис. 1.71 эквивалентной схемой. Получим схему, представленную на рис. 1.74 (при этом

вместо диода в эквивалентной схеме используется закоротка).
Из схемы на рис. 1.74 следует, что

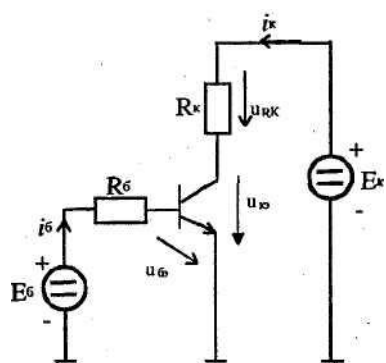


Рис. 1.71

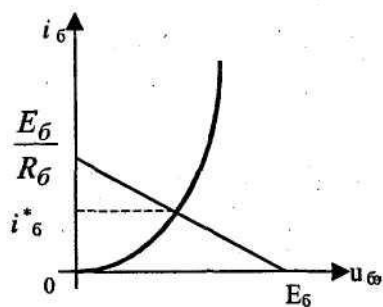


Рис. 1.72

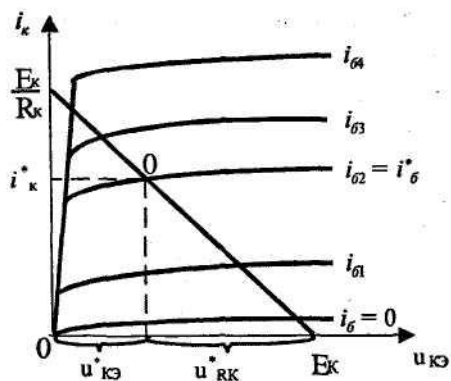


Рис. 1.73

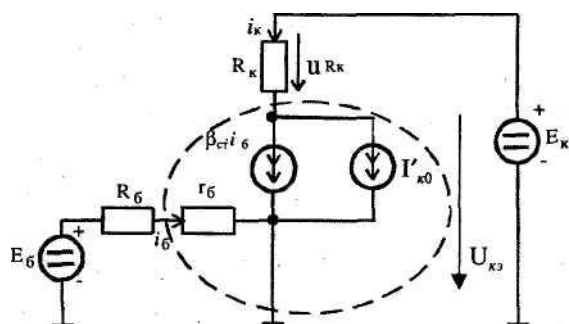


Рис. 1.74

$$i_b = E_s / (R_6 + r_6), i_k = i_b \beta_{ct} + I_{KO}, U_{KЭ} = E_K - i_K R_K.$$

Рассмотрим более сложный пример (рис. 1.75). На схеме, как это принято в электронике, показан только один полюс источника напряжения E_K . Пусть $\beta_{ct} = 99$; $r_6 = 0,5 \text{ кОм}$; $r_K = \infty$; $I_{KO} = 0,01 \text{ мА}$. Определим i_b .

Вначале выполним преобразование схемы, используя теорему об эквивалентном генераторе. Получим схему на рис. 1.76. При этом

$$E_{эКв} = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 5 \text{ В},$$

$$R_{эКв} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0,5 \text{ кОм}.$$

$R_1 + R_2$

Заменим транзистор его эквивалентной схемой и проведем анализ полученной схемы (рис. 1.77).

Вначале определим. $I'_{KO}: I'_{KO} = (1 + \beta_{ct}) \cdot I_{KO} = 1 \text{ мА}$.

Из схемы рис. 1.77 следует, что

$$E_{эКв} - i_b \cdot (R_{эКв} + r_6) = (\beta_{ct} \cdot i_b + I'_{KO} + i_b) \cdot R_3.$$

$$\text{Отсюда } i_b = (E_{эКв} - I'_{KO} \cdot R_3) / (R_{эКв} + r_6 + (1 + \beta_{ct}) \cdot R_3) = 0,137 \text{ мА}.$$

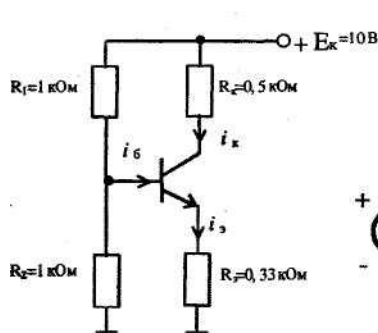


Рис. 1.75

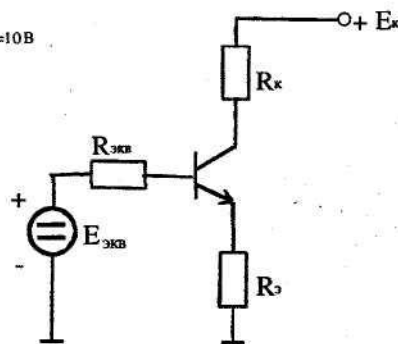


Рис. 1.76

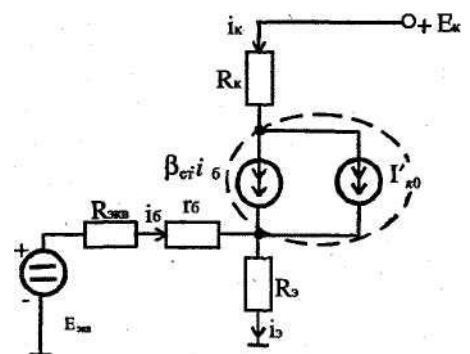


Рис. 1.77

1.2.5. Три схемы включения транзистора с ненулевым сопротивлением нагрузки

Транзисторы часто применяют для усиления переменных сигналов (которые при расчетах обычно считают синусоидальными), при этом в выходной цепи транзистора применяется нагрузка с ненулевым сопротивлением.

Во входной цепи, кроме источника постоянного напряжения, необходимого для обеспечения активного режима работы, также используют источник входного переменного напряжения. Изобразим три характерные схемы включения транзистора.

Схема с общей базой (ОБ) (рис. 1.78). Если сопротивление нагрузки достаточно велико, то амплитуда переменной составляющей напряжения $u_{вых}$ значительно больше амплитуды напряжения $u_{вх}$. Учитывая, что $i_{вых} \sim i_{вх}$, можно утверждать, что схема не обеспечивает усиления тока, но усиливает напряжение. Входной ток такой схемы достаточно большой, а соответствующее входное сопротивление малое.

Схема с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 1.79). Так как $i_{вых} \gg i_{вх}$ а при достаточно большом сопротивлении R_H ам-

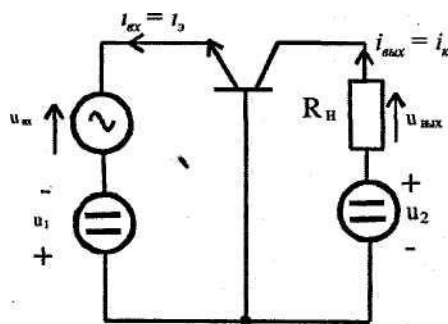


Рис. 1.78

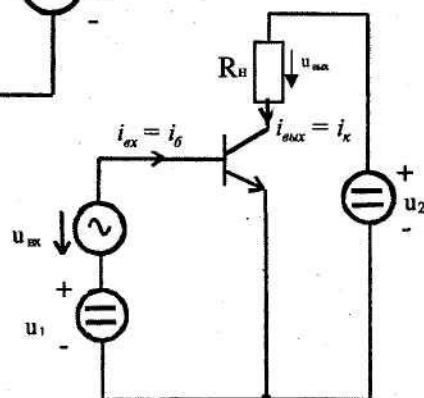


Рис. 1.79

плитуда переменной составляющей напряжения $u_{вых}$ значительно больше амплитуды напряжения $u_{вх}$, следовательно, схема обеспечивает усиление и тока, и напряжения.

Входной ток схемы достаточно мал, поэтому входное сопротивление больше, чем у схемы с общей базой.

Схема с общим коллектором (ОК) (рис. 1.80). При определении переменных составляющих токов и напряжений источники постоянного напряжения u_1 и u_2 заменяют коротками (закорачивают). После этого к коллектору оказываются подключенными и источник входного напряжения $u_{вх}$ и сопротивление нагрузки. Отсюда и название — схема с общим коллектором.

Само напряжение $u_{бэ}$ и особенно переменная составляющая этого напряжения достаточно малы, поэтому амплитуда переменной составляющей напряжения $u_{вх}$ примерно равна амплитуде переменной составляющей напряжения $u_{вых}$. В соответствии с этим усилительные каскады, в которых транзисторы включены по схеме с общим коллектором, называют эмиттерными повторителями.

Учитывая также, что $i_{ex} \ll i_{bex}$, отмечают, что схема усиливает ток, но не усиливает напряжение.

Схема отличается повышенным входным сопротивлением, так как при увеличении входного напряжения уве-

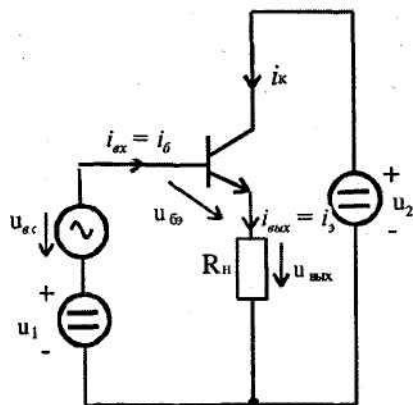


Рис. 1.80

личению входного тока препятствует увеличение как напряжения $u_{бэ}$, так и напряжения $u_{вых}$.

На практике наиболее часто используется схема с общим эмиттером.

1.2.6. h-параметры транзистора

При определении переменных составляющих токов и напряжений (т. е. при анализе на переменном токе) и при условии, что транзистор работает в активном режиме, его часто представляют в виде линейного четырехполюсника (рис. 1.81). В четырехполюснике условно изображен транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером.

Для разных схем включения транзистора токи и напряжения этого-четырёхполюсника обозначают различные токи и напряжения транзистора. Например, для схемы с общим эмиттером эти токи и напряжения следующие:

i_1 — переменная составляющая тока базы;

u_1 — переменная составляющая напряжения между базой и эмиттером;

i_2 — переменная составляющая тока коллектора;

u_2 — переменная составляющая напряжения между коллектором и эмиттером.

Транзистор удобно описывать, используя так называемые h-параметры. При этом

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix},$$

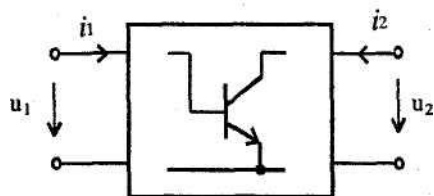


Рис. 1.81

т. е.

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2; \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \end{aligned}$$

Коэффициенты h_{ij} определяют опытным путем. Например, h_{11} определяют, устанавливая $u_2=0$ (режим короткого замыкания на выходе). При этом

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0}.$$

u , замыкания на выходе). При этом $i_1 =$.

Как легко заметить, коэффициент h_{11} представляет собой входное сопротивление транзистора для переменного сигнала..

Аналогично

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0}$$

-коэффициент обратной связи по напряжению.

Режим работы при $i_1=0$ называют холостым ходом на входе.

Далее

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0}.$$

-коэффициент передачи тока,

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0}$$

Параметры, соответствующие схеме с общим эмиттером, обозначают буквой «э», а схеме с общей базой — буквой «б».

Можно показать, что

$$h_{11э} \approx r_6 + (1+\beta)r_3; \quad h_{12э} \approx r_3/(2 \cdot r_k'); \quad h_{21э} \approx \beta; \quad h_{22э} \approx 1/r_k'.$$

Для создания математической модели транзистора полный набор h-параметров часто не требуется.

1.2.7. Временные диаграммы токов транзистора при его вхождении в активный режим работы и частотные (динамические) свойства

Для характеристики инерционных, динамических свойств транзистора изобразим указанные в заголовке временные диаграммы (рис. 1.82). При этом предполагается, что ток эмиттера изменяется скачкообразно.

Наличие задержки при изменении тока i_k , характеризуемой временем задержки t_z , объясняется тем, что электроны, инжектированные эмиттером, достигают коллектора спустя некоторое время. Плавное нарастание тока коллектора в течение так называемого времени нарастания t_n объясняется хаотичностью движения электронов и их различной средней скоростью.

Непосредственно после начала протекания тока i_z ток i_b достаточно велик, что объясняется накоплением зарядов в базе транзистора. После накопления этих зарядов ток базы принимает значение, соответствующее коэффициенту $\beta_{ст}$.

Обратимся к режиму работы транзистора, характерному тем, что имеется переменная составляющая тока базы малой амплитуды. Для анализа таких режимов и раньше (при ручных расчетах) и теперь (при использовании математического моделирования) широко используют комплексный (символический) метод. Обратимся к этому методу.

Пусть I_b — комплексное действующее значение (комплекс действующего значения) переменной составляющей тока базы, а I_k — комплексное действующее значение переменной составляющей тока коллектора. Введем в рассмотрение комплексный коэффициент передачи базового тока β . По определению $\beta = I_k / I_b$

На коэффициент β оказывают влияние многие факторы, и в первую очередь частота сигнала и емкости р-п-переходов транзистора.

Раньше, при ручных расчетах, частотные свойства транзистора учитывали, включая в соответствующие эквивалентные схемы источник тока, управляемый током и характеризуемый комплексным коэффициентом β . При этом обычно использовали несложные формулы, описывающие зависимость коэффициента β от частоты.

Часто в одну и ту же эквивалентную схему включали и указанный управляемый источник, и некоторые емкости (например, барьерные емкости переходов).

При современном машинном анализе электронных схем используют универсальные математические модели транзисторов, правильно моделирующие самые различные режимы. В таких моделях используют управляемые источники с вещественными, а не комплексными коэффициентами β . При этом полное отражение частотных свойств транзистора достигается включением в его математическую модель дополнительных элементов, в частности диффузионных емкостей. Изложенное очень полезно осознать как пример того, насколько сильно развитие методов вычислений влияет на инженерные подходы при проектировании электронных схем.

Однако использование для представления коэффициента β комплексных чисел очень наглядно, так как позволяет оценить кроме амплитуды выходного сигнала его сдвиг по фазе по отношению к входному. Этот сдвиг возникает на высоких частотах. По-видимому, такое представление будет использоваться и в дальнейшем.

Кроме коэффициента β , в форме комплексных чисел представляют и другие параметры транзистора (α , r_k и т. д.). Изобразим график зависимости модуля $|\beta|$ от частоты f для транзистора КТ603А (рис. 1.83) и дадим более детальный типичный график зависимости модуля $|\beta|$ от

частоты (рис. 1.84). Значение коэффициента β на постоянном токе $\beta_{пт}$ имеет нулевую мнимую часть, поэтому $\beta_{пт} = |\beta_{пт}|$. На графиках $f_{пред0\Omega}$ — предельная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером (частота среза), а $f_{гран0\Omega}$ — граничная частота этого коэффициента

(частота единичного усиления). В некоторых книгах в эти термины вкладывают другой смысл. Для транзистора КТ603А $f_{\text{гран}0\Omega}$ — не менее 200 МГц, а на частоте 100 МГц выполняется условие $|\beta| > 2$.

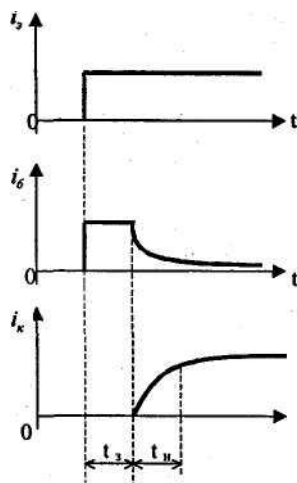


Рис. 1.82

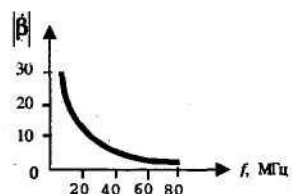


Рис. 1.83

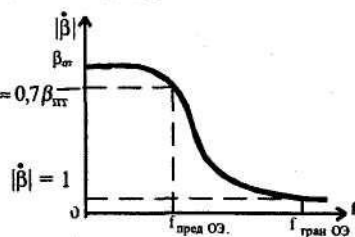


Рис. 1.84

1.2.8. Классификация и система обозначений

Система обозначений современных типов транзисторов приведена в [3] и установлена отраслевым стандартом ОСТ 11336.919-81. В основу системы обозначений положен буквенно-цифровой код.

Первый элемент (цифра или буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, на основе которого изготовлен транзистор, второй элемент (буква) определяет подкласс (или группу) транзисторов, третий (цифра) — основные функциональные возможности транзистора, четвертый (число) — обозначает порядковый номер разработки технологического типа транзистора, пятый (буква) — условно определяет классификацию по параметрам транзисторов, изготовленных по единой технологии.

Для обозначения *исходного материала* используются следующие символы:

- Г, или 1, — германий или его соединения;
- К, или 2, — кремний или его соединения;
- А, или 3, — соединения галлия (арсенид галлия);
- И, или 4, — соединения индия.

Для обозначения подклассов используется одна из двух букв: Т — биполярные и П — полевые транзисторы.

Для обозначения *наиболее характерных эксплуатационных признаков транзисторов* применяются следующие цифры:

для транзисторов *малой мощности* (максимальная мощность, рассеиваемая транзистором, не более 0,3 Вт):

- 1 — с граничной частотой коэффициента передачи тока или максимальной рабочей частотой (далее граничной частотой) не более 3 МГц;
- 2 — с граничной частотой 3...30 МГц;
- 3 — с граничной частотой более 30 МГц;

для транзисторов *средней мощности* (0,3...1,5 Вт):

- 4 — с граничной частотой не более 3 МГц;
- 5 — с граничной частотой 3...30 МГц;
- 6 — с граничной частотой более 30 МГц;

для транзисторов *большой мощности* (более 1,5 Вт):

7 — с граничной частотой не более 3 МГц;

8 — с граничной частотой 3...30 МГц;

9 — с граничной частотой более 30 МГц.

Для обозначения порядкового номера разработки используют двузначное число от 01 до 99. Если порядковый номер разработки превышает число 99, то применяется трехзначное число от 101 до 999.

В качестве классификационной литеры применяются буквы русского алфавита (за исключением З, О, Ч, Ё, Ш, Щ, Ю, Ъ, Ы, Э).

Стандарт предусматривает также введение в обозначение ряда дополнительных знаков. В качестве дополнительных элементов обозначения используют следующие символы:

цифры от 1 до 9 — для обозначения модернизаций транзистора, приводящих к изменению его конструкции или электрических параметров;

буква С — для обозначения наборов в общем корпусе (транзисторные сборки);

цифра, написанная через дефис, для бескорпусных транзисторов:

1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя;

2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе;

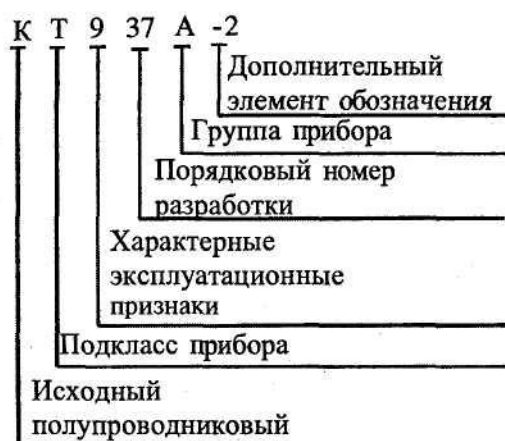
3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя;

4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе;

5 — с контактными площадками без кристаллодержателя и без выводов;

6 — с контактными площадками на кристаллодержателе, но без выводов.

Примеры обозначения приборов:



КТ937А-2 — кремниевый биполярный, большой мощности, высокочастотный, номер разработки 37, группа А, бескорпусный, с гибкими выводами на кристаллодержателе.

Биполярные транзисторы, разработанные до 1964 г. и выпускаемые по настоящее время, имеют систему обозначений, включающую в себя два или три элемента.

Первый элемент обозначения — буква П, характеризующая класс биполярных транзисторов, или две буквы МП — для транзисторов в корпусе, герметизируемом способом холодной сварки.

Второй элемент — двух- или трехзначное число, которое определяет порядковый номер разработки и указывает на подкласс транзистора по роду исходного полупроводникового материала, значениям допустимой рассеиваемой мощности и граничной частоты:

от 1 до 99 — германиевые маломощные низкочастотные транзисторы;

от 101 до 199 — кремниевые маломощные низкочастотные транзисторы;

от 201 до 299 — германиевые мощные низкочастотные транзисторы;

от 301 до 399 — кремниевые мощные низкочастотные транзисторы;

от 401 до 499 — германиевые высокочастотные и СВЧ маломощные транзисторы;

от 501 до 599 — кремниевые высокочастотные и СВЧ маломощные транзисторы;
от 601 до 699 — германиевые высокочастотные и СВЧ мощные транзисторы;
от 701 до 799 — кремниевые высокочастотные и СВЧ мощные транзисторы.

Третий элемент обозначения (у некоторых типов он может отсутствовать) — буква, условно определяющая классификацию по параметрам транзисторов, изготовленных по единой технологии.

1.3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор является очень широко используемым активным (т. е. способным усиливать сигналы) полупроводниковым прибором. Впервые он был предложен в 1930 г.

Полевыми транзисторами называют активные полупроводниковые приборы, в которых выходным током управляют с помощью электрического поля (в биполярных транзисторах выходной ток управляется входным током). В англоязычной литературе эти транзисторы называют транзисторами типа FET (Field Effect Transistor).

Полевые транзисторы называют также униполярными, так как в процессе протекания электрического тока участвуют только основные носители.

Различают два вида полевых транзисторов: с управляющим переходом и с изолированным затвором. Для определенности вначале обратимся к так называемому полевому транзистору с управляющим р-п-переходом с каналом р-типа.

1.3.1. Устройство и основные физические процессы

Устройство транзистора. Дадим схематическое изображение структуры полевого транзистора с управляющим переходом и каналом р-типа. (рис. 1.85) и условное графическое обозначение этого транзистора (рис. 1.86,а). Стрелка указывает направление от слоя *p* к слою *n* (как и стрелка в изображении эмиттера биполярного транзистора). В интегральных микросхемах линейные размеры транзисторов могут быть меньше 1 мкм.

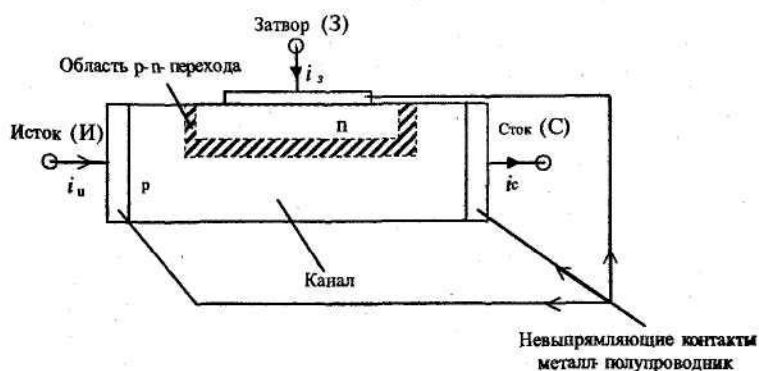


Рис. 1.85

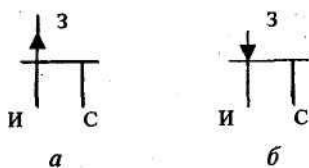


Рис.1.86

Удельное сопротивление слоя n (затвора) намного меньше удельного сопротивления слоя p (канала), поэтому область p - n -перехода, обедненная подвижными носителями заряда и имеющая очень большое удельное сопротивление, расположена главным образом в слое p .

Если типы проводимости слоев полупроводника в рассмотренном транзисторе изменить на противоположные, то получим полевой транзистор с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа, его условное графическое обозначение представлено на рис. 1.86, б.

Основные физические процессы. Подадим положительное напряжение между затвором и истоком транзистора с каналом p -типа: $U_{зи} > 0$. Оно сместит p - n -переход в обратном направлении.

При увеличении обратного напряжения на p - n -переходе он расширяется в основном за счет канала (в силу указанного выше различия в удельных сопротивлениях). Увеличение ширины p - n -перехода уменьшает толщину канала и, следовательно, увеличивает его сопротивление. Это приводит к уменьшению тока между истоком и стоком. Именно это явление позволяет управлять током с помощью напряжения и соответствующего ему электрического поля. Если напряжение $U_{зи}$ достаточно велико и равно напряжению отсечки $U_{зи.отс}$, канал полностью перекрывается областью p - n -перехода.

В рабочем (не аварийном) режиме p - n -переход должен находиться под обратным или нулевым напряжением. Поэтому в рабочем режиме ток затвора примерно равен нулю ($i_3 \sim 0$), а ток стока i_c примерно равен току истока i_u ($i_u = i_c$).

Важно учитывать, что на ширину p - n -перехода и толщину канала прямое влияние может оказывать напряжение между истоком и стоком $u_{ис}$.

Пусть $u_{из} = 0$ (между истоком и затвором включена закоротка) и подано положительное напряжение $u_{ис}$ (рис. 1.87). Это напряжение через закоротку окажется поданным на промежуток затвор — сток, т. е. окажется, что $u_{зс} = u_{ис}$ и что p - n -переход находится под обратным напряжением.

Обратное напряжение в различных областях p - n -перехода различно. В областях вблизи истока это напряжение практически равно нулю, а в областях вблизи стока это напряжение равно величине $u_{ис}$. Поэтому p - n -переход будет шире в тех областях, которые ближе к стоку. Обычно считают, что напряжение в канале от истока к стоку увеличивается линейно.

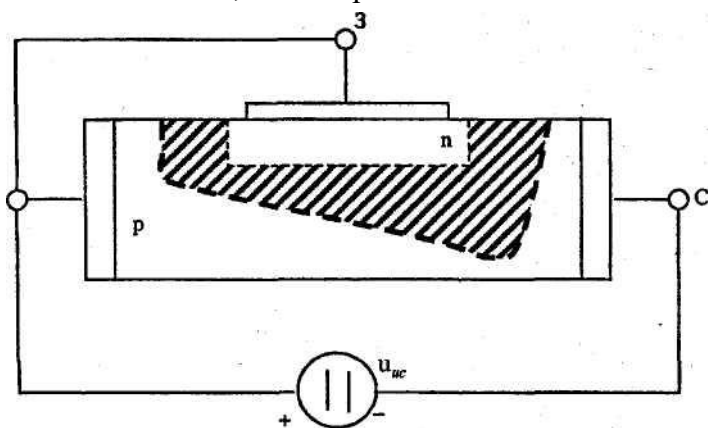


Рис. 1.87

Можно утверждать, что при $u_{ис} = U_{зи.отс}$ канал полностью перекрывается вблизи стока. При дальнейшем увеличении напряжения $u_{ис}$ та область канала, в которой он перекрыт, будет расширяться (рис. 1.88).

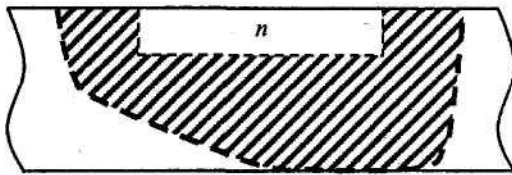


Рис. 1.88

1.3.2. Характеристики и параметры

Кратко охарактеризуем различные схемы включения полевого транзистора и рассмотрим его характеристики и параметры.

Схемы включения транзистора. Для полевого транзистора, как и для биполярного, выделяют три схемы включения. Для полевого транзистора это схемы с общим затвором (ОЗ), общим истоком (ОИ) и общим стоком (ОС). Наиболее часто используются схемы с общим истоком.

Для понимания особенностей работы некоторого электронного устройства очень полезно уметь относить конкретное решение к той или иной схеме включения (если схема такова, что это в принципе возможно).

Моделирующие программы при замене транзистора математической моделью никак не учитывают способ включения транзистора. Важно понять, что если даже на стадии разработки математической модели имеет место ориентация на конкретную схему включения, то на стадии использования эта модель должна правильно моделировать транзистор во всех самых различных ситуациях.

При объяснении влияния напряжения $u_{ис}$ на ширину p-n-перехода фактически использовалась схема с общим истоком (см. рис. 1.87). Рассмотрим характеристики, соответствующие этой схеме (что общепринято).

Так как в рабочем режиме $i_3=0$, $i_u \sim i_c$, входными характеристиками обычно не пользуются. Например, для транзистора КП103Л, подробно рассматриваемого ниже, для тока утечки затвора $I_{з.ут}$ при $t < 85^\circ\text{C}$ выполняется условие $I_{з.ут} < 2 \text{ мкА}$. Изобразим схему с общим истоком (рис. 1.89).

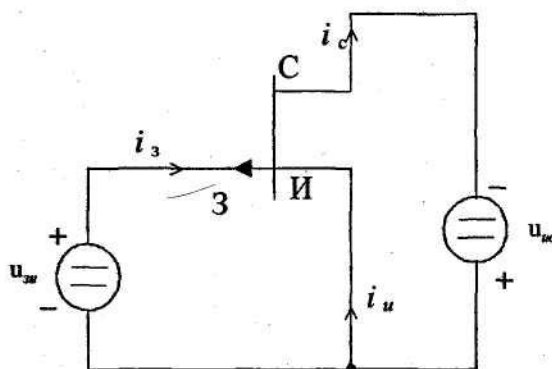


Рис. 1.89

Выходные (стоковые) характеристики. Выходной характеристикой называют зависимость вида

$$i_c = f(u_{uc})|_{u_{зи} = \text{const}},$$

где f — некоторая функция.

Изобразим выходные характеристики для кремниевого транзистора типа КП103Л с p-n-переходом и каналом p-типа (рис. 1.90).

Обратимся к характеристике, соответствующей условию $u_{зи}=0$. В так называемой линейной области ($u_{uc} < 4$ В) характеристика почти линейна (все характеристики этой



Рис. 1.90

области представляют собой почти прямые линии, веерообразно выходящие из начала координат). Она определяется сопротивлением канала. Транзистор, работающий в линейной области, можно использовать в качестве линейного управляемого сопротивления.

При $u_{uc} = 3$ В канал в области стока перекрывается. Дальнейшее увеличение напряжения приводит к очень незначительному росту тока i_c , так как с увеличением напряжения область, в которой канал перекрыт (характеризующаяся очень большим удельным сопротивлением), расширяется. При этом сопротивление на постоянном токе промежутка исток-сток увеличивается, а ток i_c практически не изменяется.

Ток стока в области насыщения при $u_{зи} = 0$ и при заданном напряжении u_{uc} называют начальным током стока и обозначают через $I_{снач}$. Для рассматриваемых характеристик $I_{снач} = 5$ мА при $U_{uc}=10$ В. Для транзистора типа КП103Л минимальное значение тока $I_{снач}$ равно 1,8 мА, а максимальное — 6,6 мА. При $u_{uc} > 22$ В возникает пробой p-n-перехода и начинается быстрый рост тока.

Теперь кратко опишем работу транзистора при различных напряжениях $u_{зи}$. Чем больше заданное напряжение $u_{зи}$, тем тоньше канал до подачи напряжения u_{uc} и тем ниже располагается характеристика.

Как легко заметить, в области стока напряжение на p-n-переходе равно сумме $u_{зи} + u_{uc}$. Поэтому чем больше напряжение $u_{зи}$, тем меньше напряжение u_{uc} , соответствующее началу пробоя.

Когда $u_{зи} = 3$ В, канал оказывается перекрыт областью p-n-перехода уже до подачи напряжения u_{uc} . При этом до пробоя выполняется условие $i_c=0$. Таким образом, $U_{зУ отс} = 3$ В.

Для рассматриваемого типа транзистора минимальное напряжение отсечки +2 В, а максимальное +5 В. Эти величины соответствуют условию $i_c=10$ мкА. Это так называемый

остаточный ток стока, который обозначают через $I_{c.отс}$.

Полевой транзистор характеризуется следующими предельными параметрами (смысл которых понятен из обозначений): $U_{ис.макс}$, $U_{зс.макс}$, $P_{макс}$.

Для транзистора КП103Л $U_{ис.макс}=10$ В, $U_{зс.макс}=15$ В, $P_{макс}=120$ мВт (все при $t = 85^\circ\text{C}$).

Графический анализ схем с полевыми транзисторами.

Для лучшего уяснения принципа работы схем с полевыми транзисторами полезно провести графический анализ одной из них (рис. 1.91). Пусть $E_c=4$ В; определим, в каких пределах будет изменяться напряжение $u_{ис}$ при изменении напряжения $u_{зи}$ от 0 до 2В.

При графическом анализе используется тот же подход, который был использован при анализе схем с диодами и биполярными транзисторами. Для рассматриваемой схемы, в которой напряжение между затвором и истоком равно напряжению источника напряжения $u_{зи}$, нет необходимости строить линию нагрузки для входной цепи. Линия нагрузки для выходной цепи задается выражением

$$E_c = i_c \cdot R_c + u_{ис}.$$

Построим линию нагрузки на выходных характеристиках транзистора, представленных на рис. 1.92. Из рисунка следует, что при указанном выше изменении напряжения $u_{зи}$ напряжение $u_{ис}$ будет изменяться в пределах от 1 до 2,6 В, что соответствует перемещению начальной рабочей точки от точки А до точки В. При этом ток стока будет изменяться от 1,5 до 0,7 мА.

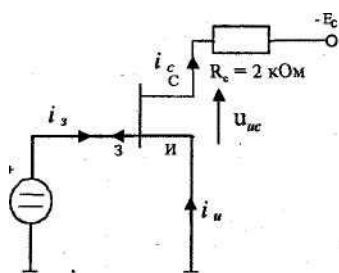


Рис. 1.91

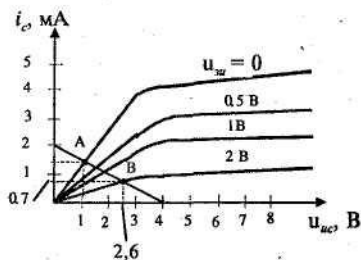


Рис. 1.92

Стокзатворные характеристики (характеристики передачи, передаточные, переходные, проходные характеристики). Стокзатворной характеристикой называют зависимость вида

$$i_c = f(u_{зи})|_{u_{ис}=\text{const}},$$

где f — некоторая функция.

Такие характеристики не дают принципиально новой информации по сравнению с выходными, но иногда более удобны для использования. Изобразим стокзатворные характеристики для транзистора КП103Л (рис. 1.93).

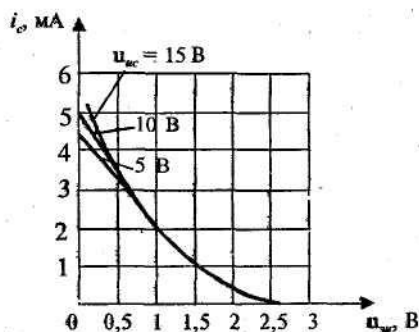


Рис. 1.93

Для некоторых транзисторов задается максимальное (по модулю) допустимое отрицательное напряжение $u_{зв}$, например, для транзистора 2П103Д это напряжение не должно быть по модулю больше чем 0,5 В.

Параметры, характеризующие свойства транзистора усиливать напряжение.
Крутизна стокзатворной характеристики S (крутизна характеристики полевого транзистора):

$$S = \left. \frac{di_c}{du_{зз}} \right|_{u_{зз} = \text{заданное} * \atop u_{ис} = \text{const}}$$

Обычно задается $u_{зз}=0$. При этом для транзисторов рассматриваемого типа крутизна максимальная. Для КП103Л $S = 1,8...3,8$ мА/В при $u_{ис} = 10$ В, $u_{зз} = 0$, $t = 20^\circ\text{C}$.
Внутреннее дифференциальное сопротивление $R_{ис \text{ диф}}$

(внутреннее сопротивление)
$$R_{ис \text{ диф}} = \left. \frac{du_{ис}}{di_c} \right|_{u_{ис} = \text{заданное} * \atop u_{зз} = \text{const}}$$

Для КП103Л $R_{ис \text{ диф}} = 25$ кОм при $u_{ис}=10$ В, $u_{зз}=0$.

Коэффициент усиления

$$M = \left. \frac{du_{ис}}{du_{зз}} \right|_{u_{зз} = \text{заданное} * \atop i_c = \text{const}}$$

Можно заметить, что

$$M = S \cdot R_{uc \text{ диф}}$$

Для КП103Л при $S=2\text{мА/В}$ и $R_{uc \text{ диф}}=25\text{кОм}$ $M = 2 (\text{мА/В}) \cdot 25 \text{ кОм} = 50$.

Инверсное включение транзистора. Полевой транзистор, как и биполярный, может работать в инверсном режиме. При этом роль истока играет сток, а роль стока — исток.

Прямые (нормальные) характеристики могут отличаться от инверсных, так как области стока и истока различаются конструктивно и технологически.

Частотные (динамические) свойства транзистора. В

полевом транзисторе в отличие от биполярного отсутствуют инжекция неосновных носителей и их перемещение по каналу, и поэтому не эти явления определяют динамические свойства.

Инерционность полевого транзистора определяется в основном процессами перезаряда барьерной емкости p - n -перехода. Свое влияние оказывают также паразитные емкости между выводами и паразитные индуктивности выводов.

В справочных данных часто указывают значения следующих дифференциальных емкостей, которые перечислим ниже:

- входная емкость $C_{зи}$ — это емкость между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току выходной цепи;
- проходная емкость $C_{зс}$ — это емкость между затвором и стоком при разомкнутой по переменному току входной цепи;
- выходная емкость $C_{ис}$ — это емкость между истоком и стоком при коротком замыкании по переменному току входной цепи.

Для транзистора КП103Л $C_{зи} < 20 \text{ пФ}$, $C_{зс} \ll 8 \text{ пФ}$ при $u_{ис}=10\text{В}$ и $u_{зи}=0$.

Крутизну S , как и коэффициент B биполярного транзистора, в ряде случаев представляют в форме комплексного числа \dot{S} . При этом, как и для коэффициента B , определяют предельную частоту $f_{пред}$. Это та частота, на которой выполняется условие:

$$|\dot{S}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot S_{пт},$$

где $S_{пт}$ — значение S на постоянном токе.

Для транзистора КП103Л данные по $f_{пред}$ в использованных справочниках отсутствуют, но известно, что его относят к транзисторам низкой частоты (предназначенным для работы на частотах до 3 МГц).

1.3.3. Математические модели полевого транзистора

Рассмотрим две математические модели полевого транзистора.

Универсальная модель.

Опишем с некоторыми несущественными упрощениями модель, использующуюся в пакете программ Micro-Cap П.

Приведем эквивалентную схему транзистора (рис. 1.94), где обозначено:

- r_u и r_c — соответственно объемные сопротивления истока и стока (это малые величины);
- i_v — источник тока, управляемый напряжениями.

Приведем выражения, описывающие управляемый источник и полученные на основе анализа физических процессов:

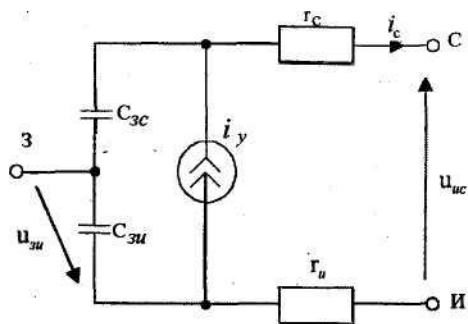


Рис. 1.94

для области отсечки

$$i_y = 0 \text{ при } u_{зи} > u_{зи.отс};$$

для линейной области

$$i_y = \beta \cdot \left[(U_{зи.отс} - u_{зи}) \cdot u_{ис} - \frac{1}{2} \cdot u_{ис}^2 \right]$$

при $0 < u_{ис} < U_{3Uотс} - u_{зи}$

где β — так называемая удельная крутизна;

для области насыщения

$$i_y = \frac{1}{2} \cdot \beta \cdot (U_{зи.отс} - u_{зи})^2$$

при $U_{3Uотс} - u_{зи} < u_{ис}$.

Продифференцируем последнее выражение по $u_{зи}$:

$$\frac{di_y}{du_{зи}} = S = \beta \cdot (U_{зи.отс} - u_{зи}).$$

Отсюда следует, что при $U_{зи.отс} = u_{зи} = 1 \text{ В}$ $\beta = S$, что и объясняет название — удельная крутизна (но следует учитывать, что размерность β — А/В^2 или мА/В^2).

В соответствии с приведенными выражениями точки выходных характеристик, соответствующие началу режима насыщения, должны лежать на параболе, которая описывается следующим образом. На границе режима насыщения выполняется условие: $U_{зи.отс} = u_{зи} = u_{ис}$. Из выражений для тока i_y как в линейной области, так и в области насыщения получим:

$$i_c = i_y = \frac{1}{2} \cdot \beta \cdot u_{ис}^2.$$

Дадим графическую иллюстрацию (рис. 1.95).

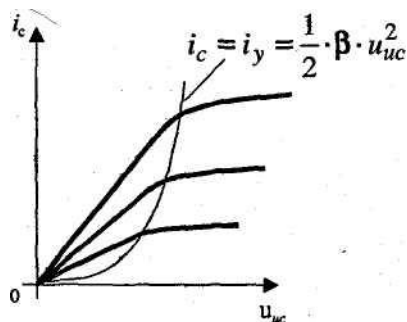


Рис. 1.95

Для реальных транзисторов такое разграничение линейной области и области насыщения имеет место не всегда (отрицательный пример — транзистор КП103Л).

С учетом сделанного замечания транзистор КП103Л в первом приближении можно описать приведенными выражениями при $\beta \sim 1,1 \text{ мА/В}^2$.

Упрощенная эквивалентная схема для переменных составляющих сигналов. Для учебных целей, а также имея в виду простые приближенные расчеты, рассмотрим эквивалентную схему, которую можно использовать, если известно, что транзистор работает в режиме насыщения (которому соответствует область насыщения), и если амплитуда и частота сигнала достаточно малы (рис. 1.96). Знаком «~» отмечено, что используются переменные составляющие сигналов.

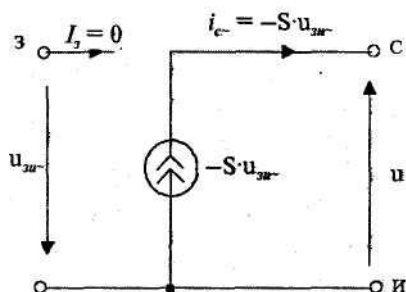


Рис. 1.96

Знак «минус» в выражении — $S u_{зи}$ отражает тот факт, что при увеличении напряжения между затвором и истоком ток стока уменьшается.

1.3.4. Разновидности полевых транзисторов

Полевые транзисторы с изолированным затвором. В транзисторах этого типа затвор отделен от полупроводника слоем диэлектрика, в качестве которого в кремниевых приборах обычно используется двуокись кремния. Эти транзисторы обозначают аббревиатурой МОП (металл-окисел-полупроводник) и МДП (металл-диэлектрик-полупроводник). В англоязычной литературе их обычно обозначают аббревиатурой MOSFET или MISFET (Metal-Oxide (Insulator) — Semiconductor FET).

В свою очередь МДП-транзисторы делят на два типа.

В так называемых транзисторах со встроенным (собственным) каналом (транзистор обедненного типа) и до подачи напряжения на затвор имеется канал, соединяющий исток и сток.

В так называемых транзисторах с индуцированным каналом (транзистор обогащенного типа) указанный выше канал отсутствует.

МДП-транзисторы характеризуются очень большим входным сопротивлением. При работе с такими транзисторами надо предпринимать особые меры защиты от статического электричества. Например, при пайке все выводы необходимо закоротить.

МДП-транзистор со встроенным каналом. Канал может иметь проводимость как p -типа, так и n -типа. Для определенности обратимся к транзистору с каналом p -типа. Дадим схематическое изображение структуры транзистора (рис. 1.97), условное графическое обозначение транзистора с каналом p -типа (рис. 1.98, а) и с каналом n -типа (рис. 1.98, б). Стрелка, как обычно, указывает направление от слоя p к слою n .

Рассматриваемый транзистор (см. рис. 1.97) может работать в двух режимах: обеднения и обогащения.

Режиму обеднения соответствует положительное напряжение $u_{зи}$. При увеличении этого напряжения концен-

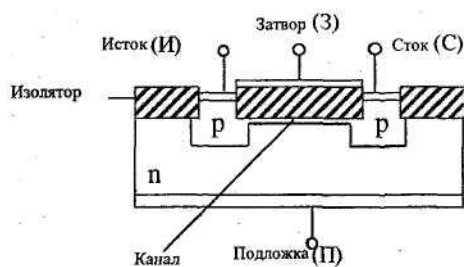


Рис. 1.97

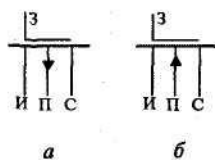


Рис. 1.98

трация дырок в канале уменьшается (так как потенциал затвора больше потенциала истока), что приводит к уменьшению тока стока.

Если напряжение $u_{зи}$ больше напряжения отсечки, т. е. если $u_{зи} > U_{3U\text{ отс}}$, то канал не существует и ток между истоком и стоком равен нулю.

Режиму обогащения соответствует отрицательное напряжение $u_{зи}$. При этом чем больше модуль указанного напряжения, тем больше проводимость канала и тем больше ток стока. Приведем схему включения транзистора (рис. 1.99).

На ток стока влияет не только напряжение $u_{зи}$, но и напряжение между подложкой и истоком $u_{ти}$. Однако управление по затвору всегда предпочтительнее, так как при этом входные токи намного меньше. Кроме того, наличие напряжения на подложке уменьшает крутизну.

Подложка образует с истоком, стоком и каналом p - n -переход. При использовании транзистора необходимо следить за тем, чтобы напряжение на этом переходе не смещало его в прямом направлении. На практике подложку подключают к истоку (как показано на схеме) или к точке схемы, имеющей потенциал, больший потенциала

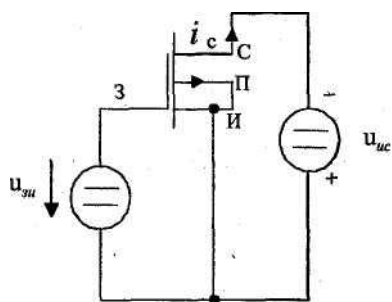


Рис. 1.99

источка (потенциал стока в приведенной выше схеме меньше потенциала источника).

Изобразим выходные характеристики МДП-транзистора (встроенный *p*-канал) типа КП201Л (рис. 1.100) и его стокзатворную характеристику (рис. 1.101).

МДП-транзистор с индуцированным (наведенным) каналом. Канал может иметь проводимость как *p*-типа, так и

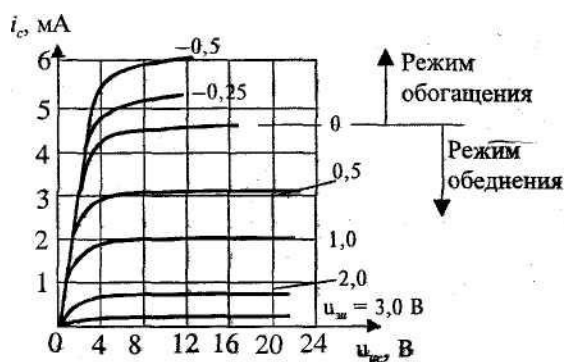


Рис. 1.100

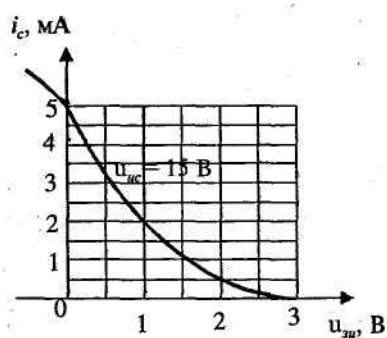


Рис. 1.101

p-типа. Для определенности обратимся к транзистору с каналом *p*-типа. Дадим схематическое изображение структуры транзистора (рис. 1.102), условное графическое обозначение транзистора с индуцированным каналом *p*-типа (рис. 1.103, а) и каналом *n*-типа (рис. 1.103, б).

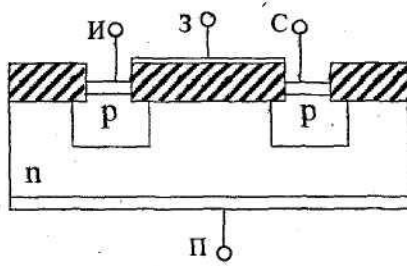


Рис. 1.102

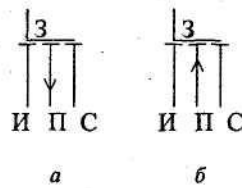


Рис. 1.103

При нулевом напряжении $u_{зи}$ канал отсутствует (рис. 1.102) и ток стока равен нулю. Транзистор может работать только в режиме обогащения, которому соответствует отрицательное напряжение $u_{зи}$. При этом $u_{из} > 0$.

Если выполняется неравенство $u_{из} > U_{из.порог}$, где $U_{из.порог}$ — так называемое пороговое напряжение, то между истоком и стоком возникает канал р-типа, по которому может протекать ток. Канал р-типа возникает из-за того, что концентрация дырок под затвором увеличивается, а концентрация электронов уменьшается, в результате чего концентрация дырок оказывается больше концентрации электронов. Описанное явление изменения типа проводимости называют инверсией типа проводимости, а слой полупроводника, в котором оно имеет место (и который является каналом), — инверсным (инверсионным). Непосредственно под инверсным слоем образуется слой, обедненный подвижными носителями заряда. Инверсный слой значительно тоньше обедненного (толщина инверсного слоя $1 \cdot 10^{-9} \dots 5 \cdot 10^{-9}$ м, а толщина обедненного слоя больше в 10 и более раз).

Изобразим схему включения транзистора (рис. 1.104), выходные характеристики (рис. 1.105) и стокзатворную характеристику (рис. 1.106) для МДП-транзистора с индуцированным р-каналом КП301Б.

Полезно отметить, что в пакете программ Micro-Cap II для моделирования полевых транзисторов всех типов используется одна и та же математическая модель (но, естественно, с различными параметрами).

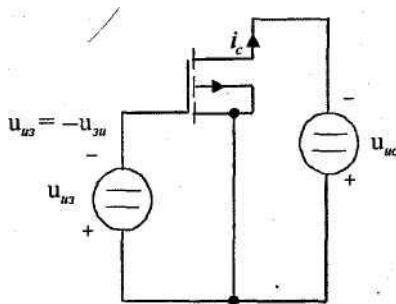


Рис. 1.104

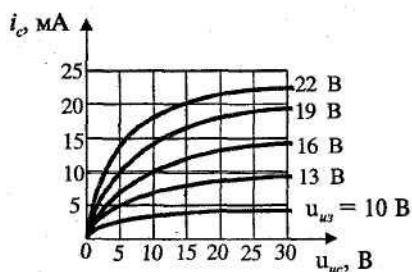


Рис. 1.105

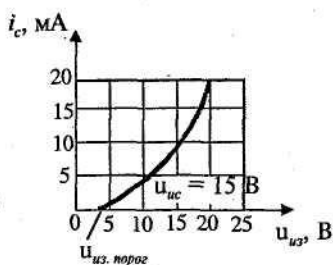


Рис. 1.106

1.3.5. Применение принципа полевого транзистора

Рассмотрим использование идей, реализованных в полевых транзисторах, в более сложных электронных устройствах.

Ячейка памяти на основе полевого транзистора с изолированным затвором (флэш-память).

Рассмотрим структуру и принцип действия ячейки так называемой флэш-памяти.

Устройства флэш-памяти являются современными быстродействующими программируемыми постоянными запоминающими устройствами (ППЗУ) с электрической записью и электрическим стиранием информации (ЭСП-ПЗУ; в аббревиатуре нет букв, соответствующих словам «электрическая запись», так как такая запись подразумевается).

Эти устройства являются энергонезависимыми, так как информация не стирается при отключении питания. Ячейки памяти выдерживают не менее 100 000 циклов записи/стирания.

Изобразим упрощенную структуру ячейки флэш-памяти (рис. 1.107).

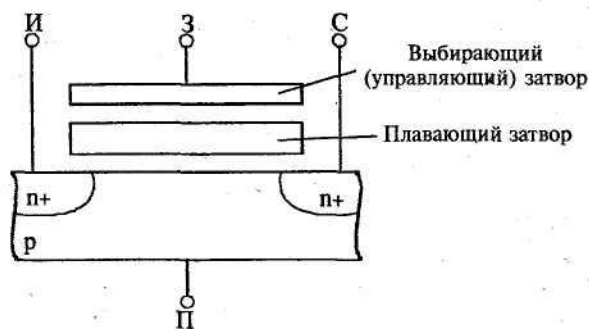


Рис. 1.107

Слои полупроводника, обозначенные через n+, имеют повышенную концентрацию атомов-доноров. Изоляция затворов для упрощения рисунка не показана. Структура ячейки в некотором отношении подобна структуре МДП-транзистора с индуцированным каналом n-типа.

Один из затворов называют плавающим, так как он гальванически не связан с электродами прибора и его потенциал изменяется в зависимости от заряда на нем («плавающий» потенциал).

При записи информации в ячейку памяти электроны из истока туннелируют через тонкий слой изолирующего окисла кремния (толщиной около $1 \cdot 10^{-8}$ м) и переходят на плавающий затвор. Накопленный отрицательный заряд на плавающем затворе увеличивает пороговое напряжение $U_{из.порог}$. Поэтому в будущем при обращении к транзистору такой ячейки он будет восприниматься как выключенный (ток стока равен нулю).

При стирании информации электроны уходят с плавающего затвора (также в результате туннелирования) в область истока. Транзистор без заряда на плавающем затворе воспринимается при считывании информации как включенный.

Длительность цикла считывания (чтения) информации составляет не более 85 нс. Состояние ячейки памяти может сохраняться более 10 лет.

Полупроводниковые приборы с зарядовой связью (ПЗС). Прибор с зарядовой связью имеет большое число расположенных на малом расстоянии затворов и соответствующих им структур металл — диэлектрик — полупроводник (МДП). Изобразим упрощенную структуру прибора с зарядовой связью (рис. 1.108).

При отрицательном напряжении на некотором затворе под ним скапливаются дырки, совокупность которых называют пакетом. Пакеты образуются из дырок, инжектированных истоком или возникающих в результате генерации пар электрон-дырка при поглощении оптического

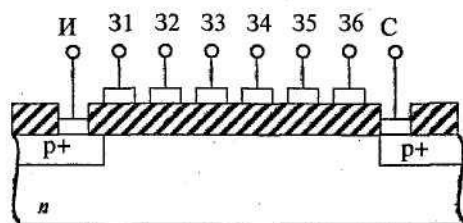


Рис. 1.108

излучения. При соответствующем изменении напряжений на затворах пакеты перемещаются в направлении от истока к стоку.

Приборы с зарядовой связью используются:

- в запоминающих устройствах ЭВМ;
- в устройствах преобразования световых (оптических) сигналов в электрические.

Классификация полевых транзисторов такая же, как и биполярных транзисторов, т. е. используется буквенно-цифровой код, в котором второй элемент — буква П, определяющая подкласс [3].

Примеры обозначения приборов:

КПЗ10А — кремниевый транзистор малой мощности, с граничной частотой более 30 МГц, номер разработки 10, группа А;

2П701Б — кремниевый транзистор большой мощности, с граничной частотой не более 30 МГц, номер разработки 1, группа Б.

1.4. ТИРИСТОРЫ

1.4.1. Устройство и основные физические процессы

Тиристорами называют полупроводниковые приборы с двумя устойчивыми режимами работы (включен, выключен), имеющие три или более р-п-переходов.

Тиристор по своему принципу — прибор ключевого действия. Во включенном состоянии он подобен замкнутому ключу, а в выключенном — разомкнутому ключу. Те тиристоры, которые не имеют специальных электродов для подачи сигналов с целью изменения состояния, а имеют только два силовых электрода (анод и катод), называют неуправляемыми, или диодными, тиристорами (дини-сторами). Иначе тиристоры называют управляемыми тиристорами, или просто тиристорами.

Они являются основными элементами в силовых устройствах электроники, которые называют также устройствами преобразовательной техники. Типичными представителями таких устройств являются управляемые выпрямители (преобразуют переменное напряжение в

однонаправленное) и инверторы (преобразуют постоянное напряжение в переменное). Динисторы, как правило, используются в слаботочных импульсных устройствах.

Существует большое количество различных тиристоров. Для определенности вначале обратимся к так называемому управляемому по катоду незапираемому тиристор с тремя выводами (два силовых и один управляющий), который проводит ток только в одном направлении.

Дадим упрощенное изображение структуры тиристора (рис. 1.109) и его условное графическое обозначение (рис. 1.110).

Обратимся к простейшей схеме с тиристором (рис. 1.111), где использованы следующие обозначения:

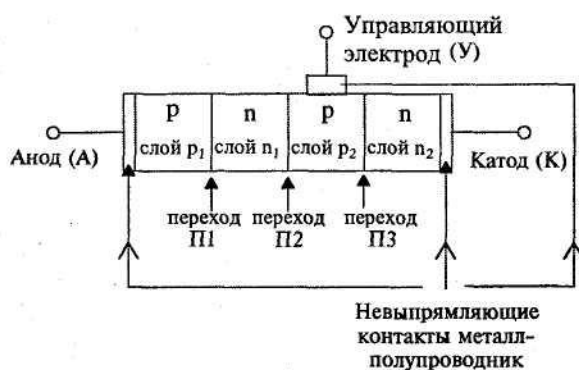


Рис. 1.109

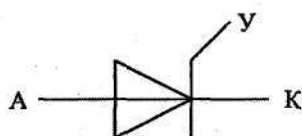


Рис. 1.110

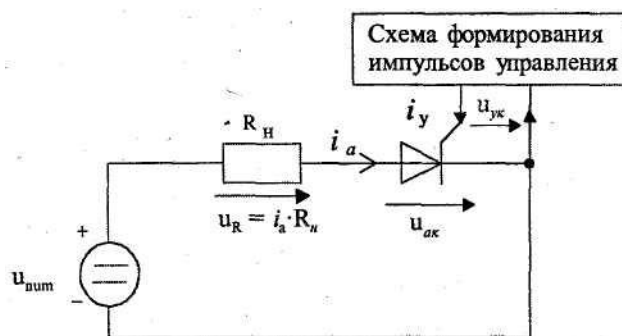


Рис. 1.111

- i_a — ток анода (силовой ток в цепи анод-катод тиристора);
- $u_{ак}$ — напряжение между анодом и катодом;
- i_y — ток управляющего электрода (в реальных схемах используют импульсы тока);
- $u_{ук}$ — напряжение между управляющим электродом и катодом;
- $u_{пит}$ — напряжение питания.

Предположим, что напряжение питания меньше так называемого напряжения переключения $U_{пер}$ ($u_{num} < U_{пер}$) и что после подключения источника питания импульс управления на тиристор не подавался. Тогда тиристор будет находиться в закрытом (выключенном) состоянии. При этом $p-n$ -переходы Π_1 и Π_3 будут смещены в прямом направлении, а переход Π_2 — в обратном направлении (см. рис. 1.109), поэтому ток тиристора будет малым ($i_a = 0$) и будут выполняться соотношения $u_{ак} = u_{num}$, $u_R = 0$ (нагрузка отключена от источника питания).

Если предположить, что выполняется соотношение $u_{num} > U_{пер}$ или что после подключения источника питания (даже при выполнении условия $u_{num} < U_{пер}$) был подан импульс управления достаточной величины, то тиристор будет находиться в открытом (включенном) состоянии. При этом все три перехода будут смещены в прямом направлении и будут выполняться соотношения $u_{ак} \sim I_B$, $i_a = u_{num}/R_H$, $u_R = u_{num}$ (т. е. нагрузка оказалась подключенной к источнику питания).

Существуют тиристоры, для которых напряжение $U_{пер}$ больше, чем 1кВ, а максимально допустимый ток i_a больше, чем 1кА.

При изучении принципа работы тиристора очень важно понять, что происходит в момент его включения и почему переход Π_2 во включенном состоянии смещен в прямом направлении. Для соответствующих объяснений обратимся к условному изображению структуры тиристора (рис. 1.112). Можно заметить, что такая структура соответствует схеме на двух транзисторах (рис. 1.113). Вначале рассмотрим процесс включения тиристора при $u_{ак} = U_{пер}$ и $i_y = 0$ (так называемое включение по аноду), однако такой способ включения не рекомендуется использовать на практике.

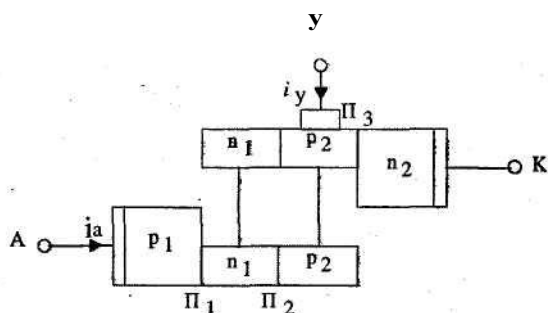


Рис. 1.112

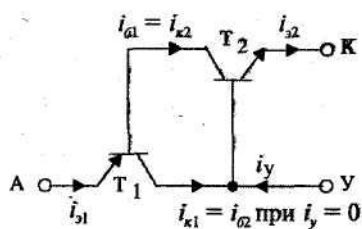


Рис. 1.113

Имеют место соотношения:

$$i_{k1} = \alpha_{cm1} \cdot i_{e1} + I_{ko1},$$

$$i_{k2} = \alpha_{cm2} \cdot i_{e2} + I_{ko2},$$

где $\alpha_{cm1}, \alpha_{cm2}, I_{ko1}, I_{ko2}$ — соответственно статические коэффициенты передачи токов эмиттеров и обратные токи коллекторов транзисторов T_1 и T_2 .

Обозначим через $I_{ко}$ общий обратный ток р-п-перехода Π_2 тогда

$$I_{ко} = I_{ко1} + I_{ко2},$$

получим

$$i_a = i_{a1} = i_{a2} = i_{к1} + i_{к2},$$

откуда

$$i_a = \alpha_{cm1} \cdot i_a + \alpha_{cm2} \cdot i_a + I_{ко}, \quad i_a = \frac{I_{ко}}{1 - (\alpha_{cm1} + \alpha_{cm2})}.$$

Как уже отмечалось, коэффициенты передачи токов транзисторов изменяются при изменении режимов работы транзисторов.

При малых токах $\alpha_{cm1} + \alpha_{cm2} \ll 1$ и через тиристор протекает ток $i_a = I_{ко}$. При увеличении напряжения $u_{ак}$ ток $I_{ко}$ возрастает, и вместе с этим возрастают коэффициенты α_{cm1} и α_{cm2} . При приближении суммы $\alpha_{cm1} + \alpha_{cm2}$ к единице ток i_a резко, скачкообразно возрастает и тиристор переходит в открытое (включенное) состояние, после чего ток в схеме ограничивается только сопротивлением нагрузки R_n . Время, в течение которого тиристор переходит во включенное состояние, составляет доли микросекунды или единицы микросекунд (это так называемое время включения $t_{вкл}$).

Так как токи баз транзисторов велики и приближаются по своим значениям к токам коллекторов, оба транзистора находятся в режиме насыщения. Это означает, что переход Π_2 тиристора смещен в прямом направлении.

Процесс включения тиристора можно объяснить и не прибегая к представлению тиристора в виде двух транзисторов. Но и при таком анализе вывод остается прежним: переход Π_2 во включенном состоянии смещен в прямом направлении. Такое состояние перехода Π_2 обеспечивается наличием избыточной (по сравнению с выключенным состоянием тиристора) концентрацией в слоях n_1 и p_2 неосновных и основных носителей электричества. Это означает, что во включенном состоянии в указанных слоях имеются избыточные заряды.

Динисторы, естественно, могут включаться только по аноду.

Теперь рассмотрим процесс включения тиристора при подаче импульса управления и при условии, что $u_{ак} < U_{пер}$ (так называемое включение по управляющему электроду). Это рекомендуемый способ включения.

Обратимся к эквивалентной схеме на двух транзисторах (см. рис. 1.113). Легко увидеть, что подача положительного напряжения на управляющий электрод относительно катода вызывает появление тока базы транзистора T_2 . Это приводит к включению транзисторов эквивалентной схемы, т. е. к включению тиристора, причем чем больше ток управления, тем при меньшей величине напряжения $u_{ак}$ происходит включение тиристора. После окончания импульса управления тиристор остается включенным.

Характерной особенностью рассматриваемого незапираемого тиристора, который очень широко используется на практике, является то, что его нельзя выключить с помощью тока управления.

Для выключения тиристора на практике на него подают обратное напряжение $u_{ак} < 0$ и поддерживают это напряжение в течение времени, большего так называемого времени выключения $t_{выкл}$. Оно обычно составляет единицы или десятки микросекунд. За это время избыточные заряды в слоях n_1 и p_2 исчезают. Для выключения тиристора напряжение питания $u_{пит}$ в приведенной выше схеме (см. рис. 1.111) должно изменить полярность.

После указанной выдержки времени на тиристор вновь можно подать прямое напряжение ($u_{ак} > 0$), и он будет выключенным до подачи импульса управления.

Тиристор выключается также в случае, когда обратное напряжение не подается, но ток i_a уменьшается до некоторой малой величины, называемой током удержания $i_{уд}$. При этом напряжение на тиристоре увеличивается скачкообразно. Такой способ выключения на практике используется редко, так как время выключения при этом оказывается значительным.

Существуют так называемые запираемые тиристоры, которые могут быть выключены с помощью тока управления.

Если на тиристор подано обратное напряжение $u_{\text{вк}} < 0$, то переходы П₁ и П₃ смещаются в обратном направлении и через тиристор протекает малый обратный ток.

Существуют и широко используются так называемые симметричные тиристоры (симисторы, триаки). Каждый симистор подобен паре рассмотренных тиристоров, включенных встречно-параллельно (рис. 1.114). Дадим условное графическое обозначение симистора (рис. 1.115).

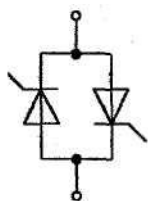


Рис. 1.114

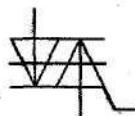


Рис. 1.115

1.4.2. Характеристики

Изобразим семейство статических выходных вольт-амперных характеристик тиристора (рис. 1.116).

Различные характеристики соответствуют различным значениям постоянного тока управления. Но важно помнить, что на практике тиристор обычно включают не постоянным, а импульсным током управления.

При расчете тиристорных схем используют также характеристику цепи управления тиристора, т. е. цепи управляющий электрод-катод. Это зависимость вида $i_y = f(u_{\text{ук}})$,

где f — некоторая функция. Такая характеристика подобна характеристике диода.

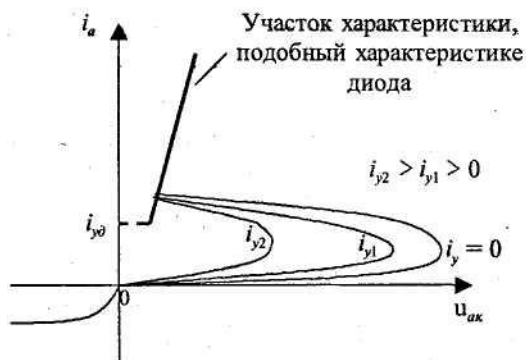


Рис. 1.116

В заключение изобразим семейство статических выходных вольт-амперных характеристик симистора (рис. 1.117).

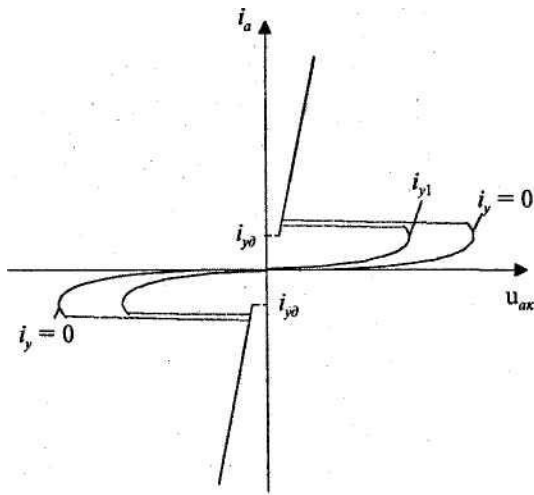


Рис. 1.117

1.4.3. Графический анализ схем с тиристорами

Выполним анализ схемы с тиристором (рис. 1.118).

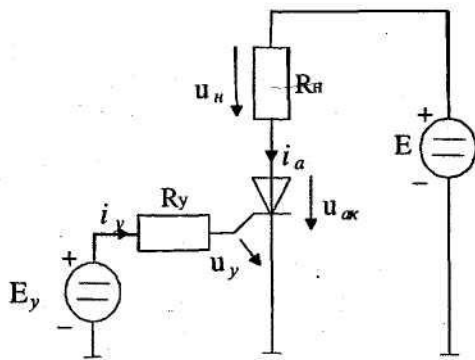


Рис. 1.118

Составим для выходного контура уравнение линии нагрузки:

$$u_{ак} = E - i_a \cdot R_n.$$

Построим эту линию нагрузки на выходных характеристиках тиристора (рис. 1.119). Для определения значений i_a и $u_{ак}$ необходимо найти ток управления:

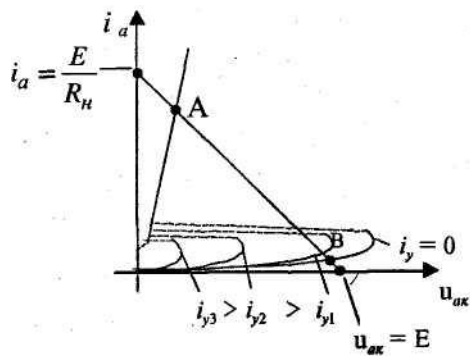


Рис. 1.119

$$i_y = \frac{E_y - u_y}{R_y} \approx \frac{E_y}{R_y},$$

так как напряжение u_y близко к нулю.

Если $i_y > i_{y2}$, то режим работы тиристора соответствует точке А (ток i_a велик, а напряжение u_{ak} мало), т. е. тиристор включен.

Если $i_y < i_{y1}$, то для определения положения рабочей точки тиристора нужна дополнительная информация о предыстории его работы. Если он уже был включен, то режим работы соответствует точке А, если был выключен, то режим работы соответствует точке В.

1.4.4. Классификация и система обозначений

Выпускаемые с 1980 г. тиристоры имеют классификацию и систему обозначений, установленные ГОСТ 20859.1—89 и приведенные в [3]. Вместе с тем в эксплуатации находятся тиристоры, система обозначений которых регламентировалась стандартами (ГОСТ 10862—72, ГОСТ 14069—72 и др.), в настоящее время отмененными. В основу обозначений тиристоров положен буквенно-цифровой код, состоящий из четырех элементов (ГОСТ 10862-72):

Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный материал: Г, или 1, — германий; К, или 2, — кремний; А, или 3, — арсенид галлия.

Второй элемент (буква) — вид прибора: Н — диодный тиристор (динистор); У — триодный тиристор.

Третий элемент (число) обозначает основные функциональные возможности прибора и номер разработки:

от 101 до 199 — диодные и незапираемые триодные тиристоры малой мощности ($I_{oc.cp} < 0,3$ А, $I_{oc.cp}$ — средний ток в открытом состоянии);

от 201 до 299 — диодные и незапираемые триодные тиристоры средней мощности ($0,3 \text{ А} < I_{oc.cp} < 10 \text{ А}$);

от 301 до 399 — триодные запираемые тиристоры малой мощности ($I_{oc.cp} < 0,3 \text{ А}$);

от 401 до 499 — триодные запираемые тиристоры средней мощности ($0,3 \text{ А} < I_{oc.cp} < 10 \text{ А}$);

от 501 до 599 — симметричные незапираемые тиристоры малой мощности ($I_{oc.cp} < 0,3 \text{ А}$);

от 601 до 699 — симметричные незапираемые тиристоры средней мощности ($0,3 \text{ А} < I_{oc.cp} < 10 \text{ А}$).

Четвертый элемент (буква) А, Б, В и т. д. обозначает типономинал прибора.

Буквенно-цифровой код системы в соответствии с ГОСТ 20859.1—89 состоит из следующих элементов:

первый элемент — буква или буквы, обозначающие вид прибора: Т — тиристор; ТЛ — лавинный тиристор; ТС — симметричный тиристор (симистор); ТО — оптотиристор; ТЗ — запираемый тиристор; ТБК — комбинированно выключаемый тиристор; ТД — тиристор-диод;

второй элемент — буква, обозначающая подвид тиристора по коммутационным характеристикам: Ч — высокочастотный (быстро включающийся) тиристор; Б — быстродействующий; И — импульсный;

третий элемент — цифра (от 1 до 9), обозначающая порядковый номер модификации (разработки);

четвертый элемент — цифра (от 1 до 9), обозначающая классификационный размер корпуса прибора;

пятый элемент — цифра (от 0 до 5), обозначающая конструктивное исполнение;

шестой элемент — число, равное значению максимально допустимого среднего тока в открытом состоянии для тиристоров, лавинных тиристоров, оптотиристоров, комбинированно выключаемых тиристоров, максимально допустимого импульсного тока для импульсных тиристоров, максимально допустимого действующего тока для симисторов и импульсного запираемого тока для запираемых тиристоров. Для тиристоров-диодов шестой элемент состоит из дроби, в числителе

которой — значение максимально допустимого среднего тока в открытом состоянии, а в знаменателе — значение максимально допустимого среднего тока в обратном проводящем состоянии;

седьмой элемент — буква X для приборов с обратной полярностью (основание корпуса — катод);

восьмой элемент — число, обозначающее класс по повторяющемуся импульсному напряжению в закрытом состоянии (сотни вольт);

девятый элемент — группа цифр, обозначающая сочетание классификационных параметров: $(du_{зс}/dt)_{кр}$ для низкочастотных приборов (аббревиатура «зс» означает запертое состояние, а аббревиатура «кр» — критическое значение); $(du_{зс}/dt)_{кр}$ и $t_{выкл}$ для высоко-частотных приборов; $(du_{зс}/dt)_{кр}$, $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$ для быст-родействующих приборов; для симметричных тиристоров (симисторов) и тиристоров-диодов вместо $(du_{зс}/dt)_{кр}$ классификационным параметром является $(di_{ос}/dt)_{кр}$.

Пример условных обозначений тиристоров по ГОСТ 20859.1-89:

ТЛ171-320-10-6 — тиристор лавинный первой модификации, размер шестигранника «под ключ» 41 мм, конструктивное исполнение — штыревое с гибким катодным выводом, максимально допустимый средний ток в открытом состоянии 320 А, повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии 1000 В (10-й класс), критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии 500 В/мкс.

1.5. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

1.5.1. Общая характеристика оптоэлектронных приборов

Оптоэлектронными называют приборы, которые чувствительны к электромагнитному излучению в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях, а также приборы, производящие или использующие такое излучение.

Излучение в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях относят к оптическому диапазону спектра. Обычно к указанному диапазону относят электромагнитные волны с длиной от 1 нм до 1 мм, что соответствует частотам примерно от $0,5 \cdot 10^{12}$ Гц до $5 \cdot 10^{17}$ Гц. Иногда говорят о более узком диапазоне частот — от 10 нм до 0,1 мм ($= 5 \cdot 10^{12} \dots 5 \cdot 10^{16}$ Гц). Видимому диапазону соответствуют длины волн от 0,38 мкм до 0,78 мкм (частота около, но меньше 10^{15} Гц).

На практике широко используются источники излучения (излучатели), приемники излучения (фотоприемники) и оптроны (оптопары).

Оптроном называют прибор, в котором имеется и источник, и приемник излучения, конструктивно объединенные и помещенные в один корпус.

Из источников излучения нашли широкое применение светодиоды и лазеры, а из приемников — фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.

Широко используются оптроны, в которых применяются пары светодиод-фотодиод, светодиод-фототранзистор, светодиод-фототиристор.

Перечислим основные достоинства оптоэлектронных приборов:

- высокая информационная емкость оптических каналов передачи информации, что является следствием больших значений используемых частот;
- полная гальваническая развязка источников и приемников излучения;
- отсутствие влияния приемника излучения на источник (однаправленность потока информации);
- невосприимчивость оптических каналов к электромагнитным полям (высокая помехозащищенность).

1.5.2. Излучающий диод (светодиод)

Излучающий диод, работающий в видимом диапазоне волн, часто называют светоизлучающим, или светодиодом.

Рассмотрим устройство, характеристики, параметры и систему обозначений излучающих диодов.

Устройство. Схематическое изображение структуры излучающего диода представлено на рис. 1.120, а его условное графическое обозначение — на рис. 1.120, б.

Излучение возникает при протекании прямого тока диода в результате рекомбинации электронов и дырок в области р-п-перехода и в областях, примыкающих к указанной области. При рекомбинации излучаются фотоны.

Характеристики и параметры. Для излучающих диодов, работающих в видимом диапазоне (длина волны от

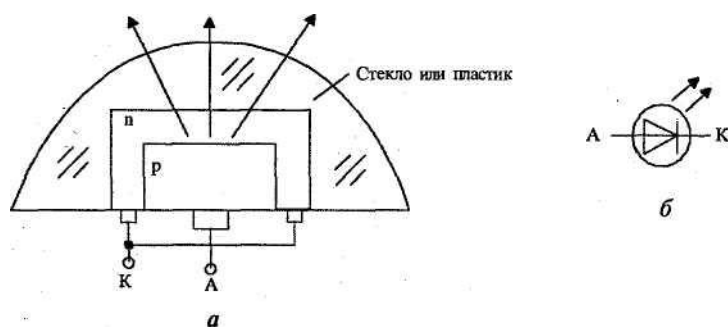


Рис. 1.120

0,38 до 0,78 мкм, частота около, но меньше 10^{15} Гц), широко используются следующие характеристики:

- зависимость яркости излучения L от тока диода i (яркостная характеристика);
- зависимость силы света I_v от тока диода i .

Для излучающих диодов, работающих не в видимом диапазоне, используют характеристики, отражающие зависимость мощности излучения P от тока диода i .

Изобразим яркостную характеристику для светоизлучающего диода типа АЛ102А (рис. 1.121). Цвет свечения этого диода — красный.

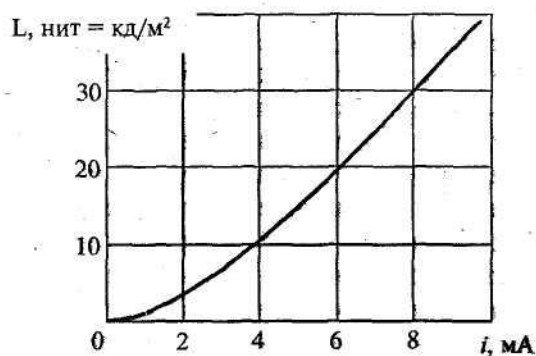


Рис. 1.121

Изобразим график зависимости силы света от тока для светоизлучающего диода типа АЛ316А (рис. 1.122) (цвет свечения — красный).

Изобразим зону возможных положений (рис. 1.123) графика зависимости мощности излучения от тока для излучающего диода типа АЛ119А, работающего в инфракрасном диапазоне (длина волны 0,93...0,96 мкм)

Приведем для диода типа АЛ 119А его некоторые параметры:

- время нарастания импульса излучения — не более 1000 нс;

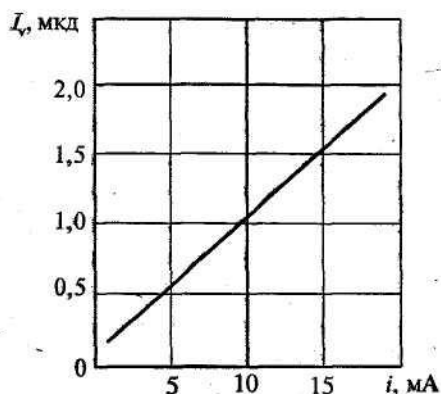


Рис. 1.122

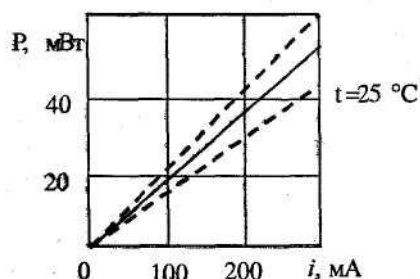


Рис. 1.123

- время спада импульса излучения — не более 1500 нс;
- постоянное прямое напряжение при $i = 300$ мА — не более 3 В;
- постоянный максимально допустимый прямой ток при $t < +85^\circ\text{C}$ — 200 мА;
- температура окружающей среды — $60...+85^\circ\text{C}$.

Для информации о возможных значениях коэффициента полезного действия отметим, что излучающие диоды типа ЗЛ115А, АЛ115А, работающие в инфракрасном диапазоне (длина волны около 0,95 мкм, ширина спектра не более 0,05 мкм), имеют коэффициент полезного действия не менее 10%.

Система обозначений. Давно существующая система обозначений предполагает использование двух или трех букв и трех цифр, например АЛ316 или АЛС331 и приведена в [3]. Первая буква указывает на материал, вторая (или вторая и третья) — на конструктивное исполнение: Л — единственный светодиод, ЛС — ряд или матрица свето-диодов. Последующие цифры (а иногда буквы) обозначают номер разработки. Нельзя не признать такую систему несовершенной.

В настоящее время источники излучения обозначаются как частный случай индикаторов. Современные обозначения индикаторов содержат семь элементов.

Первый элемент — буква И, обозначающая принадлежность прибора к знаковосинтезирующим индикаторам (ЗСИ).

Второй элемент — буква, обозначающая вид индикатора: Н — вакуумные накаливаемые; Л — вакуумные электролюминесцентные; Ж — жидкокристаллические; П —

полупроводниковые; Э — электролюминесцентные.

Третий элемент — буква, характеризующая отображаемую информацию: Д — единичная; Ц — цифровая; В — буквенно-цифровая; Т — шкальная; М — мнемоническая; Г — графическая.

Четвертый элемент — число, указывающее на порядковый номер разработки: номер с 1-го по 69-й — индикаторы без встроенного управления; с 70-го по 99-й — со встроенным управлением.

Пятый элемент — буква, обозначающая принадлежность индикатора к одной из классификационных групп приборов, изготовленных по общему технологическому процессу. Используются буквы русского алфавита от А до Я (не употребляются З, О, Ё, Ъ, Ы, Ш, Щ).

Шестой элемент — дробь или произведение, характеризующее информационное поле индикатора (кроме единичных индикаторов). Для одnorазрядных и многоразрядных сегментных индикаторов — дробь, числитель которой — число сегментов, знаменатель — число разрядов. Для одnorазрядных и многоразрядных матричных индикаторов — дробь, числитель которой — число разрядов, знаменатель — произведение числа элементов в строке на число элементов в столбце. Для матричных индикаторов без фиксированных знакомест — произведение числа элементов в строке на число элементов в столбце. Для мнемонических и шкальных индикаторов шестой элемент указывает число элементов индикатора.

Седьмой элемент — буква, обозначающая цвет свечения. Для одноцветных индикаторов: К — красный, Л — зеленый, С — синий, Ж — желтый, Р — оранжевый, Г — голубой (для одиночных и полупроводниковых индикаторов всех видов). Для многоцветных индикаторов всех видов — буква М.

Обозначение бескорпусных полупроводниковых индикаторов содержит цифру — *восьмой элемент*, определяющий модификацию конструктивного исполнения: 1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя подложки; 2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе; 3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя; 4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе; 5 — с контактными площадками без кристаллодержателя и выводов; 6 — с контактными площадками на кристаллодержателе без выводов, кристалл на подложке; 7 — с жесткими выводами без кристаллодержателя, не разделенными на общей пластине; 8 — с контактными пластинами без кристаллодержателя и выводов, на общей пластине.

Иногда перед буквой И появляется буква К, что обозначает прибор широкого общепромышленного применения.

1.5.3. Фоторезистор

Фоторезистором называют полупроводниковый резистор, сопротивление которого чувствительно к электромагнитному излучению в оптическом диапазоне спектра. Дадим схематическое изображение структуры фоторезистора (рис. 1.124,а) и его условное графическое обозначение (рис. 1.124,б).

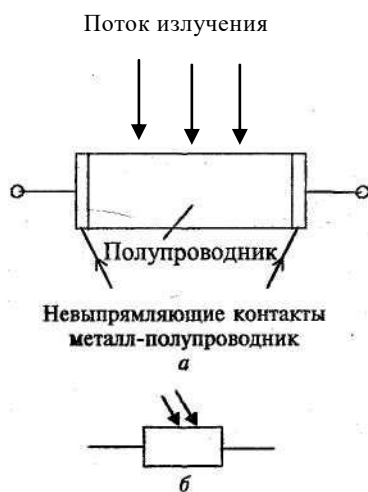


Рис. 1.124

Поток фотонов, падающих на полупроводник, вызывает появление пар электрон-дырка, увеличивающих проводимость (уменьшающих сопротивление). Это явление называют внутренним фотоэффектом (эффектом фотопроводимости).

Фоторезисторы часто характеризуются зависимостью тока i от освещенности E при заданном напряжении на резисторе. Это так называемая люкс-амперная характеристика.

Изобразим такую характеристику для фоторезистора типа ФСК-Г7, который работает в видимой части спектра (рис. 1.125).

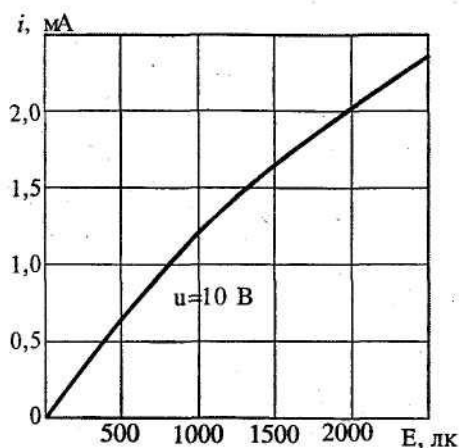


Рис. 1.125

Часто используют следующие параметры фоторезисторов:

- номинальное темновое (при отсутствии светового потока) сопротивление (для ФСК-Г7 это сопротивление равно 5 МОм);
- интегральную чувствительность (чувствительность называют интегральной, так как ее определяют при освещении фоторезистора светом сложного спектрального состава).

Интегральная чувствительность (токовая чувствительность к световому потоку) S определяется выражением

$$S = \frac{i_{\phi}}{\Phi},$$

где i_{ϕ} — так называемый фототок (это разность между током при освещении и током при отсутствии освещения);

Φ — световой поток.

Для фоторезистора ФСК-Г7 $S = 0,7$ А/лм.

1.5.4. Фотодиод

Рассмотрим устройства, основные физические процессы, характеристики и параметры фотодиода.

Устройство и основные физические процессы. Изобразим упрощенную структуру фотодиода (рис. 1.126, а) и его условное графическое обозначение (рис. 1.126, б).



Рис. 1.126

Физические процессы, протекающие в фотодиодах, носят обратный характер по отношению к процессам, протекающим в светодиодах. Основным физическим явлением в фотодиоде является генерация пар электрон-дырка в области р-п-перехода и в прилегающих к нему областях под действием излучения.

Электрическое поле р-п-перехода разделяет электроны и дырки. Неосновные носители электричества, для которых поле является ускоряющим, выводятся этим полем за переход. Основные носители задерживаются полем в своей области проводимости.

Генерация пар электрон-дырка приводит к увеличению обратного тока диода при наличии обратного напряжения и к появлению напряжения $u_{ак}$ между анодом и катодом при разомкнутой цепи. Причем в соответствии со сделанным замечанием о разделении электронов и дырок $u_{ак} > 0$ (дырки переходят к аноду, а электроны — к катоду).

Характеристики и параметры. Фотодиоды удобно характеризовать семейством вольт-амперных характеристик, соответствующих различным световым потокам (световой поток измеряется в люменах, лм) или различным освещенностям (освещенность измеряется в люксах, лк).

Обратимся к вольт-амперным характеристикам (ВАХ) фотодиода (рис. 1.127). Пусть вначале световой поток равен нулю, тогда ВАХ фотодиода фактически повторяет

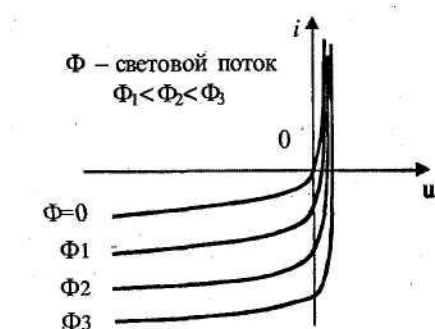


Рис. 1.127

ВАХ обычного диода. Если световой поток не равен нулю, то фотоны, проникая в область р-п-перехода, вызывают генерацию пар электрон-дырка. Под действием электрического поля р-п-перехода носители электрода движутся к электродам (дырки — к электроду слоя р, электроны — к электроду слоя n). В результате между электродами возникает напряжение, которое возрастает при увеличении светового потока. При положительном напряжении анод-катод ток диода может быть отрицательным (четвертый квадрант характеристики). При этом прибор не потребляет, а вырабатывает энергию.

На практике фотодиоды используют и в так называемом режиме фотогенератора (фотогальванический режим, вентильный режим), и в так называемом режиме фотопреобразователя (фотодиодный режим).

Режим фотогенератора имеет место при $u > 0$ и $i < 0$ (четвертый квадрант). При этом диод отдает энергию во внешнюю цепь ($u \cdot i < 0$). В этом режиме работают солнечные элементы. В настоящее время коэффициент полезного действия солнечных элементов достигает 20%. Пока энергия, вырабатываемая солнечными элементами, примерно в 50 раз дороже энергии, получаемой из угля, нефти или урана. Но ожидается, что стоимость энергии, получаемой с помощью солнечных батарей, будет снижаться.

Режим фотопреобразователя соответствует соотношениям $u < 0$ и $i < 0$ (третий квадрант). В этом режиме фотодиод потребляет энергию ($u \cdot i > 0$) от некоторого обязательно имеющегося в цепи внешнего источника напряжения (рис. 1.128). Графический анализ этого режима выполняется при использовании линии нагрузки, как и для обычного диода. При этом характеристики обычно условно изображают в первом квадранте (рис. 1.129).

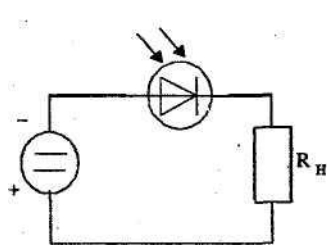


Рис. 1.128

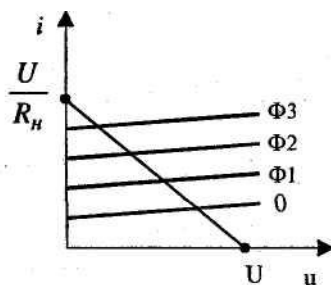
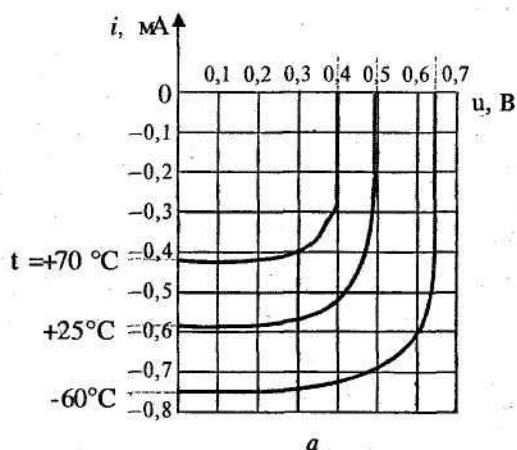


Рис. 1.129

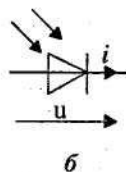
Фотодиоды являются более быстродействующими приборами по сравнению с фоторезисторами. Они работают на частотах 10^7 — 10^{10} Гц. Фотодиод часто используется в оптопарах светодиод-фотодиод. В этом случае различные характеристики фотодиода соответствуют различным токам светодиода (который при этом создает различные световые потоки). Изобразим соответствующие току светодиода 20 мА характеристики фотодиода, входящего в опто-пару АОД112А-1 (рис. 1.130, а).

При этом ток i и напряжение u фотодиода соответствуют обычным для диодов условно-положительным направлениям (рис. 1.130, б).



а

Рис. 1.130



б

1.5.5. Фототранзистор и фототиристор

Выходные характеристики фототранзистора подобны выходным характеристикам обычного биполярного транзистора, но теперь положение характеристик определяется не током базы, а уровнем освещенности (или величиной светового потока).

Свойства фототиристора подобны свойствам обычного тиристора, однако с той лишь особенностью, что включение тиристора осуществляется не с помощью импульса тока управления, а с помощью светового импульса.

1.5.6. Оptron (оптопара)

Оptron — полупроводниковый прибор, содержащий источник излучения и приемник излучения, объединенные в одном корпусе и связанные между собой оптически, электрически или одновременно обеими связями. Очень широко распространены оптроны, у которых в качестве приемника излучения используются фоторезистор, фотодиод, фототранзистор и фототиристор.

В резисторных оптронах выходное сопротивление при изменении режима входной цепи может изменяться в $10^7 \dots 10^8$ раз. Кроме того, вольт-амперная характеристика фоторезистора отличается высокой линейностью и симметричностью, что и обуславливает широкую применимость резисторных оптопар в аналоговых устройствах. Недостатком резисторных оптронов является низкое быстродействие — $0,01 \dots 1$ с.

В цепях передачи цифровых информационных сигналов применяются главным образом диодные и транзисторные оптроны, а для оптической коммутации высоковольтных силовых цепей — тиристорные оптроны. Быстродействие тиристорных и транзисторных оптронов характеризуется временем переключения, которое часто лежит в диапазоне $5 \dots 50$ мкс. Для некоторых оптронов это время меньше.

Рассмотрим несколько подробнее оптопару светодиод-фотодиод. Дадим условное графическое обозначение этой оптопары (рис. 1.131, а).

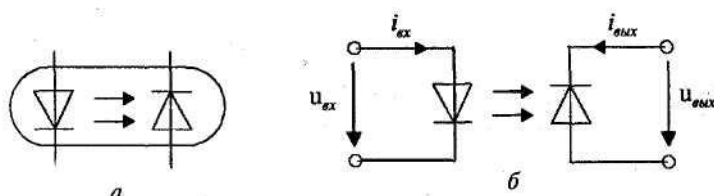


Рис. 1.131

Напомним, что излучающий диод (слева) должен быть включен в прямом направлении, а фотодиод — в прямом (режим фотогенератора) или в обратном направлении (режим фотопреобразователя).

Воспользуемся общепринятым выбором условно-положительных направлений для токов и напряжений диодов оптопары (рис. 1.131, б).

Изобразим зависимость тока $i_{вых}$ от тока $i_{вх}$ при $U_{вых} = 0$ для оптопары АОД107А (рис. 1.132).

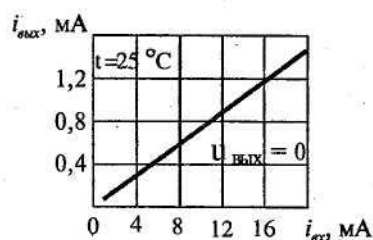


Рис. 1.132

Указанная оптопара предназначена для работы как в фотогенераторном, так и в фотопреобразовательном режиме.

1.5.7. Разновидности индикаторов

К основным типам индикаторов относятся: полупроводниковые индикаторы (ППИ), вакуумные люминесцентные индикаторы (ВЛИ), газоразрядные индикаторы (ГРИ) и жидкокристаллические индикаторы (ЖКИ).

Простейшими ППИ являются светодиоды. Помимо них выпускаются цифровые и буквенно-цифровые, одно- и многоразрядные, шкальные и матричные ППИ. Они характеризуются высокой яркостью, большим сроком службы, низким рабочим напряжением, имеют малую инерционность и очень стойки к механическим воздействиям.

ВЛИ представляют собой вакуумный триод, содержащий прямонакальный катод, сетку и несколько анодов, покрытых люминофором и расположенных в одной плоскости. При подаче напряжения накала катод испускает электроны, которые под действием электрических полей сетки и анодов устремляются к анодам, и люминофор анодов начинает светиться.

Индикаторы этого типа обладают большой яркостью и долговечностью, незначительной потребляемой мощностью и хорошо сопрягаются с микросхемами на МДП-структурах.

Газоразрядные индикаторы до появления ВЛИ и ППИ были основными приборами техники индикации. И сейчас они широко применяются из-за высокой яркости, малой потребляемой мощности и высокого быстродействия. Но значительные рабочие напряжения (сотни вольт) не позволяют подключить ГРИ непосредственно к микросхемам.

Практически все ГРИ представляют собой газоразрядные диоды, содержащие один или несколько катодов и анод. При увеличении разности потенциалов между анодом и некоторым катодом ток через такой диод резко возрастает, а газ начинает светиться.

ЖКИ имеют небольшие размеры, питаются от источника с низким напряжением, потребляют очень малую мощность (не более 100 мкВт) и обеспечивают хорошую четкость знаков при самом различном наружном освещении.

Поясним подробнее, что же такое жидкие кристаллы. Среди большого количества различных веществ, находящихся в жидком состоянии, значительная часть состоит из молекул, имеющих форму нити. Под воздействием электрического поля и в определенном диапазоне температур (10...55°C) в таких веществах возникает специфический эффект динамического рассеивания, в результате которого их коэффициент преломления (как для проходящего, так и для отраженного света) изменяется, и жидкость, непрозрачная в нормальном состоянии, начинает пропускать свет (она оказывается подобной твердому кристаллу). Таким образом, сами жидкокристаллические индикаторы света не излучают. Для них необходимы источники постороннего света той или иной длины волны.

1.6. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционный усилитель (ОУ) — это высококачественный усилитель, предназначенный для усиления как постоянных, так и переменных сигналов. Ранее такие усилители использовали главным образом в аналоговых вычислительных устройствах для выполнения математических операций (сложения, вычитания и т. д.). Это объясняет происхождение Термина «операционный». В настоящее время очень широко используются операционные усилители в виде полупроводниковых интегральных схем. Эти схемы содержат большое число (десятки) элементов (транзисторов, диодов и т. д.), но по размерам и стоимости приближаются к отдельным транзисторам. Оказалось, что операционные усилители очень удобно использовать для решения самых различных задач преобразования и генерирования маломощных сигналов, поэтому эти усилители очень широко используются на практике.

При инженерной разработке электронных устройств на основе операционных усилителей полезно иметь представление о внутренней структуре операционных усилителей, особенно об устройстве входных и выходных каскадов, что помогает правильно решать вопросы согласования операционных усилителей с источниками входных сигналов и приемниками преобразованных сигналов.

Однако во многих случаях нет необходимости учитывать особенности электронной схемы, реализованной в том или ином операционном усилителе. При этом операционный усилитель рассматривается как «черный ящик», который описывается характеристиками и параметрами, соответствующими токам и напряжениям только внешних выводов. Особенности электрических процессов во внутренних цепях операционного усилителя при таком подходе не учитываются. Именно поэтому начальные сведения по операционным усилителям даются в начальном разделе курса электроники, в котором изучают электронные приборы (диоды, транзисторы и т. д.).

Вообще следует отметить, что при обращении к тому или иному объекту как электроники, так и других областей науки и техники всегда можно вычлнить следующие две тенденции. Первая тенденция состоит в стремлении как можно подробнее изучить и учесть внутреннюю структуру и внутренние процессы объекта, а вторая — в стремлении охарактеризовать объект так, чтобы эта структура и эти процессы учитывались как можно меньше. В отношении операционного усилителя можно сказать, что представление его в форме «черного ящика» значительно упрощает анализ электронных схем и обычно дает вполне приемлемые практические результаты.

1.6.1. Краткое описание операционного усилителя

Рассмотрим наиболее широко используемые разновидности операционных усилителей, для питания которых применяются два источника напряжения (обычно $+15\text{В}$ и -15В). По-другому это называют питанием от источника с нулевым выводом или от расщепленного источника $\pm 15\text{В}$.

Приведем один из вариантов условного графического обозначения операционного усилителя (рис. 1.133). Обозначение общего вывода «0V» расшифровывается как «ноль вольт». Для уяснения назначения выводов изобразим типичную схему на операционном усилителе — схему инвертирующего усилителя (рис. 1.134).

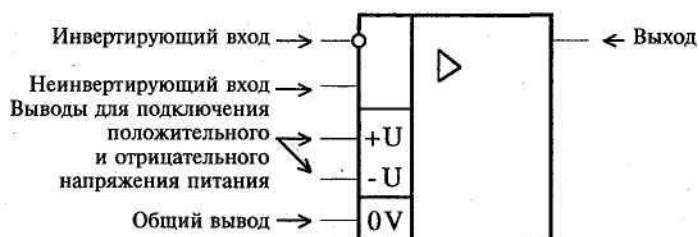


Рис. 1.133

Ниже будет показано, что если входное напряжение $u_{\text{вх}}$ достаточно мало по модулю, то выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ определяется выражением

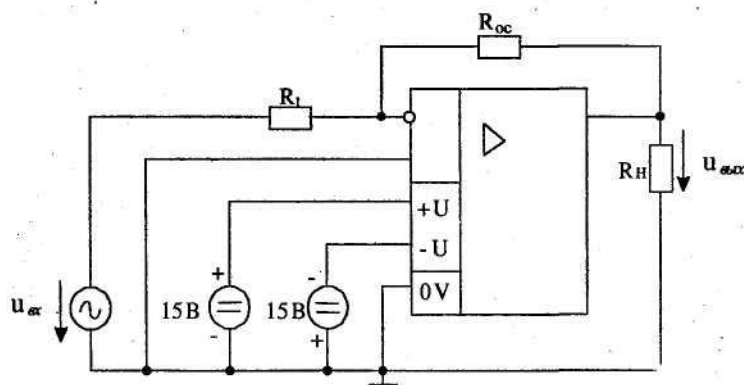


Рис. 1.134

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} \frac{R_{\text{ос}}}{R_1}.$$

Часто на схемах выводы $+U$, $-U$ и $0V$ не указывают (но, естественно, подразумевают) и используют упрощенное условное графическое обозначение (рис. 1.135). При этом приведенная выше типичная схема приобретает упрощенный вид (рис. 1.136).

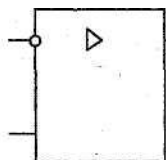


Рис. 1.135

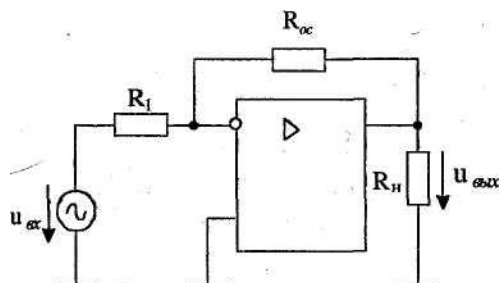


Рис. 1.136

В литературе, особенно зарубежной, часто используют условные графические обозначения, не соответствующие стандарту, принятому у нас (рис. 1.137).

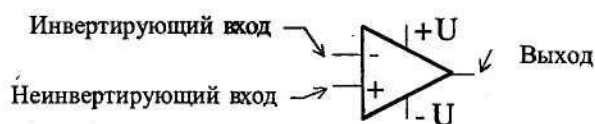


Рис. 1.137

Обозначим напряжения на выводах операционного усилителя (рис. 1.138).

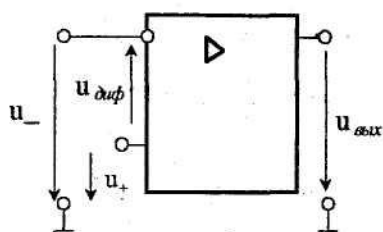


Рис. 1.138

Напряжение $u_{\text{диф}}$ между инвертирующим и неинвертирующим входами называют дифференциальным напряжением (дифференциальным сигналом). Ясно, что

$$u_{\text{диф}} = u_+ - u_-$$

Операционные усилители конструируют таким образом, чтобы они как можно больше изменяли напряжение $u_{\text{вых}}$ при изменении дифференциального сигнала (т. е. разности $u_+ - u_-$) и как можно меньше изменяли напряжение $u_{\text{вых}}$ при одинаковом изменении напряжений u_+ и u_- .

Пусть $u_{\text{диф}} = 0$. Сделаем обозначение: $u_{\text{сф}} = u_+ = u_-$. Напряжение $u_{\text{сф}}$ называют синфазным напряжением (синфазным сигналом). Используя этот термин, можно сказать, что операционные усилители конструируют таким образом, чтобы влияние синфазного сигнала на выходное напряжение было как можно меньше.

1.6.2. Передаточная характеристика

Операционный усилитель хорошо характеризует его передаточная характеристика — зависимость вида

$$u_{\text{вых}} = f(u_{\text{диф}}),$$

где f — некоторая функция. Изобразим график этой зависимости (рис. 1.139) для операционного усилителя К140УД1Б (это один из первых отечественных операционных усилителей). Эта конкрет-

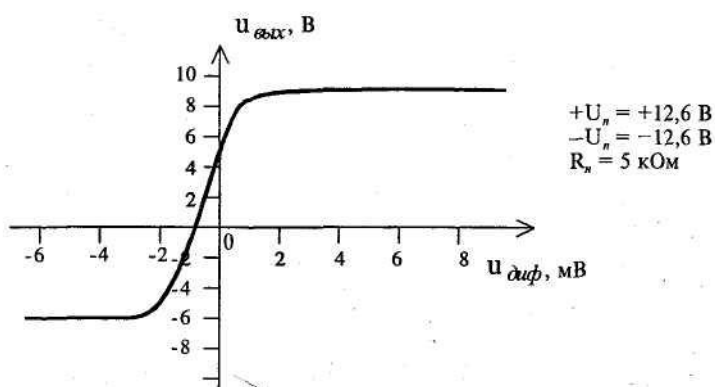


Рис. 1.139

ная характеристика не проходит через начало координат. У различных экземпляров операционных усилителей одного и того же типа эта характеристика может проходить как слева, так и справа от начала координат. Заранее предсказать точное положение этой характеристики невозможно. Значение напряжения $u_{\text{диф}}$, при котором выполняется условие $u_{\text{вых}} = 0$, называют напряжением смещения (напряжением смещения нуля) и обозначают через $U_{\text{см}}$. Для операционного усилителя типа К140УД1 известно только то, что напряжение $U_{\text{см}}$ лежит в диапазоне от -10 мВ до $+10$ мВ. А это означает, что при нулевом напряжении $u_{\text{диф}}$ напряжение $u_{\text{вых}}$ может лежать в пределах от минимально возможного (около -7 В) до максимально возможного (около $+10$ В).

Для того, чтобы при нулевом усиливаемом сигнале напряжение на выходе было равным нулю, т. е. для того, чтобы передаточная характеристика проходила через начало координат, предусматривают меры по компенсации напряжения смещения (балансировка, коррекция нуля, настройка нуля). В некоторых операционных усилителях (в том числе и типа К140УД1Б) не предусмотрены специальные выводы, воздействуя на которые можно было бы компенсировать напряжение смещения. В этом случае на входы операционного усилителя, кроме усиливаемого сигнала, нужно подавать напряжение, компенсирующее напряжение смещения. В некоторых операционных усилителях для компенсации напряжения смещения предусмотрены специальные выводы. Изобразим типовую схему включения операционного усилителя типа К140УД8А, в котором предусмотрены такие выводы (рис. 1.140).

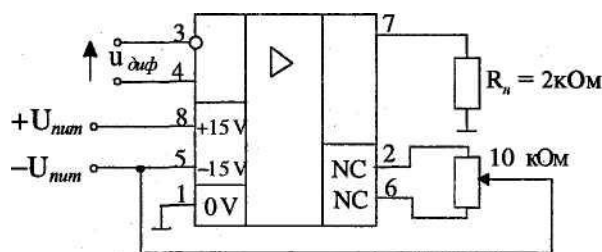


Рис. 1.140

Через NC обозначены специальные выводы для балансировки. Цифрами обозначены номера выводов.

Диапазон выходного напряжения, соответствующий почти вертикальному участку передаточной характеристики, называется областью усиления. Соответствующий этому диапазону режим работы называют режимом усиления (линейным, активным режимом). В линейном режиме

$$u_{\text{вых}} = K \cdot u_{\text{диф}},$$

где K — коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления напряжения, коэффициент усиления дифференциального сигнала).

Обычно величина K лежит в пределах $10^4 \dots 10^5$. К примеру, для операционного усилителя типа К140УД1Б $K = 1350 \dots 12000$, для операционного усилителя К140УД14А K не менее 50000.

Диапазоны выходного напряжения вне области усиления называются областями насыщения. Соответствующий этим областям режим называют режимом насыщения. Обычно считается, что в режиме насыщения выполняется условие

$$u_{\text{вых}} = +U_{\text{пит}} - 3В \text{ (при } u_{\text{диф}} > 0)$$

или

$$u_{\text{вых}} = -U_{\text{пит}} + 3В \text{ (при } u_{\text{диф}} < 0),$$

где $+U_{\text{пит}}$ и $-U_{\text{пит}}$ — напряжения питания.

В приближенных расчетах иногда считают, что в режиме насыщения $u_{\text{вых}} = +U_{\text{пит}}$ или $u_{\text{вых}} = -U_{\text{пит}}$.

Реальные электронные устройства на основе операционного усилителя практически всегда имеют коэффициент усиления значительно меньше K , так как в них используется отрицательная обратная связь. Пример схемы с отрицательной обратной связью приведен на рис. 1.134.

Легко заметить, что чем больше коэффициент K при заданных напряжениях $+U_{\text{пит}}$ и $-U_{\text{пит}}$, тем меньше тот диапазон значений напряжения $u_{\text{диф}}$, который соответствует

режиму усиления. Так, если $K=50000$ и $+U_{\text{пит}} = |-U_{\text{пит}}| =$

$15В$, то величина $|u_{\text{диф}}|$ не может превышать значения $15 / 50000 = 300 \cdot 10^{-6} В = 300 мкВ$.

Если наперед известно, что операционный усилитель работает в режиме усиления, то при практических расчетах обычно принимают,

Что $u_{\text{диф}}=0$.

1.6.3. Влияние различных факторов на выходное напряжение операционного усилителя

При практическом использовании операционного усилителя необходимо учитывать, что различные факторы могут существенно влиять на его выходное напряжение.

Влияние синфазного напряжения на выходное напряжение. Обратимся к схеме (рис. 1.141), в которой имеется только синфазный сигнал $u_{\text{сф}} (u_{\text{диф}} = 0)$. Изобразим типичный график зависимости $u_{\text{вых}}$ от $u_{\text{сф}}$ для операционного усилителя (рис. 1.142).

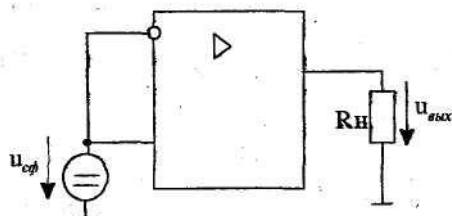


Рис. 1.141

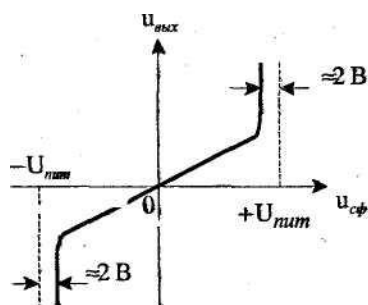


Рис. 1.142

Если модуль $|u_{сф}|$ сравнительно мал, то синфазный сигнал слабо влияет на напряжение $u_{вых}$. Иначе его влияние, как следует из графика, может быть очень существенным. Если синфазный сигнал оказывается чрезмерно большим по модулю, то операционный усилитель может выйти из строя. Влияние синфазного сигнала при его малых по модулю значениях характеризуют коэффициентом усиления синфазного сигнала $K_{сф}$ и коэффициентом ослабления синфазного сигнала $K_{ос.сф}$:

$$K_{сф} = \frac{u_{вых}}{u_{сф}}, \quad K_{ос.сф} = \frac{K}{K_{сф}}.$$

Коэффициент K всегда положителен. Коэффициенты $K_{сф}$ и $K_{ос.сф}$ могут быть как положительными, так и отрицательными. Но в справочных данных обычно указывают модули этих коэффициентов. Модуль коэффициента $K_{сф}$ обычно близок к единице, поэтому модуль коэффициента $K_{ос.сф}$ обычно такого же порядка, что и коэффициент K . Коэффициент $K_{ос.сф}$ часто измеряют в децибелах, обозначая его в этом случае через $K_{ос.сф.дБ}$:

$$K_{ос.сф.дБ} = 20 \cdot \log |K_{ос.сф}|.$$

Например, для операционного усилителя типа К140УД1Б при напряжении питания $\pm 12,6$ В синфазный сигнал $u_{сф}$ должен лежать в пределах $-6 \dots +6$ В. Для этого усилителя коэффициент $K_{ос.сф.дБ}$ не меньше 60 дБ. Это означает, что модуль $|K_{ос.сф}|$ не меньше 1000.

Влияние входных токов на выходное напряжение. Рассмотрим схему с операционным усилителем, во входной цепи которого включены два резистора (рис. 1.143).

В этой схеме источники входных сигналов отсутствуют, однако входные токи i_+ и i_- для реальных операционных усилителей не равны нулю. Эти токи могут быть в зависимости от типа операционного усилителя и положительными, и отрицательными. Если во входном каскаде операционного усилителя используются биполярные

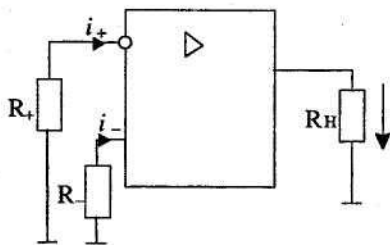


Рис. 1.140

транзисторы, то токи i_+ , i_- обычно лежат в пределах от десятков наноампер до единиц микроампер, а если используются полевые транзисторы, то они обычно лежат в пределах от долей пикоампер до десятков наноампер. К примеру, для операционного усилителя типа К140УД1Б токи i_+ , i_- при $t = 85^\circ \text{C}$ не превышают 11 мкА (во входном каскаде — биполярные транзисторы), а для усилителя К140УД8А типовое значение этих токов при $t = 70^\circ \text{C}$ равно 10 нА (во входном каскаде — полевые транзисторы с р-п-переходом).

Даже если выполняется равенство $i_+ = i_-$, но сопротивления R_+ и R_- различны ($R_+ \neq R_-$), разность падений напряжения на этих сопротивлениях будет воспринята усилителем как дифференциальный сигнал и вызовет появление напряжения на нагрузке. Поэтому стремятся к тому, чтобы эквивалентные сопротивления цепей, подключенных к инвертирующему и неинвертирующему входам, были одинаковыми. К сожалению, токи i_+ и i_- не всегда одинаковы, и это является еще одной причиной нарушения режима работы операционного усилителя.

Влияние температуры, напряжения питания и времени (старения) на выходное напряжение.

Влияние указанных факторов проявляется в том, что под их воздействием изменяется напряжение смещения $U_{см}$. Для приближенной оценки этого влияния можно считать, что напряжение $U_{см}$ может изменяться следующим образом:

- на единицы — десятки микровольт при изменении температуры на 1°C ;
- на единицы — десятки микровольт при изменении напряжения питания на 1 В;
- на доли — единицы микровольт при увеличении срока службы схемы на 1 месяц.

1.6.4. Амплитудно-частотная, фазочастотная характеристики операционного усилителя и его эквивалентная схема

При увеличении частоты f уменьшается коэффициент K и возникает сдвиг по фазе (ϕ между напряжениями $u_{диф}$ и $u_{вых}$ (предполагается, что эти напряжения синусоидальные). Для учета этого удобно использовать комплексный коэффициент усиления по напряжению K :

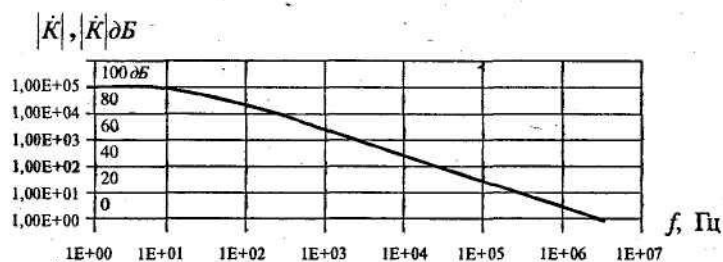
$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{диф}},$$

где $U_{вых}$, $U_{диф}$ — соответственно комплексные действующие значения переменных напряжений $u_{диф}$ и $u_{вых}$. На практике широко используют графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик для K . Каждую отдельную характеристику или пару этих характеристик называют диаграммой Боде.

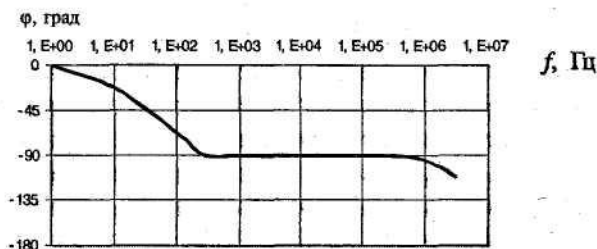
На практике модуль $|K|$ часто измеряют в децибелах, обозначая его при этом через $|K|_{дБ}$.

По определению $|K|_{дБ} = 20 \lg |K|$.

Изобразим схематически амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики для операционного усилителя типа К140УД8 (рис. 1.144, а, б).



а



б

Рис. 1.144

По оси ординат будем откладывать как значения $|K|$, так и значения $|K| \partial B$.

Обратим внимание на тот факт, что для оси абсцисс каждого графика используется логарифмический масштаб.

Очень важно отметить, что несмотря на то, что модуль $|K|$ и сдвиг по фазе начинают уменьшаться уже при очень малых частотах (около 10 Гц), подобные операционные усилители могут вполне успешно работать на значительно более высоких частотах (в десятки и сотни килогерц).

Дело в том, что в практических схемах, как уже отмечалось, обычно используется отрицательная обратная связь, а она, как будет показано ниже, значительно улучшает частотные свойства схем на основе операционных усилителей.

У некоторых операционных усилителей частотные характеристики таковы, что возможно самовозбуждение (при этом усилитель на основе операционного усилителя превращается в генератор). Для необходимого изменения частотных характеристик используют корректирующие устройства (конденсаторы или RC-цепочки). Выводы операционного усилителя, предназначенные для подключения корректирующих цепей, обозначают через FC (от англ. *frequency correction*). Операционный усилитель К140УД8 не требует использования внешних корректирующих цепей.

Простейшая эквивалентная схема операционного усилителя изображена на рис. 1.145. Она может использоваться только на низких частотах (или на постоянном токе). Функция $f(u_{\text{диф}})$ отражает особенности передаточной характеристики операционного усилителя. Часто принимают, что $R_{\text{вх}} = \infty$ ($i_- = i_+ = 0$), $R_{\text{вых}} = 0$, $K \rightarrow \infty$.

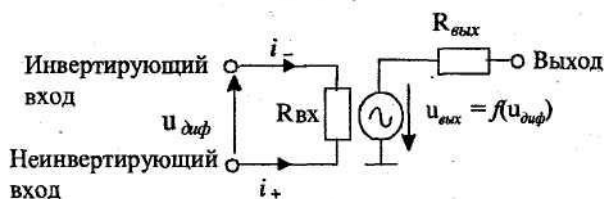


Рис. 1.145

1.7. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Интегральные микросхемы часто называют просто интегральными схемами. По определению *интегральная схема* (ИС) — микроэлектронное изделие (т. е. изделие с высокой степенью миниатюризации), выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов (или элементов и компонентов) и (или) кристаллов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое.

Элемент интегральной схемы — часть интегральной схемы, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента (резистора, диода, транзистора и т. д.), причем эта часть выполнена нераздельно от других частей и не может быть выделена как самостоятельное изделие с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации.

Компонент интегральной схемы в отличие от элемента может быть выделен как самостоятельное изделие с указанной выше точки зрения.

По конструктивно-технологическим признакам интегральные схемы обычно разделяют на:

- полупроводниковые;
- гибридные;
- пленочные.

В полупроводниковой схеме все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме или на поверхности полупроводника. В таких схемах нет компонентов. Это наиболее распространенная разновидность интегральных схем.

Интегральную схему называют гибридной, если она содержит компоненты и (или) отдельные кристаллы полупроводника.

В пленочных интегральных схемах отдельные элементы и межэлементные соединения выполняются на поверхности диэлектрика (обычно используется керамика). При этом применяются различные технологии нанесения пленок из соответствующих материалов.

По функциональным признакам интегральные схемы подразделяют на аналоговые (операционные усилители, источники вторичного электропитания и др.) и цифровые (логические элементы, триггеры и т. п.).

Краткая историческая справка. Первые опыты по созданию полупроводниковых интегральных схем были осуществлены в 1953 г., а промышленное производство интегральных схем началось в 1959 г. В 1966 г. был начат выпуск интегральных схем средней степени интеграции (число элементов в одном кристалле до 1000). В 1969 г. были созданы интегральные схемы большей степени интеграции (большие интегральные схемы, БИС), содержащие до 10000 элементов в одном кристалле.

В 1971 г. были разработаны микропроцессоры, а в 1975 г. — интегральные схемы сверхбольшой степени интеграции (сверхбольшие интегральные схемы, СБИС), содержащие более 10000 элементов в одном кристалле. Полезно отметить, что предельная частота биполярных транзисторов в полупроводниковых интегральных схемах достигает 15 ГГц и более (1 ГГц = ЮГГц).

К 2000 г. ожидается появление интегральных схем, содержащих до 100 млн МОП транзисторов в одном кристалле (речь идет о цифровых схемах).

Система обозначений. Условное обозначение интегральных микросхем включает в себя основные классификационные признаки. Оно состоит из четырех элементов и приведено в [3].

Первый элемент — цифра, соответствующая конструктивно-технологической группе. Цифрами 1, 5, 6 и 7 в первом элементе обозначаются полупроводниковые интегральные микросхемы. Гибридным микросхемам присвоены цифры 2, 4 и 8. Пленочные, вакуумные и керамические интегральные микросхемы обозначаются цифрой 3.

Второй элемент, определяющий порядковый номер разработки серии, состоит из двух (от 00 до 99) или трех (от 000 до 999) цифр.

Третий элемент, обозначающий подгруппу и вид микросхемы, состоит из двух букв (см. таблицу).

Четвертый элемент, обозначающий порядковый номер разработки микросхемы данной серии, состоит из одной или нескольких цифр.

К этим основным элементам обозначений микросхем могут добавляться и другие классификационные признаки.

Дополнительная буква в начале четырехэлементного обозначения указывает на особенность конструктивного исполнения:

Р — пластмассовый корпус типа ДИП;

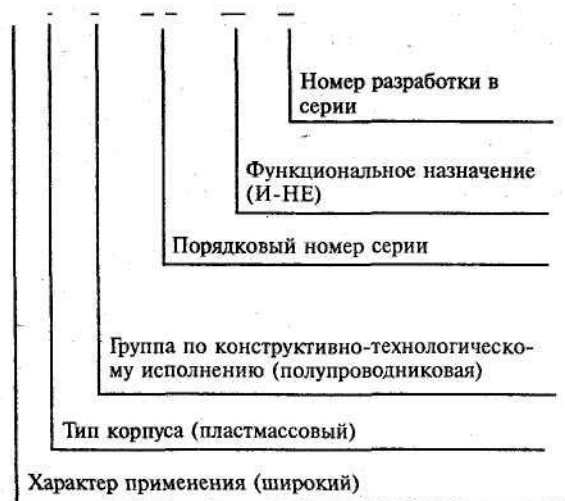
А — пластмассовый планарный корпус;

Е — металлополимерный корпус типа ДИП;

С — стеклокерамический корпус типа ДИП;

И — стеклокерамический планарный корпус;

К Р 1 3_4_ ЛА 2.

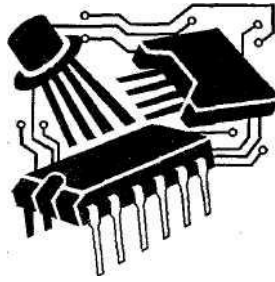


Н — керамический «безвыводной» корпус.

В начале обозначения для микросхем, используемых в условиях широкого применения, приводится буква К.

Серии бескорпусных полупроводниковых микросхем начинаются с цифры 7, а бескорпусные аналоги корпусных микросхем обозначаются буквой Б перед указанием серии.

Через дефис после обозначения указывается цифра, характеризующая модификацию конструктивного исполнения: 1 — с гибкими выводами; 2 — с ленточными (па-учковыми) выводами, в том числе на полиамидном носителе; 3 — с жесткими выводами; 4 — на общей пластине (неразделенные); 5 — разделенные без потери ориентировки (наклеенные на пленку); 6 — с контактными площадками без выводов.



АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ, ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилитель — это электронное устройство, управляющее потоком энергии, идущей от источника питания к нагрузке. Причем мощность, требующаяся для управления, намного, как правило, меньше мощности, отдаваемой в нагрузку, а формы входного (усиливаемого) и выходного (на нагрузке) сигналов совпадают (рис. 2.1).



Все усилители можно классифицировать по следующим признакам:

—по частоте усиливаемого сигнала: усилители низкой частоты (УНЧ) для усиления сигналов от десятков герц до десятков или сотен килогерц; широкополосные усилители, усиливающие сигналы в единицы и десятки мегагерц; избирательные усилители, усиливающие сигналы узкой полосы частот;

—по роду усиливаемого сигнала: усилители постоянного тока (УПТ), усиливающие электрические сигналы с частотой от нуля герц и выше; усилители переменного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой, отличной от нуля;

—по функциональному назначению: усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности в зависимости от того, какой из параметров усилитель усиливает.

Основным количественным параметром усилителя является коэффициент усиления. В зависимости от функционального назначения усилителя различают коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I или мощности K_P :

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \quad K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}, \quad K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}},$$

где $U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}$ — амплитудные значения переменных составляющих соответственно напряжения и тока на входе; $U_{\text{вых}}, I_{\text{вых}}$ — амплитудные значения переменных составляющих соответственно напряжения и тока на выходе;

$P_{\text{вх}}, P_{\text{вых}}$ — мощности сигналов соответственно на входе и выходе.

Коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах — децибелах:

$$K_U(\text{дБ}) = 20 \lg K_U; \quad K_I(\text{дБ}) = 20 \lg K_I; \quad K_P(\text{дБ}) = 10 \lg K_P.$$

Усилитель может состоять из одного или нескольких каскадов. Для многокаскадных усилителей его коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных его каскадов: $K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n$. Если коэффициенты усиления каскадов выражены в децибелах, то общий коэффициент усиления равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K(\text{дБ}) = K_1(\text{дБ}) + K_2(\text{дБ}) + \dots + K_n(\text{дБ}).$$

Обычно в усилителе содержатся реактивные элементы, в том числе и «паразитные», а используемые усилительные элементы обладают инерционностью. В силу этого коэффициент усиления является комплексной величиной:

$$\dot{K}_u = K_u \cdot e^{j\varphi},$$

где $K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ — модуль коэффициента усиления;

φ — сдвиг фаз между входным и выходным напряжениями с амплитудами $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$.

Помимо коэффициента усиления важным количественным показателем является коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{ист}}},$$

где $P_{\text{ист}}$ — мощность, потребляемая усилителем от источника питания.

Роль этого показателя особенно возрастает для мощных, как правило, выходных каскадов усилителя.

К количественным показателям усилителя относятся также входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления усилителя:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}; \quad R_{\text{вых}} = \frac{|\Delta U_{\text{вых}}|}{|\Delta I_{\text{вых}}|},$$

где U_{ex} и I_{ex} — амплитудные значения напряжения и тока на входе усилителя;

$\Delta U_{вых}$ и $\Delta I_{вых}$ — приращения амплитудных значений напряжения и тока на выходе усилителя, вызванные изменением сопротивления нагрузки.

Рассмотрим теперь основные характеристики усилителей.

Амплитудная характеристика — это зависимость амплитуды выходного напряжения (тока) от амплитуды входного напряжения (тока) (рис. 2.2). Точка 1 соответствует напряжению шумов, измеряемому при $U_{ex} = 0$, точка 2 — минимальному входному напряжению, при котором на выходе усилителя можно различать сигнал на фоне шумов. Участок 2—3 — это рабочий участок, на котором сохраняется пропорциональность между входным и выходным напряжениями усилителя. После точки 3 наблюдаются нелинейные искажения входного сигнала. Степень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений (или коэффициентом гармоник):

$$K_G = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}}{U_{1m}},$$



Рис. 2.2

где U_{1m} , U_{2m} , U_{3m} , U_{nm} — амплитуды 1-й (основной), 2, 3 и n-й гармоник выходного напряжения соответственно.

Величина

$$D = \frac{U_{ex.max}}{U_{ex.min}}$$

характеризует динамический диапазон усилителя.

Рассмотрим пример возникновения нелинейных искажений (рис. 2.3).

При подаче на базу транзистора относительно эмиттера напряжения синусоидальной формы $u_{бэ}$ в силу нелинейности входной характеристики транзистора $i_b = f(u_{бэ})$ входной ток транзистора i_b (а следовательно, и выходной — ток коллектора) отличен от синусоиды, т. е. в нем появляется ряд высших гармоник. Из приведенного примера видно, что нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и положения рабочей точки транзистора и не связаны с частотой входного сигнала, т. е. для уменьшения искажения формы выходного сигнала

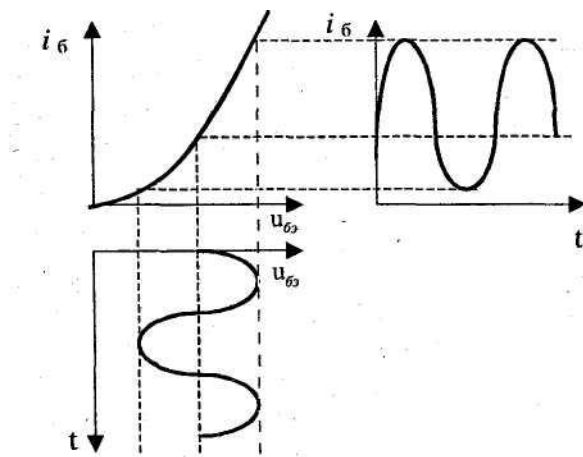


Рис. 2.3

входной должен быть низкоуровневым. Поэтому в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном появляются в оконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазо-частотная характеристика (ФЧХ) усилителя. АЧХ — это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты, а ФЧХ — это зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжениями от частоты. Типовая АЧХ приведена на рис. 2.4. Частоты f_n и f_v называются нижней и верхней граничными частотами, а их разность $(f_v - f_n)$ — полосой пропускания усилителя.

При усилении гармонического сигнала достаточно малой амплитуды искажения формы усиленного сигнала не возникает. При усилении сложного входного сигнала, содержащего ряд гармоник, эти гармоники усиливаются усилителем неодинаково, так как реактивные сопротивления схемы по-разному зависят от частоты, и в результате это приводит к искажению формы усиленного сигнала. Такие искажения называются частотными и характеризуются коэффициентом частотных искажений:

$$M = \frac{K_0}{K_f}$$

где K_f — модуль коэффициента усиления усилителя на заданной частоте.

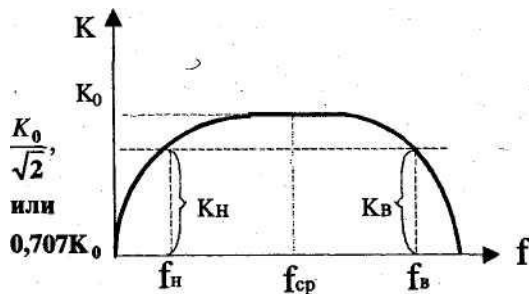


Рис. 2.4

Коэффициенты частотных искажений $M_n = K_0 / K_n$ и $M_B = K_0 / K_B$ называются соответственно коэффициентами искажений на нижней и верхней граничных частотах.

АЧХ может быть построена и в логарифмическом масштабе. В этом случае она называется ЛАЧХ (рис. 2.5), коэффициент усиления усилителя выражают в децибелах, а

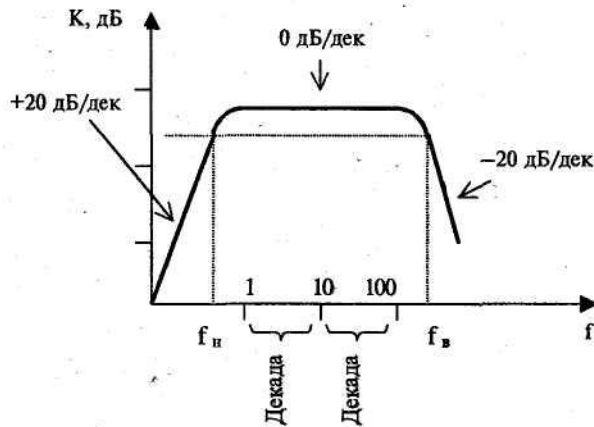


Рис. 2.5

по оси абсцисс откладывают частоты через декаду (интервал частот между $10f$ и f). Обычно в качестве точек отсчета выбирают частоты, соответствующие $f = 10^n$. Кривые ЛАЧХ имеют в каждой частотной области определенный наклон. Его измеряют в децибелах на декаду.

Типовая ФЧХ приведена на рис. 2.6. Она также может быть построена в логарифмическом масштабе. В области средних частот дополнительные фазовые искажения минимальны. ФЧХ позволяет оценить фазовые искажения, возникающие в усилителях по тем же причинам, что и частотные.



Рис. 2.6

Пример возникновения фазовых искажений приведен на рис. 2.7, где показано усиление входного сигнала, состоящего из двух гармоник (пунктир), которые при усилении претерпевают фазовые сдвиги.

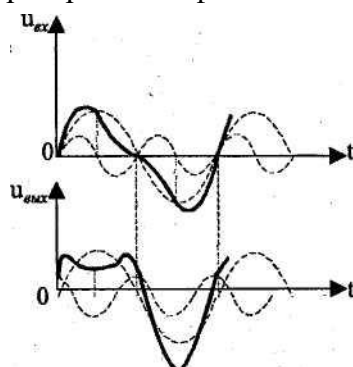


Рис. 2.7

Переходная характеристика усилителя — это зависимость выходного сигнала (тока, напряжения) от времени при скачкообразном входном воздействии (рис. 2.8).

Частотная, фазовая и переходная характеристики усилителя однозначно связаны друг с другом. Области верхних частот соответствует переходная характеристика в области малых времен, области нижних частот — переходная характеристика в области больших времен.

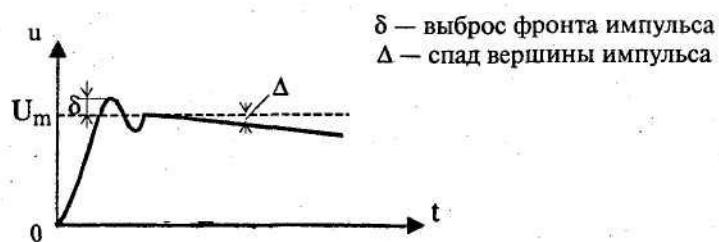


Рис. 2.8

2.2. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Понятие «обратная связь» (ОС) широко используется как в технике, так и в других областях знаний. Обратной связью называют влияние некоторой выходной величины на некоторую входную, которая в свою очередь существенным образом влияет на выходную величину (определяет эту выходную величину). В усилителях, как правило, используется так называемая отрицательная обратная связь (ООС), которая и будет рассматриваться ниже. При наличии отрицательной обратной связи выходной сигнал таким образом влияет на входной, что входной сигнал уменьшается и соответственно приводит к уменьшению выходного сигнала.

Когда в 1928 г. была предпринята попытка запатентовать отрицательную обратную связь, то эксперты не увидели ее полезности и дали отрицательный ответ. И действительно, на первый взгляд, отрицательная обратная связь только уменьшает коэффициент усиления усилителя. Однако, как это часто бывает в технике вообще и в электронике в частности, один недостаток того или иного решения может значительно перевешиваться его достоинствами. Отрицательная обратная связь, хотя и уменьшает коэффициент усиления, но исключительно благотворно влияет на многие параметры и характеристики усилителя. В частности, уменьшаются искажения сигнала, в значительно большем диапазоне частот коэффициент усиления оказывается не зависящим от частоты и т. д.

2.2.1. Классификация обратных связей в усилителях

Различают следующих 4 вида обратных связей в усилителе (рис. 2.9):

- последовательная по напряжению (а);
- параллельная по напряжению (б);
- последовательная по току (в);
- параллельная по току (г).

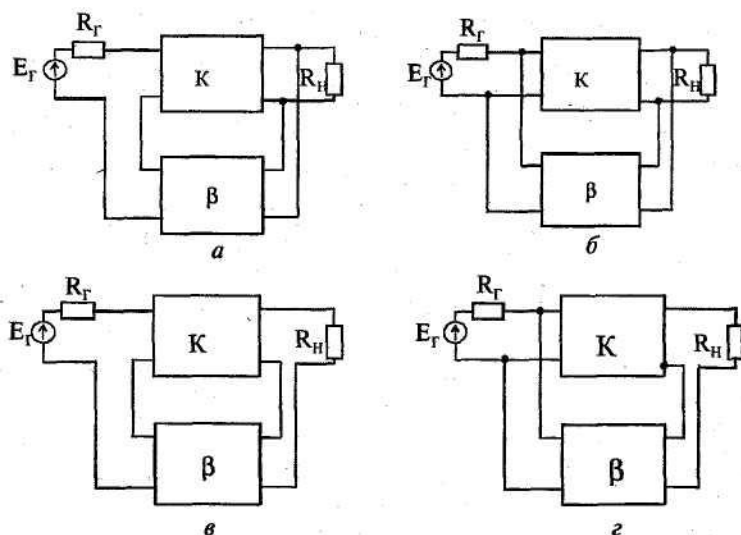


Рис. 2.9

На рис. 2.9 обозначено: K — коэффициент прямой передачи, или коэффициент усиления усилителя без обратной связи; B — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Для определения вида обратной связи (ОС) нужно «закоротить» нагрузку. Если при этом сигнал обратной связи обращается в нуль, то это ОС по напряжению, если сигнал ОС не обращается в нуль — то это ОС по току. При обратной связи по напряжению сигнал обратной связи, поступающий с выхода усилителя на вход, пропорционален выходному напряжению. При обратной связи по току сигнал обратной связи пропорционален выходному току. При последовательной обратной связи (со сложением напряжений) в качестве сигнала обратной связи используется напряжение, которое вычитается (для отрицательной обратной связи) из напряжения внешнего входного сигнала. При параллельной обратной связи (со сложением токов) в качестве сигнала обратной связи используется ток, который вычитается из тока внешнего входного сигнала.

2.2.2. Анализ влияния отрицательной обратной связи на примере последовательной обратной связи по напряжению

Рассмотрим влияние ООС на примере усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.10).

В структурную схему входит цепь прямой передачи и цепь обратной связи (цепь обратной передачи). Предполагается, что указанные цепи линейные. На усилитель с обратной связью подается внешний синусоидальный входной сигнал $u_{вх1}$ а на цепь прямой передачи — сигнал $u_{вх2}$. Цепь прямой передачи характеризуется комплексным ко-

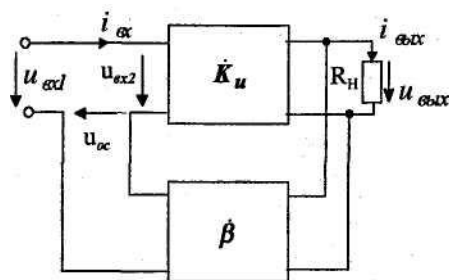


Рис. 2.10

эффицентом усиления по напряжению K_u (коэффициентом прямой передачи):

$$\dot{K}_u = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх2}}},$$

где $U_{\text{вх2}}$, $U_{\text{вых}}$ -соответственно комплексные действующие значения напряжений $u_{\text{вх2}}$ и $u_{\text{вых}}$. Цепь обратной связи характеризуется комплексным коэффициентом обратной связи β :

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{ос}}}{\dot{U}_{\text{вых}}},$$

где $U_{\text{ос}}$ — комплексное действующее значение напряжения обратной связи $u_{\text{ос}}$

Коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью. Этот коэффициент $K_{\text{уос}}$ определяется по формуле

$$\dot{K}_{\text{уос}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх1}}},$$

где $U_{\text{вх1}}$ — комплексное действующее значение напряжения $u_{\text{вх1}}$. Легко заметить, что

$$\dot{U}_{\text{вх2}} = \dot{U}_{\text{вх1}} - \dot{U}_{\text{ос}},$$

$$\dot{U}_{\text{вх1}} = \dot{U}_{\text{вх2}} + \dot{U}_{\text{ос}}.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{уос}} &= \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх1}}} = \frac{\dot{K}_u \cdot \dot{U}_{\text{вх2}}}{\dot{U}_{\text{вх2}} + \dot{U}_{\text{ос}}} = \frac{\dot{K}_u \cdot \dot{U}_{\text{вх2}}}{\dot{U}_{\text{вх2}} + \dot{\beta} \cdot \dot{U}_{\text{вых}}} = \\ &= \frac{\dot{K}_u \cdot \dot{U}_{\text{вх2}}}{\dot{U}_{\text{вх2}} + \dot{\beta} \cdot \dot{K}_u \cdot \dot{U}_{\text{вх2}}} = \frac{\dot{K}_u}{1 + \dot{\beta} \cdot \dot{K}_u}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\dot{K}_{\text{уос}} = \frac{\dot{K}_u}{1 + \dot{\beta} \cdot \dot{K}_u}.$$

Величину $1 + \beta \cdot K_u$ называют глубиной обратной связи (коэффициентом грубости схемы), а величину $\beta \cdot K_u$ называют петлевым усилением. Если глубина обратной связи достаточно велика, то $|\beta \cdot K_u| \gg 1$ и

$$\dot{K}_{\text{уос}} \approx \frac{1}{\dot{\beta}}.$$

Отсюда можно сделать следующий очень важный вывод: если глубина отрицательной обратной связи достаточно велика, то коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью $K_{иос}$, зависит только от свойств цепи обратной связи и не зависит от свойств цепи прямой передачи.

В цепи прямой передачи используются активные приборы (транзисторы, операционные усилители и т. д.), которые обычно не отличаются высокой стабильностью параметров. Из-за этого и коэффициент K_u является нестабильным. Но если используется глубокая отрицательная обратная связь и в цепи обратной связи применяются высокостабильные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы и так далее), то общий коэффициент усиления $K_{иос}$ оказывается стабильным.

Даже если глубина обратной связи не настолько велика, что можно пренебрегать единицей в выражении

$1 + \beta \cdot K_u$, отрицательная обратная связь, как можно показать, уменьшает нестабильность коэффициента $K_{иос}$.

Важно уяснить, что сделанный вывод справедлив независимо от того, какие дестабилизирующие факторы влияют на изменение величины K_u (температура, уровень радиации и т. д.).

Частотные характеристики усилителя, охваченного обратной связью. Если рассуждать формально, то при наличии частотных характеристик для K_u и B частотные характеристики для $K_{иос}$ оказываются однозначно определенными выражением

$$\dot{K}_{иос} = \frac{\dot{K}_u}{1 + \dot{\beta} \cdot \dot{K}_u}.$$

И тем не менее очень поучительно более детально рассмотреть вопрос влияния отрицательной обратной связи на частотные свойства усилителя. Пусть коэффициенты K_u и β являются вещественными. Тогда и коэффициент $K_{иос}$ — вещественный. Будем для этого случая использовать обозначения K_u , β и $K_{иос}$. Пусть в некотором частотном диапазоне коэффициент K_u изменяется в пределах от 10000 до 1000 (на 90% по отношению к значению 10000), а коэффициент B является постоянным, $\beta = 0,1$. Тогда в соответствии с формулой для $K_{иос}$ окажется, что $K_{иос}$ будет изменяться в пределах от 9,99 до 9,9 (примерно на 1%). Таким образом, изменение коэффициента усиления после введения отрицательной обратной связи станет значительно меньшим.

Важно уяснить, что если все же необходимо повысить коэффициент усиления до 10000, то и в этом случае использование отрицательной обратной связи значительно улучшит стабильность.

Пусть для получения большого коэффициента усиления использованы 4 включенных последовательно описанных усилителя, охваченных отрицательной обратной связью. Тогда в рассматриваемом диапазоне частот общий коэффициент усиления будет изменяться в пределах от 9960 ($9,99 \cdot 9,99 \cdot 9,99 \cdot 9,99$) до 9606 ($9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9 \cdot 9,9$).

Изменение составит 3,6% $((9960-9606)/9960 \cdot 100\%)$. Это, очевидно, значительно меньше 90%.

В том диапазоне частот, в котором выполняется условие $|\beta \cdot K_u| \gg 1$, коэффициент $K_{иос}$ можно определить из выражения

$$|K_{иос}| = 1/|\beta|$$

В первом приближении можно считать, что единицей можно пренебречь при условии, что

$$1 < |\beta K_u|.$$

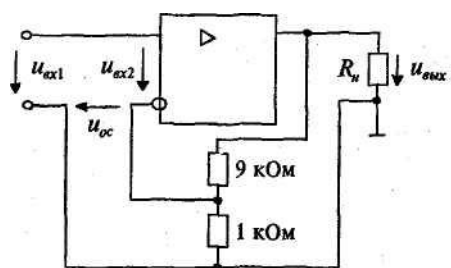


Рис. 2.11

Отсюда получаем $|K_u| > 1/\beta$

Пусть в качестве цепи прямой передачи используется рассмотренный выше операционный усилитель К140УД8, а в качестве цепи обратной связи — делитель напряжения, причем $\beta = 0,1$ (рис. 2.11).

Легко заметить, что $U_{oc} = U_{вых} \cdot 0,1$

Таким образом, для этой схемы действительно

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = 0,1.$$

В соответствии с полученным выше неравенством можно, в первом приближении, считать, что

$|K_{uoc}| = 1/\beta = 10$ в том диапазоне частот, в котором $|K_u| > 10$.

Поэтому для определения частоты среза $f_{cp\ oc}$ усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, в первом приближении достаточно провести горизонтальную линию на уровне $|K_u| = 10$ до пересечения с амплитудно-частотной характеристикой используемого операционного усилителя К140УД8. Из рис. 2.12 видно, что $f_{cp\ oc} =$

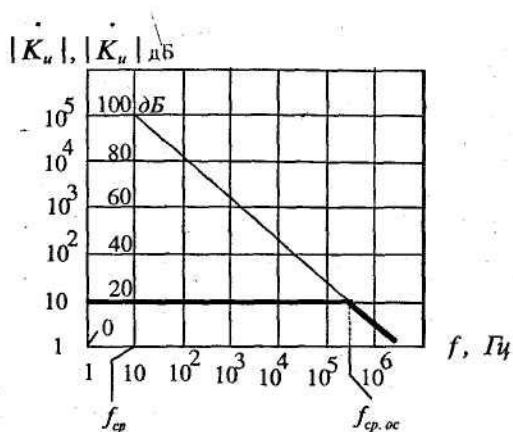


Рис. 2.12

$= 5 \cdot 10^5$ Гц, это значительно больше частоты среза f_{cp} операционного усилителя ($f_{cp} = 10$ Гц), не охваченного обратной связью. Характеристика, изображенная жирной линией, представляет собой в первом приближении амплитудно-частотную характеристику усилителя с отрицательной обратной связью, которая, естественно, оказывает благотворное воздействие и на фазочастотную характеристику.

Входное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью. Обратимся к структурной схеме усилителя с последовательной отрицательной обратной связью (рис. 2.13).

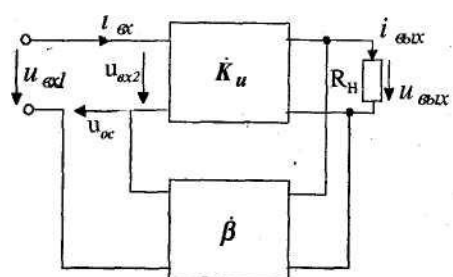


Рис. 2.13

Обозначим через $Z_{вх}$ входное комплексное сопротивление цепи прямой передачи:

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх2}}{\dot{I}_{вх}},$$

где $\dot{I}_{вх}$ - комплексное действующее значение тока $i_{вх}$.

Найдем входное комплексное сопротивление $Z_{вх.ос}$ усилителя, охваченного обратной связью:

$$Z_{вх.ос} = \frac{\dot{U}_{вх1}}{\dot{I}_{вх}}.$$

Получим

$$\begin{aligned} Z_{вх.ос} &= \frac{\dot{U}_{вх1}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх2} + \dot{U}_{ос}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх2} + \dot{U}_{вых} \cdot \dot{\beta}}{\dot{I}_{вх}} = \\ &= \frac{\dot{U}_{вх2} + \dot{U}_{вх2} \cdot \dot{K}_u \cdot \dot{\beta}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_{вх2}}{\dot{I}_{вх}} \cdot (1 + \dot{K}_u \cdot \dot{\beta}) = Z_{вх} \cdot (1 + \dot{K}_u \cdot \dot{\beta}). \end{aligned}$$

Таким образом,

$$Z_{вх.ос} = Z_{вх} \cdot (1 + \dot{K}_u \cdot \dot{\beta}).$$

Пусть коэффициенты K_u и β являются вещественными ($K_u = K_u$ и $\beta = \beta$), тогда

$$Z_{вх.ос} = Z_{вх} \cdot (1 + K_u \cdot \beta).$$

Отсюда следует, что последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление по модулю. Практически всегда это является положительным фактором.

Выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью. Обозначим через $Z_{вых}$ и $Z_{вых.ос}$ соответственно выходное комплексное сопротивление цепи прямой передачи и выходное комплексное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью. По определению

$$Z_{вых} = -\frac{\Delta \dot{U}_{вых}}{\Delta \dot{I}_{вых}},$$

где $\Delta U_{вых}$, $\Delta I_{вых}$ — приращения комплексных действующих значений соответственно напряжения $u_{вых}$ и тока $i_{вых}$. При этом предполагается, что обратная связь отключена (например, выход цепи обратной связи закорочен).

Также предполагается, что $U_{вх} = const$, а изменение величин $U_{вых}$ и $I_{вых}$ вызвано изменением сопротивления нагрузки.

По определению

$$Z_{вых.ос} = -\frac{\Delta \dot{U}_{вых}}{\Delta \dot{I}_{вых}},$$

но при этом предполагается, что обратная связь действует и что $U_{вх} = const$.

В этом случае причиной возникновения приращения $\Delta U_{вых}$ является не только падение напряжения на выходном сопротивлении $Z_{вых}$, но и появление приращения

ΔU_{oc} комплексного действующего значения напряжения u_{oc} .

Следовательно,

$$\Delta \dot{U}_{вых} = -\Delta \dot{I}_{вых} \cdot Z_{вых} - \Delta \dot{U}_{oc} \cdot \dot{K}_u.$$

Знаки «минус» использованы потому, что и увеличение тока $i_{вых}$, и увеличение напряжения u_{oc} вызывают уменьшение напряжения $u_{вых}$.

Отсюда с учетом, что $\Delta U_{oc} = \Delta U_{вых} \cdot \beta$, получим

$$\begin{aligned} \Delta \dot{U}_{вых} &= -\Delta \dot{I}_{вых} \cdot Z_{вых} - \Delta \dot{U}_{вых} \cdot \beta \cdot \dot{K}_u, \\ \Delta \dot{U}_{вых} &= -\Delta \dot{I}_{вых} \frac{Z_{вых}}{1 + \beta \cdot \dot{K}_u}. \end{aligned}$$

В соответствии с этим

$$Z_{вых.oc} = -\frac{\Delta \dot{U}_{вых}}{\Delta \dot{I}_{вых}} = \frac{Z_{вых}}{1 + \beta \cdot \dot{K}_u}.$$

Пусть коэффициенты K_u и β являются вещественными. Тогда, очевидно, отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Очень часто это является положительным фактором.

2.2.3. Разновидности отрицательных обратных связей и анализ их влияния

Для упрощения изложения принимаем условие, что цепь прямой передачи и цепь обратной связи характеризуются вещественными коэффициентами и что все токи и напряжения описываются вещественными действующими значениями.

Обратимся к обратной связи по напряжению. Она препятствует изменению выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Этот же вывод был сделан выше на основе полученного математического выражения для выходного сопротивления. Можно показать, что характер изменения выходного сопротивления не зависит от того, является связь параллельной или последовательной.

Обратимся к обратной связи по току. Она препятствует изменению выходного тока при изменении сопротивления нагрузки. Это означает, что введение отрицательной обратной связи по току увеличивает выходное сопротивление. При этом характер изменения выходного сопротивления также не зависит от того, является ли связь параллельной или последовательной.

Подобные рассуждения (и соответствующие математические выражения) показывают, что параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление усилителя, охваченного ею, а последовательная увеличивает (что подтверждает полученное выше математическое выражение). Характер изменения входного сопротивления не зависит от того, является ли обратная связь связью по току или по напряжению.

Обратимся к структурной схеме усилителя с отрицательной последовательной обратной связью по напряжению и к полученному выражению

$$\dot{K}_{u.oc} = \frac{\dot{K}_u}{1 + \dot{K}_u \cdot \beta}.$$

Если окажется, что на некоторой частоте аргумент φ комплексной величины $K_u \cdot \beta$ окажется равен π , то это будет означать, что напряжение обратной связи u_{oc} по фазе совпадает с напряжением u_{ex1} и напряжением u_{ex2} . В этом случае окажется, что обратная связь станет положительной. Если к тому же окажется, что на рассматриваемой частоте выполняется условие $|K_u \cdot \beta| > 1$, то это будет означать, что сигнал, проходящий последовательно через цепь прямой передачи и цепь обратной связи, усиливается. При этом и в случае нулевого напряжения u_{ex1} напряжения u_{ex2} , $u_{вых}$, u_{oc} окажутся ненулевыми, т. е. усилитель по существу превратится в генератор. Это явление называют самовозбуждением усилителя.

Для предотвращения самовозбуждения необходимо предпринимать меры (например, осуществлять частотную коррекцию операционного усилителя, играющего роль цепи прямой передачи), обеспечивающие выполнение одного из следующих, по сути равноценных, условий:

$$\varphi = \pi, |K_u \cdot \beta| < 1;$$

$$|K_u \cdot \beta| = 1, \varphi < \pi.$$

На практике обычно пользуются вторым условием.

Угол α , определяемый выражением $\alpha = \pi - \varphi$, называют запасом устойчивости по фазе. Запас устойчивости по фазе должен быть не менее 30...60 или даже 65 градусов.

2.3. УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

2.3.1. Режимы работы транзистора в усилителе

Перед тем как подавать на вход усилителя на транзисторе сигнал, подлежащий усилению, необходимо обеспечить начальный режим работы (статический режим, режим по постоянному току, режим покоя). Начальный режим работы характеризуется постоянными токами электродов транзистора и напряжениями между этими электродами. Используют термин «начальный режим работы транзистора» и фактически равноценный ему термин «начальный режим работы усилителя». Для определенности обратимся к схеме с общим эмиттером и соответствующим выходным характеристикам транзистора. Тогда начальный режим работы характеризуется положением так называемой начальной рабочей точки (НРТ) с координатами $(U_{кэH}, I_{кH})$, где $U_{кэH}$ и $I_{кH}$ — начальное напряжение между коллектором и эмиттером и начальный ток коллектора. Для стабильной работы усилителя стремятся не допускать изменения положения начальной рабочей точки.

Для характеристики проблемы обеспечения начального режима традиционно и вполне оправданно рассматривают следующие три схемы:

- с фиксированным током базы;
- с коллекторной стабилизацией;
- с эмиттерной стабилизацией.

На практике первую из этих схем почти никогда не используют. Из остальных двух схем предпочтение часто отдают схеме с эмиттерной стабилизацией. Рассмотрим каждую из этих схем.

Схема с фиксированным током базы (рис. 2.14). На подобных схемах источник напряжения E_k обычно не изображают.

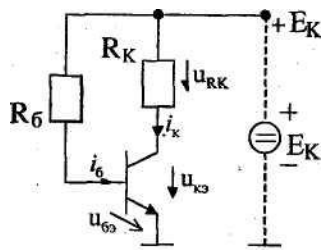


Рис. 2.14

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$i_k \cdot R_k + u_{кэ} - E_k = 0.$$

Отсюда находим ток коллектора i_k :

$$i_k = -\frac{1}{R_k} \cdot u_{кэ} + \frac{1}{R_k} \cdot E_k,$$

что соответствует линейной зависимости вида $y = a \cdot x + b$. Это уравнение описывает так называемую линию нагрузки (как и для схемы с диодом). Изобразим выходные характеристики транзистора и линию нагрузки (рис. 2.15).

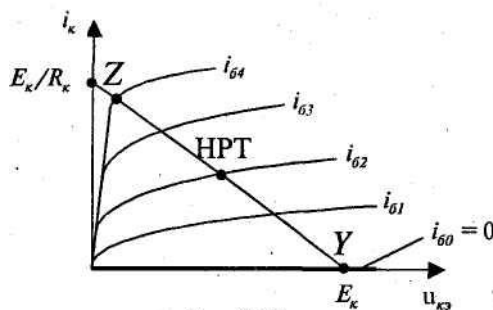


Рис. 2.15

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$i_6 \cdot R_6 + u_{6э} - E_k = 0.$$

Отсюда находим ток базы i_6 :

$$i_6 = -u_{6э} / R_6 + E_k / R_6$$

Будем пренебрегать напряжением $u_{6э}$ так как обычно $u_{6э} \ll E_k$. Тогда $i_6 = E_k / R_6$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме ток i_6 задается величинами E_k и R_6 (ток "фиксирован"). При этом

$$i_k = \beta_{ст} \cdot i_6 + I'_{к0}$$

Пусть $i_6 = i_{62}$. Тогда НПТ займет то положение, которое указано на рис. 2.15. Легко заметить, что самое нижнее возможное положение начальной рабочей точки соответ-

ствует точке Y (режим отсечки, $i_6 = 0$), а самое верхнее положение — точке Z (режим насыщения, $i_6 > i_{64}$).

Схему с фиксированным током базы используют редко по следующим причинам:

- при воздействии дестабилизирующих факторов (например, температуры) изменяются величины $\beta_{ст}$ и $\Gamma_{к0}$, что изменяет ток $I_{кн}$ и положение начальной рабочей точки.
- для каждого значения $\beta_{ст}$ необходимо подбирать соответствующее значение R_6 , что нежелательно при использовании как дискретных приборов (т. е. приборов, изготовленных не по интегральной технологии), так и интегральных схем.

Схема с коллекторной стабилизацией (рис. 2.16). Эта схема обеспечивает лучшую стабильность начального ре-

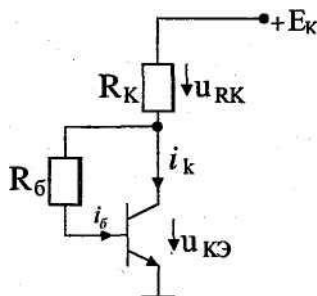


Рис. 2.16

жима. В схеме имеет место отрицательная обратная связь по напряжению (выход схемы — коллектор транзистора соединен со входом схемы — базой транзистора с помощью сопротивления R_6). Рассмотрим ее проявление на следующем примере. Пусть по каким-либо причинам (например, из-за повышения температуры) ток $i_к$ начал увеличиваться. Это приведет к увеличению напряжения $u_{Rк}$, уменьшению напряжения $u_{кэ}$ и уменьшению тока $i_б$

($i_б = u_{кэ} / R_6$), что будет препятствовать значительному увеличению тока $i_к$, т. е. будет осуществляться стабилизация тока коллектора.

Схема с эмиттерной стабилизацией (рис. 2.17). В зарубежной литературе такую схему называют схемой с Н-сме-

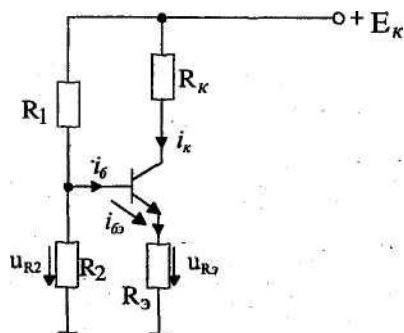


Рис. 2.17

щением (конфигурация схемы соответствует букве Н). Основная идея, реализованная в схеме, состоит в том, чтобы зафиксировать ток $i_э$ и через это ток $i_к$ ($i_к = i_э$). С указанной целью в цепь эмиттера включают резистор $R_э$ и создают на нем практически постоянное напряжение $u_{Rэ}$. При этом оказывается, что

$$i_э = \frac{u_{Rэ}}{R_э} = const.$$

Для создания требуемого напряжения u_{R_2} используют делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Сопротивления R_1 и R_2 выбирают настолько малыми, что величина тока i_δ практически не влияет на величину напряжения u_{R_2} . При этом

$$u_{R_2} = E_K \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

В соответствии со вторым законом Кирхгофа

$$u_{R_3} = u_{R_2} - u_{\delta_3}$$

При воздействии дестабилизирующих факторов величина u_{δ_3} изменяется мало, поэтому мало изменяется и величина u_{R_3} . На практике обычно напряжение u_{R_3} составляет небольшую долю напряжения E_K .

Различают следующие режимы работы транзистора (классы работы): А, АВ, В, С и D. Рассматриваемые RC-усилители обычно работают в режиме А. В режиме А ток коллектора всегда больше нуля ($i_K > 0$). При этом он увеличивается или уменьшается в зависимости от входного сигнала. В режиме В $I_{KH} = 0$, поэтому ток коллектора может только увеличиваться. При синусоидальном входном сигнале в цепи коллектора протекают положительные полуволны тока. Режим АВ является промежуточным между режимами А и В. В режиме С на вход транзистора подается начальное запирающее напряжение, поэтому в цепи коллектора в каждый период входного сигнала ток протекает в течение времени меньшего, чем половина периода. Режимом D называют ключевой режим работы (транзистор находится или в режиме насыщения, или в режиме отсечки).

2.3.2. Усилитель с эмиттерной стабилизацией

Рассмотрим RC-усилитель, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером и используется эмиттерная стабилизация начального режима работы (рис. 2.18).

Конденсатор C_1 называемый разделительным, препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала с усилителем, что может вызвать нарушение режима работы транзистора по постоянному току. Конденсатор C_2 , также называемый разделительным, служит для

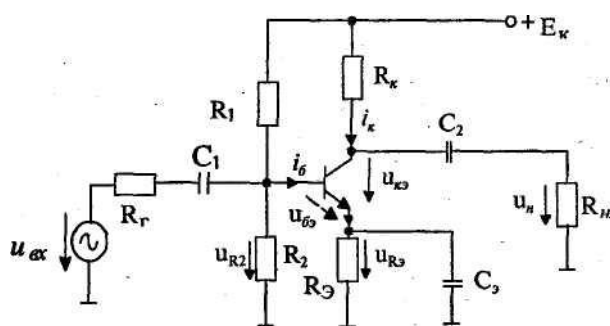


Рис. 2.18

разделения выходной коллекторной цепи от внешней нагрузки по постоянному току. Конденсатор C_3 обеспечивает увеличение коэффициента усиления усилителя по напряжению, так как уменьшает амплитуду переменной составляющей напряжения u_{K_3} (говорят, что

конденсатор C_3 ликвидирует отрицательную обратную связь на переменном токе).

Легко заметить, что для рассматриваемой схемы линия нагрузки на постоянном токе (ЛН, при $u_{BX}=0$) описывается следующим выражением, полученным при замене тока эмиттера током коллектора (так как $i_3=i_K$):

$$i_K = -\frac{1}{R_K + R_3} \cdot u_{K3} + \frac{1}{R_K + R_3} \cdot E_K.$$

Пусть параметры элементов схемы таковы, что в начальном режиме работы $i_6 = i_{62}$. Соответствующее положение начальной рабочей точки указано на рис. 2.19. На основании приведенного выше краткого анализа схемы с эмиттерной стабилизацией получаем

$$u_{R2} \approx \frac{E_K \cdot R_2}{R_1 + R_2}, \quad u_{R3} = u_{R2} - u_{63}, \quad i_3 = \frac{u_{R3}}{R_3} \approx \frac{\frac{E_K \cdot R_2}{R_1 + R_2} - u_{63}}{R_3}.$$

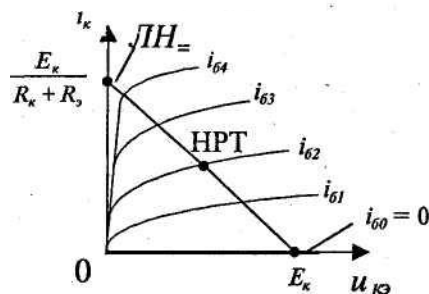


Рис. 2.19

При расчетах часто принимают, что $u_{63} = 0,6 \dots 0,7$ В (для кремниевых транзисторов). Пренебрегая током I_{KO} , получаем $i_K = \beta_{CT} \cdot i_6$. Учитывая, что $i_3 = i_K + i_6$, получаем

$i_6 = i_3 / (1 + \beta_{CT})$. Отсюда следует, что в схеме с эмиттерной

стабилизацией ток базы непосредственно зависит от того, какое значение коэффициента β_{CT} будет иметь конкретный используемый транзистор. Если значение коэффициента β_{CT} окажется большим, то ток базы будет малым, и наоборот.

Предположим, что напряжение питания E_K задано и требуется обеспечить начальный режим работы при заданном начальном токе I_{KH} .

Изложим порядок предварительного определения величин R_3 , R_1 и R_2 .

Напряжение u_{R3} выбирают из соотношения

$$u_{R3} = (0,1 \dots 0,3) \cdot E_K.$$

Затем, учитывая, что $i_3 \sim i_K$, определяют R_3 :

$$R_3 = \frac{u_{R3}}{I_{KH}}.$$

Определяют максимальный ток базы $i_{б.макс}$, соответствующий минимальному значению $\beta_{мин}$, коэффициента β :

$$i_{б.макс} = \frac{I_{KH}}{\beta_{мин}}.$$

Выбирают ток $i_{дел}$ делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 , протекающий при отключении базы транзистора от делителя. При этом пользуются соотношением $i_{дел} = (8 \dots 10) \cdot i_{б.макс}$.
Находят сумму сопротивлений $R_1 + R_2$:

$$R_1 + R_2 = E_k / i_{дел}$$

Определяют напряжение $u_{R2} = u_{RЭ} + u_{бЭ}$.

При этом считают, что $u_{бЭ} = (0,6 \dots 0,7)$ В.

Определяют

$$R_2 = \frac{u_{R2}}{i_{дел}}$$

и, используя вычисленное выше значение суммы $(R_1 + R_2)$, получают

$$R_1 = (R_1 + R_2) - R_2.$$

Изложенный порядок расчета величин R_3 , R_1 и R_2 , а также другие подобные методики расчета электронных схем до применения математического моделирования составляли основу ручного проектирования устройств электроники. После подобных расчетов из конкретных электрорадиоэлементов изготавливали макет устройства и в результате его практического исследования уточняли значения параметров элементов схемы (к примеру, определяли действительно необходимое значение R_3).

В настоящее время значение подобных расчетов состоит в том, что они:

- во-первых, помогают уяснить взаимосвязь различных параметров элементов электронной схемы, т. е. позволяют более глубоко проникнуть в сущность явлений, имеющих место в этой схеме;
- во-вторых, позволяют получить предварительные, ориентировочные значения параметров элементов, которые используются при математическом моделировании для определения окончательных значений.

Проведем анализ усилителя с эмиттерной стабилизацией. Поскольку в данной схеме действуют одновременно постоянные и переменные напряжения, то осуществляют анализ схемы сначала по постоянному току, а затем по переменному. Но для этого вначале изображают эквивалентную схему замещения усилителя, заменяя транзистор его эквивалентной схемой замещения. Для упрощения анализа часто в эквивалентной схеме замещения транзистора источником тока $\beta i_{бэ}$ и резистором r'_k пренебрегают, так как r'_k велико ($r'_k \rightarrow \infty$), а $\beta i_{бэ}$ мало ($\beta i_{бэ} \rightarrow 0$). Получают эквивалентную схему замещения усилителя (рис. 2.20).

Параметры элементов усилителя (в частности, емкости конденсаторов C_1 , C_2 и C_3) выбирают таким образом, чтобы в области средних частот переменные составляю-

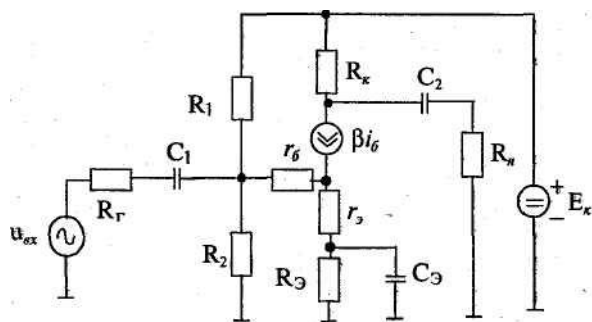


Рис. 2.20

щие напряжений на конденсаторах C_1 , C_2 и C_3 были пренебрежимо малы.

Полезно отметить, что амплитуды указанных переменных составляющих зависят не только от емкостей C_1 , C_2 и C_3 . В соответствии с изложенным в линейной эквивалентной схеме для средних частот сопротивлениями указанных конденсаторов пренебрегают.

Транзистор для усилителя выбирают таким образом, чтобы в области средних частот ухудшение его усилительных свойств при увеличении частоты было незначительным. Если обратиться к комплексному коэффициенту b , то сказанное означает, что выбирают транзистор с такой предельной частотой $f_{пред}$, которая не меньше наибольшей частоты из области средних частот. Поэтому в линейной эквивалентной схеме усилителя для средних частот не используют емкости транзистора, а коэффициент b считают вещественным и постоянным.

В соответствии с изложенным, а также с целью упрощения расчетов, в эквивалентной схеме транзистора оставлены только резисторы с сопротивлением r_b , r_e и источник тока, управляемый током $\beta \cdot i_b$.

Поскольку нас интересуют только переменные составляющие токов и напряжений, то величиной E_k и сопротивлением источника питания E_k пренебрегают. Будем считать, что $R_f = 0$ и влиянием резисторов R_1 и R_2 на коэффициент усиления переменного сигнала u_{ex} можно пренебречь.

Рассмотрим линейную эквивалентную схему для средних частот, изображенную на рис. 2.21.

Ценность этой схемы не ограничивается тем, что она позволяет выполнить ручной расчет режима усиления. Еще более важно то, что эта схема помогает уяснить влияние параметров различных элементов усилителя на способность усиливать входной сигнал. Из этой схемы хорошо видно, что для переменных составляющих токов и

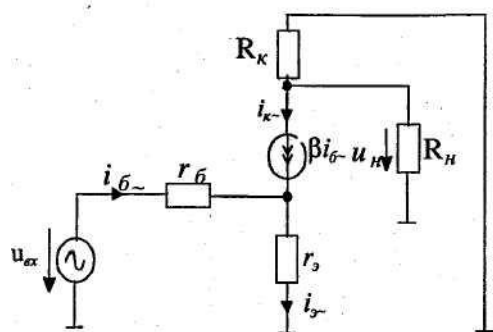


Рис. 2.21

напряжений резисторы R_k и R_H включены параллельно. При ручных графических расчетах этот факт находит отражение в том, что на выходных характеристиках строят так называемую линию нагрузки на переменном токе ЛН, наклон которой определяется величиной

$$R_k \parallel R_H = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}.$$

Выше указывалось, что наклон линии нагрузки на постоянном токе ЛН определяется величиной $R_k + R_H$. Именно по линии ЛН перемещается рабочая точка РТ (не НРТ!), характеризующая режим работы усилителя при наличии переменного входного сигнала u_{ex} . На рис. 2.22 указана амплитуда $U_{нт}$ напряжения на нагрузке u_H , равная амплитуде переменной составляющей напряжения $u_{кэ}$, и соответствующие предельные точки k и e на линии ЛН. При этом предполагается, что ток базы изменяется в пределах от $i_{б1}$ до $i_{б3}$. Изобразим временные диаграммы, характеризующие работу усилителя (рис. 2.23).

Обратим внимание на тот факт, что выходной сигнал u_n сдвинут относительно входного u_{ex} на 180 градусов, т. е.

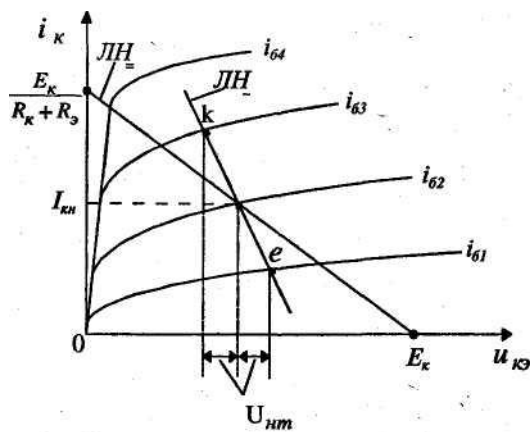


Рис. 2.22

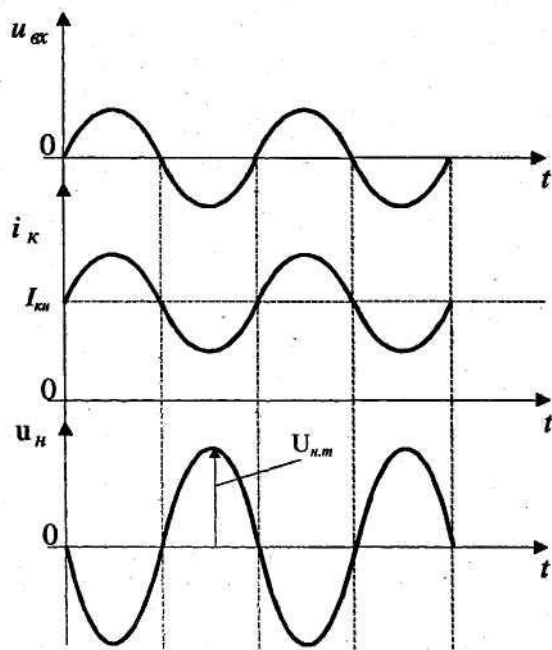


Рис. 2.23

RC-усилитель инvertирует сигнал по фазе. Иногда этот факт подчеркивают тем, что считают коэффициент усиления по напряжению отрицательной величиной.

Коэффициент усиления усилителя по напряжению K_u является одним из наиболее важных параметров усилителя. При условии, что $R_I = 0$, коэффициент K_u определяется выражением

$$K_u = U_{н.т} / U_{вх.т}$$

где $U_{вх.т}$ — амплитуда входного напряжения $u_{вх}$. Обратимся к линейной эквивалентной схеме для средних частот (рис. 2.21). Обозначим через $I_{б.т}$ амплитуду переменной составляющей $i_б$ тока базы. Тогда амплитуда $I_{э.т}$ переменной составляющей тока эмиттера $i_э$ равна $(1 + \beta)I_{б.т}$, а величина $U_{вх.т}$ определяется выражением

$$U_{вх.т} = I_{б.т} \cdot r_{б.т} + (1 + \beta) \cdot I_{б.т} \cdot r_э = I_{б.т} \cdot [r_{б.т} + (1 + \beta) \cdot r_э].$$

Величина $U_{нт}$ определяется выражением

$$U_{нт} = \beta \cdot I_{б.т} \cdot (R_K \cdot R_H) / (R_K + R_H)$$

С учетом выражений для $U_{вх.т}$ и $U_{нт}$ получим

$$K_u = \frac{\beta \cdot \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}}{r_{б} + (1 + \beta) \cdot r_{э}}$$

Обозначим через $r_{д.оэ}$ входное дифференциальное сопротивление транзистора для схемы с общим эмиттером. Очевидно, что $r_{д.оэ} = r_{б} + (1 + \beta) \cdot r_{э}$. В соответствии с этим можно записать:

$$K_u = \frac{\beta \cdot \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}}{r_{д.оэ}}$$

Важными параметрами усилителя являются его входное и выходное сопротивления. Из линейной эквивалентной схемы, соответствующей принятым допущениям, хорошо видно, что входное сопротивление усилителя фактически является входным дифференциальным сопротивлением транзистора для схемы с общим эмиттером ($r_{д.оэ}$). Очевидно и то, что выходное сопротивление усилителя равно величине R_K .

Коэффициент усиления по току K_i определяют выражением

$$K_i = \frac{I_{н.т}}{I_{вх.т}},$$

где $I_{вх.т}$, $I_{н.т}$ — соответственно амплитуды тока источника входного сигнала и тока нагрузки.

В соответствии с принятыми допущениями $I_{вх.т} = I_{б.т}$. Легко заметить, что

$$I_{н.т} = \beta \cdot I_{б.т} \cdot \frac{\frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}}{R_H}$$

С учетом этого получим

$$K_i = \beta \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}$$

АЧХ и ФЧХ усилителя аналогичны типовым характеристикам, рассмотренным в предыдущем параграфе. Спад АЧХ в области низких частот обусловлен уменьшением коэффициента усиления усилителя за счет увеличения реактивного сопротивления емкостей C_1 , C_2 , C_3 . Спад АЧХ в области высоких частот обусловлен ограниченными частотными свойствами транзистора.

2.4. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В качестве примера рассмотрим RC-усилитель на полевом транзисторе с p-n-переходом, включенном с общим истоком (рис. 2.24). Используем транзистор с каналом n-типа.

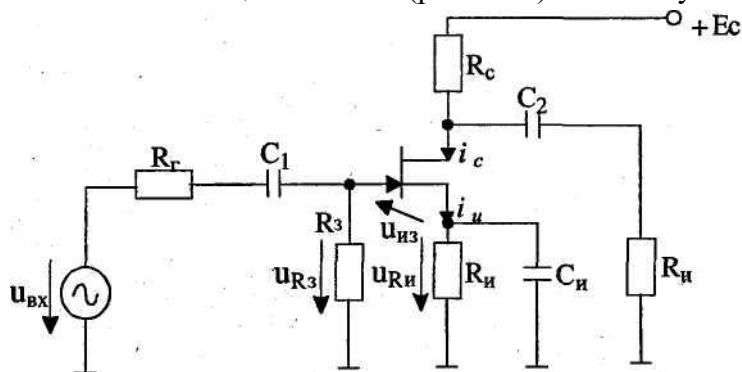


Рис. 2.24

Для используемого транзистора начальное напряжение $u_{из}$ должно быть положительным (p-n-переход должен находиться под запирающим напряжением). С целью получения этого напряжения в цепь истока включают резистор R_H , на котором возникает падение напряжения $u_{Rи}$ от протекания по нему начального тока истока $I_{ин}$. Напряжение $u_{Rи}$ через резистор R_3 передается на затвор. Так как ток затвора полевого транзистора пренебрежимо мал, падение напряжения на сопротивлении R_3 практически равно нулю, поэтому $u_{из} = u_{Rи}$. Рассмотренную схему обеспечения начального режима работы называют схемой с автоматическим смещением.

Пусть задан начальный ток стока ($I_{сн} = I_{ин}$) и начальное напряжение $U_{изн}$ между истоком и затвором. Тогда сопротивление R_H следует выбрать из соотношения

$$R_H = \frac{U_{изн}}{I_{сн}}.$$

Сопротивление R_3 обычно выбирают порядка 1 МОм.

Полезно отметить, что рассматриваемая схема обеспечения начального режима работы характеризуется повышенной стабильностью. Если по каким-либо причинам начальный ток стока $I_{сн}$ начнет увеличиваться, то это приведет к увеличению напряжений $U_{Rи}$ и $U_{из}$, что будет препятствовать значительному увеличению тока $I_{сн}$.

Модуль коэффициента усиления каскада в области средних частот определяется равенством

$$K_U = S \frac{R_c \cdot R_H}{R_c + R_H},$$

где S — статическая крутизна характеристики полевого транзистора, определяемая по справочникам. Назначение конденсаторов C_1 , C_2 и C_4 аналогично назначению соответствующих конденсаторов RC — усилителя на биполярном транзисторе.

Частотные характеристики рассматриваемого усилителя подобны частотным характеристикам RC — усилителя на биполярном транзисторе.

2.5. ЛИНЕЙНЫЕ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ)

Как уже отмечалось, операционные усилители в настоящее время используются в самых различных электронных устройствах. Их широко применяют как в аналоговых, так и в импульсных устройствах электроники. В то же время существуют и часто используются типовые линейные схемы на основе операционных усилителей. Такие типовые схемы должен знать каждый инженер, использующий электронные устройства. Именно такие схемы рассматриваются ниже.

Очень полезно овладеть достаточно простыми приемами ручного анализа электронных схем на основе операционных усилителей. Это значительно облегчит понимание принципа действия конкретных устройств электроники и будет способствовать получению достоверных результатов машинного анализа. Указанные приемы анализа основаны на ряде допущений, принимаемых в предположении, что используемые операционные усилители достаточно близки к идеальным. Практика расчетов показывает, что результаты, получаемые на основе допущений, имеют вполне приемлемую погрешность.

Примем следующие допущения:

1. Входное сопротивление операционного усилителя равно бесконечности, токи входных электродов равны нулю ($R_{вх} \rightarrow \infty$, $i_+ = i_- = 0$).
2. Выходное сопротивление операционного усилителя равно нулю, т. е. операционный усилитель со стороны выхода является идеальным источником напряжения ($R_{вых} = 0$).
3. Коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления дифференциального сигнала) равен бесконечности, а дифференциальный сигнал в режиме усиления равен нулю (при этом не допускается закорачивания выводов операционного усилителя).
4. В режиме насыщения напряжение на выходе равно по модулю напряжению питания, а знак определяется полярностью входного напряжения. Полезно обратить внимание на тот факт, что в режиме насыщения дифференциальный сигнал нельзя всегда считать равным нулю.
5. Синфазный сигнал не действует на операционный усилитель.
6. Напряжение смещения нуля равно нулю.

2.5.1. Инвертирующий усилитель на основе ОУ

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя (рис. 2.25), из которой видно, что в ней действует параллельная

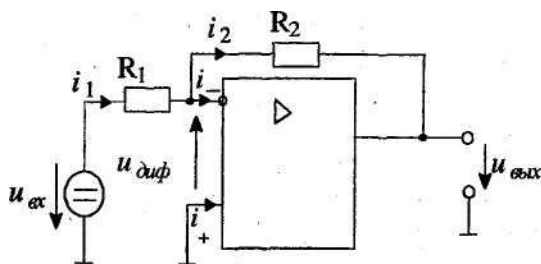


Рис. 2.25

обратная связь по напряжению. Так как $i_- = 0$, то в соответствии с первым законом Кирхгофа $i_1 = i_2$.

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $u_{диф} = 0$. В соответствии с этим на основании второго закона Кирхгофа получим

$$i_1 = \frac{u_{вх}}{R_1}, \quad i_2 = -\frac{u_{вых}}{R_2}.$$

Учитывая, что $i_1 = i_2$, получаем $u_{вых} = -u_{вх} R_2/R_1$.

Таким образом, инвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению, равным

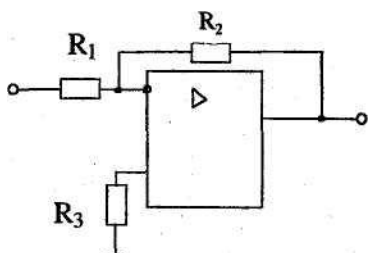
$$K_u = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Например, если $R_1 = 1\text{кОм}$, $R_2 = 10\text{кОм}$, тогда

$$u_{вых} = -10 \cdot u_{вх}.$$

Для уменьшения влияния входных токов операционного усилителя на выходное напряжение в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением R_3 (рис. 2.26), которое определяется из выражения

$$R_3 = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



Входное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах значительно ниже собственного входного сопротивления операционного усилителя. Это полностью соответствует сделанному ранее выводу о том, что параллельная отрицательная обратная связь, имеющая место в схеме, уменьшает входное сопротивление. Учитывая, что $u_{диф} \sim 0$, легко заметить, что входное сопротивление усилителя на низких частотах приблизительно равно R_1 .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах $R_{вых.ос}$ существенно меньше выходного сопротивления на низких частотах $R_{вых}$ собственно операционного усилителя. Это является следствием действия отрицательной обратной связи по напряжению.

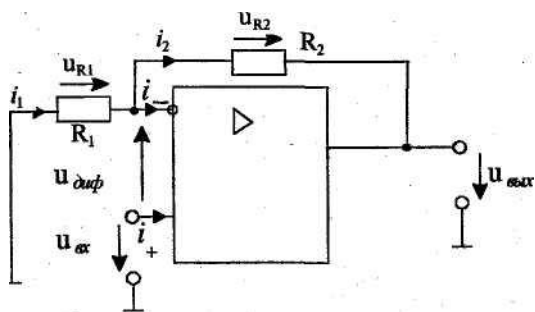
Можно показать, что

$$R_{вых.ос} = \frac{R_{вых}}{1 + K \cdot \frac{R_1}{R_2}},$$

где K — коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя.

2.5.2. Неинвертирующий усилитель на основе ОУ

Рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (рис. 2.25), где имеет место последовательная отрицательная связь по напряжению. Вначале выполним анализ схемы,



используя принятые допущения, а затем выполним анализ на основе выражений, полученных для усилителя с указанной обратной связью.

В соответствии с ранее принятыми допущениями входные токи ОУ равны нулю, т. е. $i_- = i_+ = 0$ и, следовательно, $i_1 = i_2$.

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $U_{ауф} = 0$. На основании второго закона Кирхгофа получаем

$$u_{R1} = -u_{вх}, \quad u_{R2} = u_{вх} - u_{вых}.$$

Далее имеем следующие выражения:

$$i_1 \cdot R_1 = -u_{вх}, \quad i_2 \cdot R_2 = u_{вх} - u_{вых}, \quad i_1 = -\frac{u_{вх}}{R_1},$$

$$i_2 = \frac{u_{вх} - u_{вых}}{R_2}, \quad -\frac{u_{вх}}{R_1} = \frac{u_{вх} - u_{вых}}{R_2}, \quad u_{вх} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{u_{вых}}{R_2},$$

$$u_{вых} = u_{вх} \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad u_{вых} = u_{вх} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Таким образом, неинвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению

$$K_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Воспользуемся общим выражением для коэффициента усиления усилителя, охваченного последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Предположим, что используется входной сигнал низкой частоты, и поэтому будем использовать вещественные коэффициенты K , β и $K_{у.ос}$. В соответствии с общим выражением

$$K_{у.ос} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta}.$$

При $K \rightarrow \infty$

$$K_{у.ос} = \frac{1}{\beta}.$$

Коэффициент β , как можно заметить из рис. 2.27, определяется выражением

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Таким образом, при $K \rightarrow \infty$

$$K_{u.ос} = 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

что совпадает с результатом, полученным на основании используемых допущений.

Пусть, например, $R_1 = 2\text{кОм}$, $R_2 = 4\text{кОм}$ и $u_{вх} = 2\text{В}$. Тогда

$$u_{вых} = 2 \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \right) = 6\text{В}.$$

Обратимся к общим выражениям для входного и выходного сопротивлений. Предполагая, что усилитель работает на низкой частоте, используем вещественные сопротивления $R_{вх}$, $R_{вх.ос}$, $R_{вых}$, $R_{вых.ос}$. Получаем, что входное сопротивление рассматриваемого усилителя

$$R_{вх.ос} = R_{вх} \cdot \left(1 + K \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right),$$

причем при $K \rightarrow \infty$ $R_{вх.ос} \rightarrow \infty$.

Аналогично

$$R_{вых.ос} = \frac{R_{вых}}{1 + K \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}.$$

Очевидно, при $K \rightarrow \infty$ $R_{вых} \rightarrow 0$. Заметим, что полученное выражение совпадает с приведенным выше выражением для усилителя с параллельной отрицательной обратной связью.

На входах операционного усилителя, использующегося в неинвертирующем усилителе, имеется синфазный сигнал, равный напряжению $u_{вх}$. Это недостаток такого усилителя. В инвертирующем усилителе синфазный сигнал отсутствует.

2.5.3. Повторитель напряжения на основе ОУ

Схема повторителя (рис. 2.28) легко может быть получена из схемы неинвертирующего усилителя при

$R_1 \rightarrow \infty$, $R_2 \rightarrow 0$. Здесь предполагается, что операционный усилитель работает в режиме усиления ($u_{диф} \sim 0$). Исходя из полученного выше общего выражения для напряжения $u_{вых}$ или используя второй закон Кирхгофа, получаем

$$u_{вых} = u_{вх}.$$

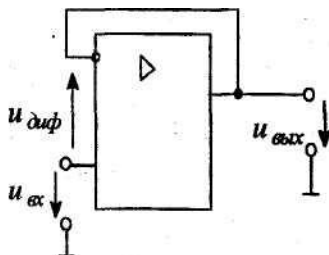


Рис. 2.28

2.5.4. Сумматор напряжений (инвертирующий сумматор)

Рассмотрим схему сумматора, приведенную на рис. 2.29.

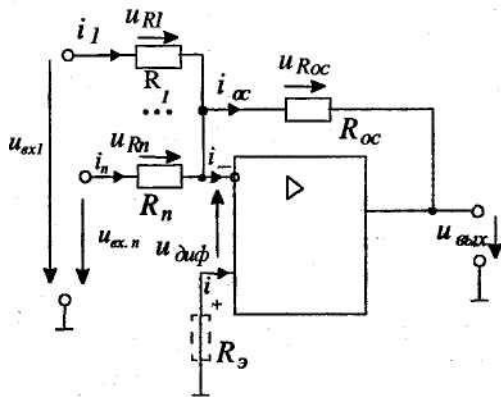


Рис. 2.29

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $u_{диф} \sim 0$. Учитывая, что $i_- = i_+ = 0$, получим

$$\sum_{j=1}^n i_j = i_{oc}.$$

При $u_{диф} \sim 0$ получим

$$u_{Rj} = u_{exj}, \quad j = 1, \dots, n;$$

$$u_{Roc} = u_{вых}.$$

На основании этих выражений после несложных преобразований, аналогичных выполненным для инвертирующего усилителя, получаем

$$u_{вых} = -R_{oc} \cdot \sum_{j=1}^n \frac{u_{exj}}{R_j}.$$

Для уменьшения влияния входных токов операционного усилителя в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением $R_3 = R_1 // R_2 // \dots // R_n // R_{oc}$

2.5.5. Вычитающий усилитель (усилитель с дифференциальным входом)

В вычитающем усилителе (рис. 2.30) один входной сигнал подается на инвертирующий вход, а второй — на неинвертирующий. Предположим, что операционный усилитель работает в линейном режиме. Тогда все устройство можно считать линейным и для анализа использовать принцип суперпозиции (наложения).

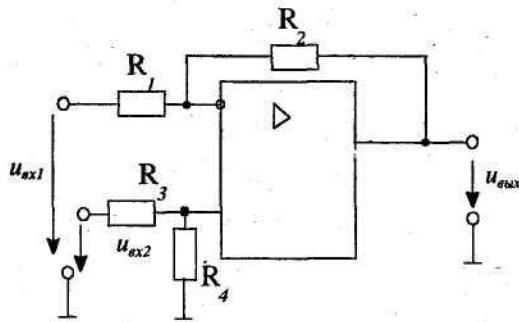
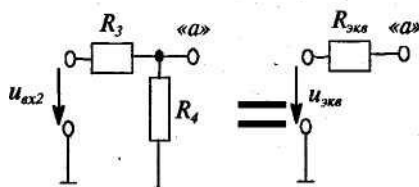


Рис. 2.30

Предположим, что $u_{\text{вх}2} = 0$, тогда соответствующее выходное напряжение $u'_{\text{вых}}$ будет определяться выражением, соответствующим инвертирующему усилителю:

$$u'_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}1} \frac{R_2}{R_1}.$$

Определим напряжение на выходе $u'_{\text{вых}}$, если $u_{\text{вх}1} = 0$. Для оценки воздействия напряжения $u_{\text{вх}2}$ целесообразно выполнить, на основе теоремы об эквивалентном генераторе, преобразование цепи, подключенной к неинвертирующему входу (рис. 2.31),



Как следует из указанной теоремы,

$$u_{\text{экв}} = u_{\text{вх}2} \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad R_{\text{экв}} = R_3 // R_4 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}.$$

В рассматриваемом случае напряжение на выходе $u'_{\text{вых}}$ будет определяться выражением, соответствующим неинвертирующему усилителю:

$$u''_{\text{вых}} = u_{\text{экв}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = u_{\text{вх}2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

В соответствии с принципом суперпозиции, общее напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ определяется из выражения

$$u_{\text{вых}} = u''_{\text{вых}} + u'_{\text{вых}} = u_{\text{вх}2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - u_{\text{вх}1} \cdot \frac{R_2}{R_1}, \quad \text{при } R_1 = R_2 = R_3 = R_4$$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}2} - u_{\text{вх}1}.$$

2.5.6. Схемы с диодами и стабилитронами на основе ОУ

Рассматриваемые схемы являются нелинейными, так как содержат нелинейные элементы — диоды и стабилитроны. Однако часто такие схемы анализируют, без использования ЭВМ, как линейные. При этом часто диоды и стабилитроны считают идеальными и заменяют открытые диоды и стабилитроны закоротками, запертые диоды и стабилитроны — разрывами, а стабилитроны, работающие в режиме пробоя, — источниками напряжения.

При использовании подобных способов линеаризации нелинейных схем основная проблема состоит в том, чтобы перед анализом определить, в каком режиме работает каждый нелинейный элемент. Здесь большую помощь может оказать опыт анализа подобных схем. Пусть сделано некоторое предположение о состоянии нелинейных элементов (например, предполагается, что первый диод открыт, второй закрыт и т. д.). Тогда после анализа схемы, выполненного на основе этого предположения, необходимо проверить его правильность. Например, необходимо убедиться, что через предположительно открытый диод, замененный закороткой, ток протекает в прямом направлении. При машинном анализе схемы, подобные рассматриваемым, анализируются как нелинейные.

Для примера выполним анализ схемы на рис. 2.32, предполагая, что диоды — идеальные. Пусть вначале

$u_{вх} = 1\text{ В}$. Если диод D1 открыт (заменяем его закороткой), а диод D2 — закрыт (заменяем его разрывом), то получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.33. Из данной схемы следует, что

$$u_{вых} = u_{вх} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 3\text{ В}.$$

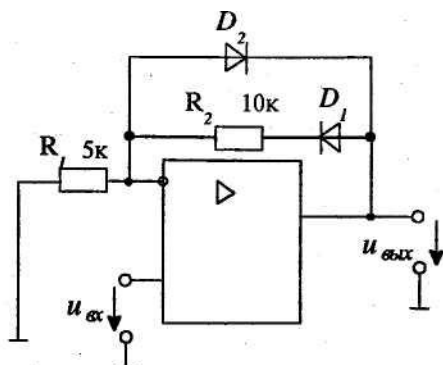


Рис. 2.32

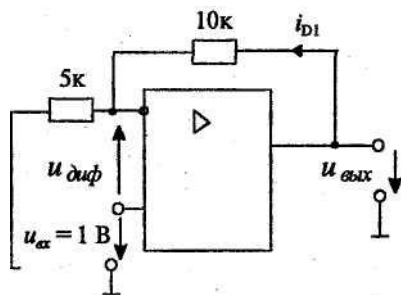


Рис. 2.33

Проверим правильность сделанного предположения, для чего определим ток i_{D1} диода D1 и напряжение u_{D2} диода D2. Используя допущение о том, что $u_{\text{диф}} = 0$, получаем $u_{D2} = -2 \text{ В}$ и $i_{D1} = 0,2 \text{ мА}$. Так как напряжение на диоде D2 отрицательное, а ток через диод D1 положителен, можно утверждать, что предположение было правильным.

Пусть теперь $u_{\text{ex}} = -1 \text{ В}$. Предположим, что диод D1 закрыт, а диод D2 открыт. Тогда получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 2.34, из которой получаем, что

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{ex}} \left(1 + \frac{0}{R_1} \right) = -1 \text{ В}.$$

Для проверки правильности сделанного предположения определим i_{D2} :

$$i_{D2} = i_{R1} = \frac{-u_{\text{ex}}}{R_1} = \frac{1}{5 \cdot 10^3} = 0,2 \text{ мА}.$$

Очевидно, что $u_{D1} = 0$. Полученные результаты позволяют утверждать, что предположение было правильным.

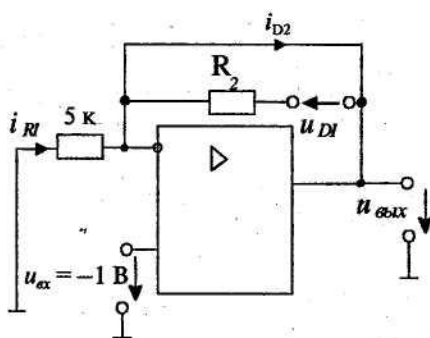


Рис. 2.34

2.6. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилитель называют усилителем постоянного тока (УПТ), если он может усиливать постоянные и медленно изменяющиеся сигналы. Такой усилитель может использоваться и для усиления переменных сигналов.

Выше рассмотрены операционные усилители, являющиеся усилителями постоянного тока. Но внутреннее устройство операционных усилителей не рассматривалось.

Для того, чтобы постоянные или медленно изменяющиеся сигналы могли быть переданы с входа усилителя на его выход, должны использоваться только гальванические связи между отдельными частями усилителя или эти сигналы должны быть преобразованы в переменные. Полученные переменные сигналы могут быть усилены с помощью усилителей переменного тока, в которых гальванические связи разорваны с помощью конденсаторов или трансформаторов. После усиления переменные сигналы должны быть преобразованы в постоянные или медленно изменяющиеся.

При построении УПТ с использованием гальванической связи между каскадами получают УПТ, которому присуще такое вредное явление, как дрейф нуля. Под дрейфом нуля понимают самопроизвольное изменение выходного напряжения при неизменном нулевом входном. Основными причинами дрейфа нуля усилителя являются:

изменение параметров элементов схемы, прежде всего транзисторов, за счет изменения температуры окружающей среды; изменение питающих напряжений; постоянное изменение параметров активных и пассивных элементов схемы, вызванное их старением. Сигнал дрейфа нуля может быть соизмерим с полезным сигналом, поэтому при построении УПТ принимают меры по снижению дрейфа нуля. Основными мерами снижения дрейфа являются жесткая стабилизация источников питания усилителей, использование отрицательных обратных связей, применение балансных компенсационных схем УПТ, использование элементов с нелинейной зависимостью параметров от температуры для компенсации температурного дрейфа, применение УПТ с промежуточным преобразованием и др.

Важным вопросом при построении УПТ является также согласование потенциалов соседних каскадов, согласование источника входного сигнала с УПТ, а также подключение нагрузки к УПТ таким образом, чтобы при нулевом входном напряжении, напряжение на нагрузке было также равно нулю. Поэтому простейшие УПТ, состоящие из нескольких каскадов, включенных последовательно и соединенных гальванической (непосредственной) связью, даже при условии согласования потенциалов обладают рядом недостатков, главным из которых является дрейф нуля.

Таким образом, для устранения отмеченных выше недостатков УПТ строят в виде параллельно-балансных каскадов, представляющих собой сбалансированный мост, в одно плечо которого включена нагрузка, а в другое — источник питания. Схема такого УПТ приведена на рис. 2.35.

Коллекторные сопротивления R_{K1} и R_{K2} , транзисторы T_1 и T_2 , резистор R_3 образуют мост, к одной диагонали которого подключен источник питания E_K , а в другую диагональ — между коллекторами транзисторов — включается нагрузка.

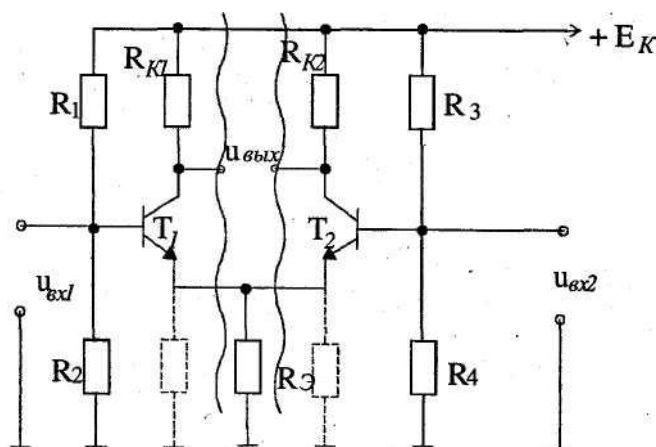


Рис. 2.35

При нулевых входных сигналах и полной симметрии схемы ($R_{K1} = R_{K2}$, T_1 и T_2 одинаковы) потенциалы коллекторов транзисторов T_1 и T_2 одинаковы и $u_{вх1}$, равное $u_{к1} - u_{к2}$, равно нулю. Высокая стабильность схемы объясняется тем, что при изменении напряжения источника питания или при одинаковых изменениях параметров транзисторов (например, за счет температуры) потенциалы обоих коллекторов получают равные приращения и, следовательно, выходное напряжение остается равным нулю. В реальных схемах всегда имеется некоторая несимметрия плеч и существует некоторый дрейф нуля, хотя он и значительно меньше, чем в других схемах. Входной сигнал в этой схеме может подаваться либо между базами, либо на одну из баз при фиксированном потенциале другой.

Представив R_3 в виде двух параллельно соединенных сопротивлений удвоенной величины (см. пунктир на рис. 2.35), можно увидеть, что рассматриваемый УПТ представляет собой два каскада с эмиттерной стабилизацией, объединенных соответствующим образом (см. вертикальные разделительные линии). Включив последовательно с R_3 дополнительный источник E_3 , можно

обеспечить такой начальный режим работы транзисторов, при котором потенциалы входов равны нулю и, следовательно, возможно убрать из схемы сопротивления делителей R_1, R_2, R_3, R_4 . В результате получится схема дифференциального усилителя.

2.6.1. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах

Схема дифференциального усилителя представлена на рис. 2.36. Как и при анализе операционного усилителя, при рассмотрении дифференциального усилителя широко используют дифференциальное входное напряжение $u_{вх.диф}$ и синфазное входное напряжение $u_{вх.синф}$. Эти понятия при обращении к операционному усилителю используют потому, что в качестве его входного каскада применяется дифференциальный усилитель. Дифференциальное входное напряжение определяется выражением

$$u_{вх.диф} = u_{вх2} - u_{вх1}$$

Пусть $u_{вх.диф} = 0$, тогда $u_{вх.синф} = u_{вх1} = u_{вх2}$. Напряжение $u_{вых.диф}$ называют выходным дифференциальным сигналом, причем $u_{вых.диф} = u_{к1} - u_{к2}$.

Основная идея, реализованная в дифференциальном каскаде, как это было показано выше, состоит в использовании в одном целом двух совершенно одинаковых половин. Эта идея достаточно часто применяется в электронике. Использование двух одинаковых половин приводит к тому, что выходное напряжение $u_{вых.диф}$ очень слабо зависит от входного синфазного напряжения и практичес-

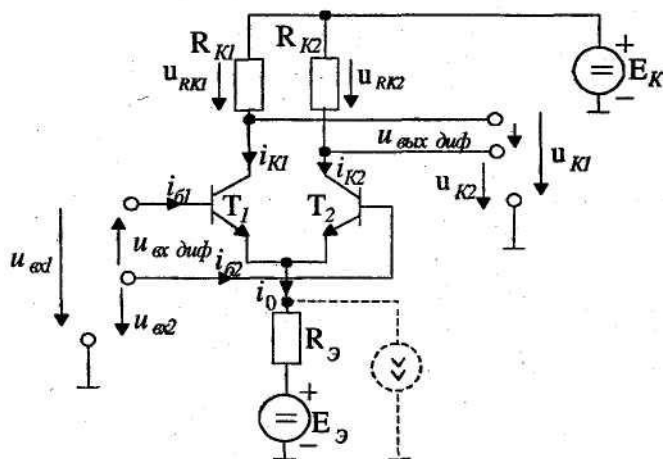


Рис. 2.36

ки определяется только напряжением $u_{вх.диф}$. Усилитель называют дифференциальным потому, что $u_{вых.диф}$ пропорционально напряжению $u_{вх.диф}$ (пропорционально разности напряжений $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$). Другие дестабилизирующие факторы, кроме синфазного напряжения, также оказывают слабое влияние на величину $u_{вх.диф}$.

Если увеличилась температура и возросли тепловые токи $I'_{кo1}$ и $I'_{кo2}$ соответственно транзисторов T_1 и T_2 , то из-за изменения напряжений u_{RK1} и u_{RK2} на резисторах R_{K1} и R_{K2} изменяются напряжения $u_{к1}$ и $u_{к2}$. Если сопротивления R_{K1} и R_{K2} равны, а изменения токов I'_{io1} и $I'_{ко2}$ одинаковы, то напряжение $u_{вых.диф}$ не изменится.

Допустим, что ток i_0 является неизменным, а схема полностью симметрична и $u_{диф} = 0$, тогда $i_{к1} = i_{к2} \sim i_0/2$, так как ток коллектора каждого транзистора примерно равен току эмиттера. В

случае изменения входного синфазного сигнала токи i_{K1} и i_{K2} не изменяются и поэтому не изменяются напряжения u_{K1} и u_{K2} , не говоря уже о напряжении $u_{вых.диф}$. В соответствии с этим в реальных усилителях вместо резистора R_K и источника напряжения E_K часто для ослабления влияния синфазного сигнала используют ту или иную схему на транзисторах, которая выполняет функцию источника тока. Эту схему при анализе обычно заменяют источником тока (на рис. 2.36 пунктир).

В интегральных схемах области полупроводника, соответствующие транзисторам, располагают очень близко друг от друга. Поэтому параметры транзисторов оказываются очень близкими, что обеспечивает симметрию дифференциального усилителя.

Рассмотрим кратко процессы, происходящие в усилителе при поступлении на его вход положительного сигнала $u_{вх.диф}$. При увеличении этого сигнала, во-первых, увеличиваются ток базы и ток коллектора транзистора T_2 . Это приводит к увеличению напряжения u_{RK2} и уменьшению напряжения u_{K2} . Во-вторых, уменьшаются ток базы и ток коллектора транзистора T_1 . Это приводит к уменьшению напряжения u_{RK1} и увеличению напряжения u_{K1} . В результате напряжение $u_{вых.диф}$ увеличивается. Если напряжение $u_{вх.диф}$ чрезмерно велико, то транзистор T_2 может войти в режим насыщения, а транзистор T_1 — в режим отсечки. При отрицательном напряжении $u_{вх.диф}$ транзисторы меняются ролями.

На практике широко используются также дифференциальные усилители на полевых транзисторах.

Проведем количественный анализ рассмотренного выше усилителя (рис. 2.36). Пусть $u_{диф} = 0$ и установлен фиксированный ток i_0 . Обозначим через b_{cm1}, b_{cm2} статические коэффициенты передачи тока базы, а через b_1, b_2 динамические коэффициенты соответственно для транзисторов T_1 и T_2 . Если $b_{cm1} = b_{cm2} = b_{cm}, b_1 = b_2 = b$, тогда в начальном режиме

$$i_{B1} = i_{B2} = \frac{i_0}{2 \cdot (1 + \beta_{ст})} \approx \frac{i_0}{2 \cdot \beta_{ст}},$$

$$i_{K1} = i_{K2} \approx \frac{i_0}{2}.$$

Допустим, $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, тогда

$$u_{K1} = u_{K2} = E_K - \frac{i_0}{2} \cdot R_K, \quad u_{вых.диф} = 0.$$

В частности, если

$$i_0 = \frac{E_K}{R_K}, \text{ то } u_{K1} = u_{K2} = 0.$$

Такой начальный режим работы обеспечивает максимально возможный диапазон изменения напряжений u_{K1} ,

u_{K2} и $u_{вых.диф}$ ($-E_K \dots + E_K$).

Определим коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала $K_{диф}$. Под

воздействием входного дифференциального напряжения $u_{вх.диф}$ токи i_{61} и i_{62} получили приращения, модуль которых обозначим через $|\Delta i_6|$. Если $u_{вх.диф} > 0$, то приращение тока i_{62} будет положительным, а тока i_{61} — отрицательным. Если в эквивалентной схеме транзистора учитывать сопротивление $r_э$ и не учитывать сопротивление $r_б$, то

$$u_{вх.диф} = 2 \cdot (\beta + 1) \cdot r_э \cdot |\Delta i_6|.$$

Нетрудно заметить, что

$$u_{вых.диф} = |\Delta i_6| \cdot \beta \cdot R_к \cdot 2.$$

С учетом выражений для $u_{вх.диф}$ и $u_{вых.диф}$ получим

$$K_{диф} = \frac{u_{вых.диф}}{u_{вх.диф}} = \frac{\beta \cdot R_к}{(\beta + 1) \cdot r_э} \approx \frac{R_к}{r_э}.$$

Как известно, при увеличении начального тока в цепи эмиттера величина $r_э$ уменьшается, а при уменьшении увеличивается. Поэтому при увеличении тока i_0 коэффициент $K_{диф}$ увеличивается. Это позволяет изменять коэффициент усиления, изменяя начальный режим работы усилителя.

2.6.2. Усилитель постоянного тока с модуляцией и демодуляцией (усилитель типа МДМ)

В усилителях рассматриваемого типа входной постоянный или медленно изменяющийся сигнал, как уже отмечалось, преобразуется (модулируется) в переменный повышенной частоты. Полученный сигнал усиливается с помощью усилителя переменного напряжения, а затем вновь преобразуется (демодулируется) в постоянный или медленно изменяющийся. Частота переменного напряжения часто составляет десятки килогерц.

Структурная схема усилителя типа МДМ приведена на рис. 2.37. Модулятор преобразует постоянный или медленно изменяющийся входной сигнал в переменное напряжение с частотой $f_{оп}$, определяемой генератором опорного напряжения, и амплитудой, пропорциональной входному сигналу. Переменное напряжение u_m с выхода модулятора поступает на вход низкочастотного усилителя переменного тока. Демодулятор — фазочувствительный выпрямитель — преобразует переменное напряжение в постоянное, причем величина постоянного напряжения пропорциональна амплитуде переменного напряжения, а следовательно, пропорциональна входному сигналу.

Временные диаграммы указанных на схеме напряжений, поясняющие работу усилителя, приведены на рис. 2.38.

Вследствие того, что в усилителях типа МДМ разорваны гальванические связи между каскадами, удается достичь

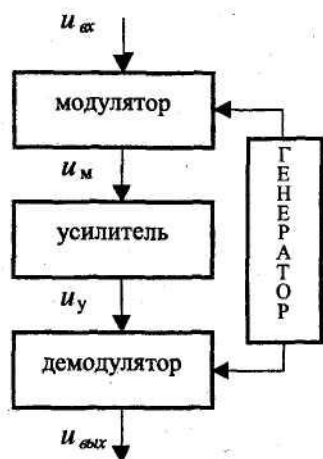


Рис. 2.37

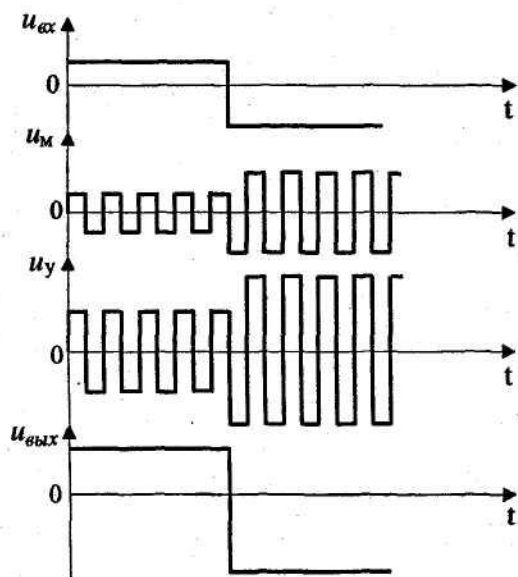


Рис. 2.38

высокого качества усиления, так как дрейф нуля в данной схеме отсутствует. Такие усилители могут использоваться в высокоточных (прецизионных) устройствах. Еще одним достоинством усилителей типа МДМ является возможность изолировать с помощью трансформатора входную и выходную части. Изолирующие усилители широко используются, к примеру, в медицинской электронике.

2.7. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ (мощные выходные усилители)

Усилителем мощности называют усилитель, предназначенный для обеспечения заданной мощности нагрузки P_H при заданном сопротивлении нагрузки R_H . Усилитель мощности является примером устройств силовой электроники. Основная цель при разработке таких устройств состоит в том, чтобы отдать нагрузке заданную мощность.

В противоположность устройствам силовой электроники при проектировании устройств информативной (информационной) электроники основная цель состоит в том, чтобы выполнить заданную обработку сигнала и получить выходные сигналы, содержащие ту или иную информацию о входных. В качестве примера можно назвать устройства, определяющие, в какой момент времени входной сигнал принимает максимальное значение. В устройствах информативной электроники, как правило, стремятся снизить мощность обрабатываемых сигналов до такого уровня, при котором помехоустойчивость устройства еще приемлема. В устройствах силовой электроники такую задачу в соответствии с изложенным нельзя ставить в принципе.

Реальное устройство может содержать черты как силовой, так и информативной электроники, но об указанном различии следует постоянно помнить. Необходимо отметить, что функции устройств информативной электроники все чаще берут на себя микропроцессоры. Но микропроцессоры, естественно, не в состоянии выполнять функции устройств силовой электроники.

На усилитель мощности, как правило, приходится подавляющая часть мощности, потребляемая тем устройством, составной частью которого он является. Поэтому всемерное внимание уделяется повышению коэффициента полезного действия усилителя мощности. Другой важной проблемой является уменьшение габаритных размеров и веса усилителя мощности, так как они часто определяют габаритные размеры и вес всего устройства. Проблемы повышения коэффициента полезного действия и уменьшения габаритных размеров тесно связаны, потому что габаритные размеры и вес усилителя сильно зависят от габаритных размеров и веса охладителей. Чем больше коэффициент полезного действия, тем меньше габаритные размеры и вес усилителя.

Транзисторы усилителей мощности работают в режиме большого сигнала, когда амплитуды переменных составляющих токов и напряжений достаточно велики. При этом заметно проявляются нелинейные свойства транзисторов и возникают нелинейные искажения входного сигнала. С другой стороны, обычно не допускается, чтобы выходной сигнал был сильно искаженным.

Уровень нелинейных искажений и КПД усилителя мощности существенно зависят от начального режима работы, причем нелинейные искажения обуславливаются нелинейностью не только входных, но и выходных характеристик транзисторов, так как они работают в режиме большого сигнала. Минимально возможный уровень нелинейных искажений можно обеспечить в режиме класса А, а максимально возможный КПД — в режиме классов В или АВ.

Усилители мощности бывают одноктактные и двухтактные, причем первые работают в режиме класса А, а вторые — в режиме классов В или АВ. Одноктактные усилители мощности применяются при относительно малых выходных мощностях (единицы ватт).

В соответствии с требованием обеспечить заданную мощность нагрузки P_H при разработке усилителя мощности должен быть решен вопрос о соответствующем выборе напряжения питания усилителя E . Предположим, что усилитель с указанным напряжением питания может создать на нагрузке синусоидальный сигнал с максимально возможной амплитудой напряжения

$$U_m = \frac{E}{2}.$$

Тогда максимально возможная мощность нагрузки $P_{H\text{макс}}$ определится выражением

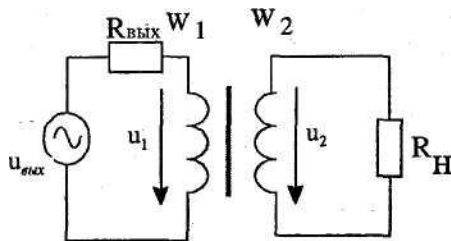
$$P_{H\text{макс}} = \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_H} = \frac{U_m^2}{2 \cdot R_H} = \frac{E^2}{8 \cdot R_H},$$

откуда

$$E = 2 \cdot \sqrt{P_{H \text{ МАКС}} \cdot R_H \cdot 2}.$$

Если по каким-либо причинам выбрать полученное значение E не представляется возможным, для согласования усилителя и нагрузки можно использовать трансформатор. Однако трансформатор часто является нежелательным элементом усилителя мощности, так как это сравнительно дорогое и сложное в изготовлении устройство.

Рассмотрим согласование нагрузки и усилителя с помощью трансформатора (рис. 2.39). Через W_1 и W_2 обозначено соответственно количество витков первичной и вторичной обмоток трансформатора, а через $u_{\text{ВЫХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ — соответственно выходное напряжение и выходное сопротивление усилителя.



При определении мощности нагрузки эту схему можно заменить эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2.40. В ней через R'_H обозначено приведенное сопротивление нагрузки

$$R'_H = \frac{R_H}{n^2},$$

где n — коэффициент трансформации ($n = W_2/W_1$)

Изменяя коэффициент трансформации, можно добиться необходимого согласования усилителя и нагрузки, причем известно, что максимальная мощность в нагрузку отдается при $R_{\text{ВЫХ}} = R'_H$. Отсюда определим оптимальное значение коэффициента трансформации:

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{\text{ВЫХ}}}}.$$

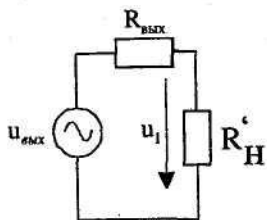
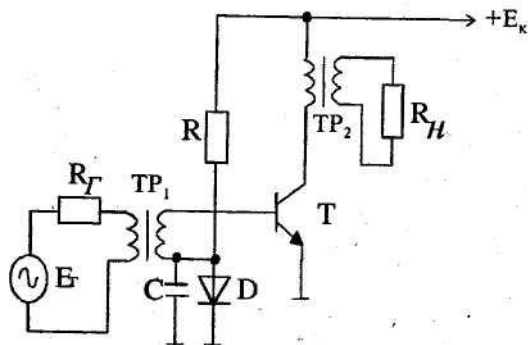


Рис. 2.40

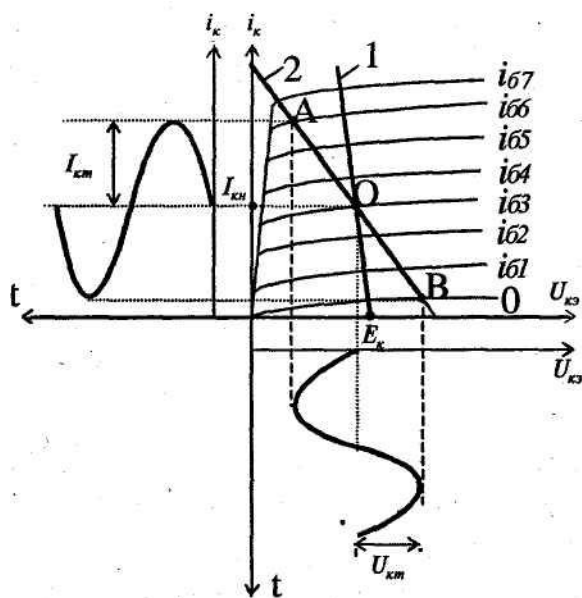
2.7.1. Трансформаторные усилители мощности

Рассмотрим одноконтурный усилитель мощности, в котором трансформатор включен по схеме с ОЭ (рис. 2.41). Трансформаторы TP_1 и TP_2 предназначены для согласования



нагрузки и выходного сопротивления усилителя и входного сопротивления усилителя с сопротивлением источника входного сигнала соответственно. Элементы R и D обеспечивают начальный режим работы транзистора, а C увеличивает переменную составляющую, поступающую на транзистор T .

Для анализа схемы изобразим семейство выходных характеристик транзистора, линии нагрузки и временные диаграммы (рис. 2.42). Линия 1 — это линия нагрузки по постоянному току, выходящая из точки, соответствующей E_K , а наклон ее определяется омическим сопротивлением первичной обмотки трансформатора TP_2 . Точка O является начальной рабочей точкой транзистора. Через нее проходит линия нагрузки по переменному току 2, наклон которой определяется приведенным сопротивлением



построений следует, что напряжение на транзисторе может достигать почти удвоенной

величины E_K .

Проведем количественный анализ рассматриваемой схемы:

$$P'_H = \frac{U_{km}}{\sqrt{2}} \frac{I_{km}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} U_{km} I_{km},$$

где P'_H — выходная, мощность, приведенная к первичной обмотке трансформатора TP_2 ;

$$P_H = P'_H \cdot \eta_{TP},$$

где η_{TP} - КПД TP_2 ($\eta_{TP} = 0,75 - 0,95$).

Мощность, потребляемая усилителем от источника питания $P_{ПОТР} = E_K I_{KH}$. Следовательно, КПД усилителя

$$\eta = \frac{P_H}{P_{ПОТР}} = \frac{1}{2} \frac{U_{km} \cdot I_{km}}{E_K \cdot I_{KH}} \eta_{TP}.$$

Для идеального усилителя $U_{km} = E_K I_{km} = I_{KH}$, $\eta_{TP} = 1$, а следовательно, теоретический КПД усилителя $\eta_{ТеоР} = 0,5$. Реальный же КПД

$$\eta_{РЕАЛ} = 0,3 \div 0,35.$$

Рассмотрим двухтактный усилитель мощности (рис. 2.43). Транзисторы могут быть включены по схеме либо с ОЭ (рис. 2.43, а), либо с ОБ (рис. 2.43, б).

Обе схемы могут работать в режиме класса В (резисторы R_1 и R_2 не используются) либо в режимах классов АВ или А (резисторы R_1 и R_2 обеспечивают соответствующий начальный режим работы транзисторов).

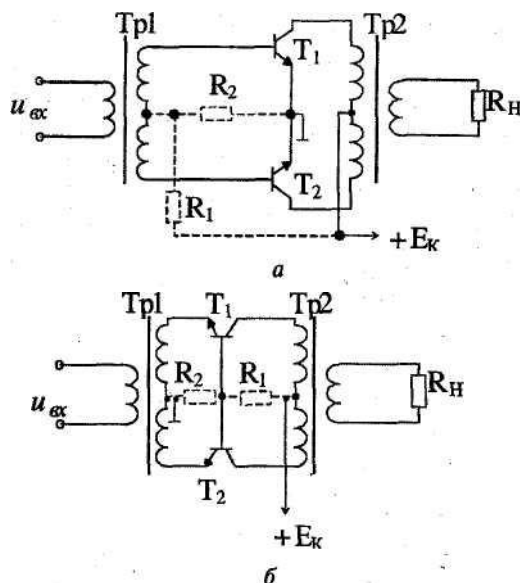
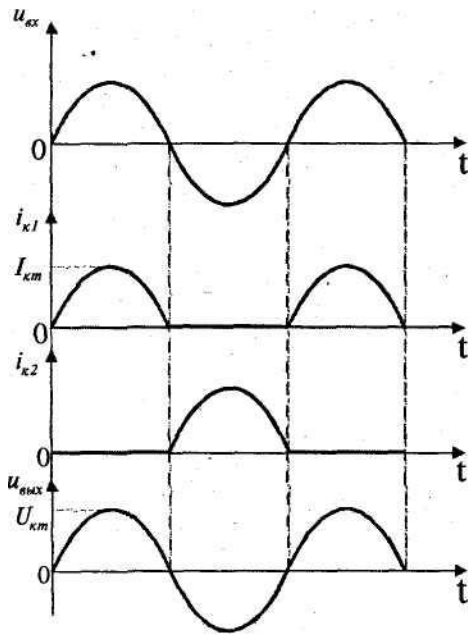


Рис. 2.43

Временные диаграммы, соответствующие классу В (рис. 2.44), показывают, что двухтактный усилитель можно рассматривать как две независимые схемы, работающие поочередно, каждая в течение полупериода входного сигнала. Проведем количественный анализ двухтактного усилителя, работающего в режиме класса В при включении транзисторов по схеме с общей базой (рис. 2.43, б). Средний ток (постоянная составляющая) каждого из транзисторов с учетом обратного тока $I_{\kappa 0}$

$$I_{cpT_1} = I_{cpT_2} = \frac{1}{\pi} I_{\kappa m} + I_{\kappa 0}.$$



Таким образом, ток и мощность, потребляемые усилителем от источника тока, соответственно равны:

$$I_{потр} = (I_{cpT_1} + I_{cpT_2}) = 2 \left(\frac{1}{\pi} I_{\kappa m} + I_{\kappa 0} \right),$$

$$P_{потр} = E_{\kappa} I_{потр} = \frac{2E_{\kappa}}{\pi} (I_{\kappa m} + \pi \cdot I_{\kappa 0}) = \frac{2}{\pi} E_{\kappa} \cdot I_1,$$

$$I_1 = I_{\kappa m} + \pi I_{\kappa 0}.$$

Так же, как это делалось ранее для однотактного усилителя мощности, определим

$$P'_H = \frac{U_{\kappa m} \cdot I_{\kappa m}}{2},$$

а

$$P_H = P'_H \cdot \eta_{TP} = \frac{U_{\kappa m} \cdot I_{\kappa m}}{2} \cdot \eta_{TP}.$$

Следовательно, КПД двухтактного усилителя мощности в режиме класса В

$$\eta = \frac{P_H}{P_{\text{потр}}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{\text{км}} \cdot I_{\text{км}}}{E_{\text{к}} \cdot I_{\text{л}}} \cdot \eta_{\text{ТР}}.$$

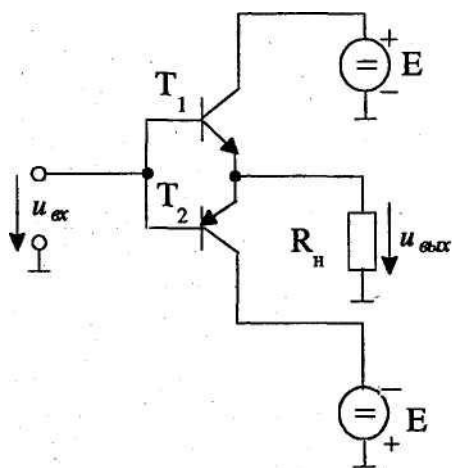
Для идеального усилителя $U_{\text{км}} = E_{\text{к}}, I_{\text{км}} = I_{\text{л}}, \eta_{\text{ТР}} = 1$, а

следовательно, теоретический КПД $\eta_{\text{ТЕОР}} = \pi/4 = 0,78$. Реальный же КПД составляет 0,6 - 0,7.

Поскольку трансформатор является нежелательным элементом усилителей мощности, так как имеет большие габариты и вес, относительно сложен в изготовлении, то в настоящее время наибольшее распространение находят бестрансформаторные усилители мощности.

2.7.2. Бестрансформаторные усилители мощности

Рассмотрим двухтактный усилитель мощности на биполярных транзисторах различного типа проводимости (комплементарный эмиттерный повторитель, усилитель с дополнительной симметрией) (рис. 2.45). Транзисторы усилителя работают в режиме класса В. При поступлении



на вход усилителя положительной полуволны напряжения $u_{\text{вх}}$ транзистор T_1 работает в режиме усиления, а транзистор T_2 — в режиме отсечки. При поступлении отрицательной полуволны транзисторы меняются ролями. Так как напряжение между базой и эмиттером открытого транзистора мало (около 0,7 В), напряжение $u_{\text{вых}}$ близко к напряжению $u_{\text{вх}}$. Однако выходное напряжение оказывается искаженным из-за влияния нелинейностей входных характеристик транзисторов. Для рассматриваемого усилителя максимально возможная амплитуда напряжения на нагрузке U_m равна E . Поэтому максимально возможная мощность нагрузки определяется выражением

$$P_{\text{н.макс}} = \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_H} = \frac{E^2}{2 \cdot R_H}.$$

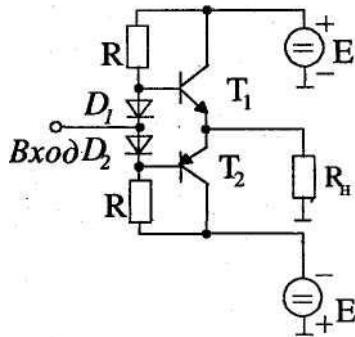
Можно показать, что при максимальной мощности нагрузки усилитель потребляет от источников питания мощность, определяемую выражением

$$P_{\text{потр.макс}} = \frac{2 \cdot E^2}{\pi \cdot R_H}.$$

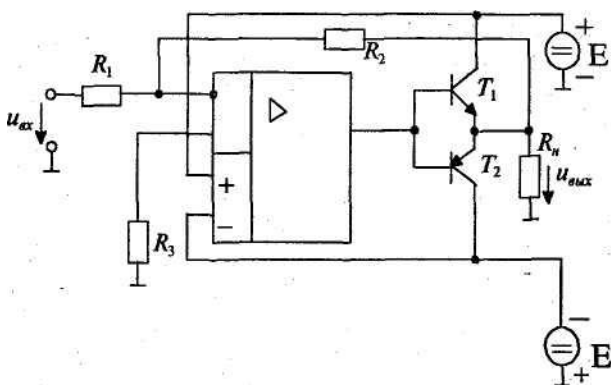
Отсюда получаем максимально возможный коэффициент полезного действия усилителя

$$\eta_{\max} = \frac{P_{н. \max}}{P_{\text{потр. макс}}} = \frac{\pi}{4} \approx 0,78.$$

Для уменьшения нелинейных искажений обеспечивают некоторое начальное смещение на входах транзисторов и тем самым переводят их в режим класса АВ (рис. 2.46). При этом коэффициент полезного действия несколько уменьшается.



Рассмотрим двухтактный усилитель мощности с операционным усилителем (рис. 2.47). В схеме использована общая отрицательная обратная связь (резисторы R_1 и R_2), охватывающая оба каскада (на операционном усилителе и на биполярных транзисторах), благодаря которой схема создает настолько малые нелинейные искажения, что часто



не требует дополнительных цепей смещения для каскада на транзисторах T_1 и T_2 . Поскольку напряжение на нагрузке R_H примерно равно напряжению на выходе ОУ, то мощность на выходе всего усилителя ограничивается выходным напряжением ОУ.

2.8. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтром называют устройство, которое передает (пропускает) синусоидальные сигналы в одном определенном диапазоне частот (в полосе пропускания) и не передает

(задерживает) их в остальном диапазоне частот (в полосе задерживания). Естественно, фильтры используют для передачи не только синусоидальных сигналов, но, определяя полосы пропускания и задерживания, ориентируются именно на синусоидальные сигналы. Зная, как фильтр передает синусоидальные сигналы, обычно достаточно легко определить, как он будет передавать сигналы и другой формы. В устройствах электроники фильтры используются очень широко. Различают аналоговые и цифровые фильтры. В аналоговых фильтрах обрабатываемые сигналы не преобразуют в цифровую форму, а в цифровых перед обработкой сигналов осуществляют такое преобразование.

Ниже рассматриваются аналоговые фильтры. Такие фильтры строят на основе как пассивных (конденсаторов, катушек индуктивности, резисторов), так и активных элементов (транзисторов, операционных усилителей). Для аналоговой фильтрации широко используют также электромеханические фильтры: пьезоэлектрические и механические. В пьезоэлектрических фильтрах используют естественный и искусственный кварц, а также пьезокерамику. Основу механического фильтра составляет то или иное механическое устройство.

Важно различать требования, предъявляемые к фильтрам силовой и информативной (информационной) электроники. Фильтры силовой электроники должны иметь как можно больший коэффициент полезного действия. Для них очень важной является проблема уменьшения габаритных размеров. Такие фильтры часто строят на основе только пассивных элементов. К фильтрам силовой электроники относятся сглаживающие фильтры, рассматриваемые при изучении вторичных источников питания. Фильтры информативной электроники чаще разрабатывают при использовании активных элементов. При этом широко используют операционные усилители.

Фильтры, содержащие активные элементы, называют активными. Ниже рассматриваются активные фильтры, в которых обычно не используются катушки индуктивности. Поэтому они могут быть изготовлены с применением технологии интегральных микросхем (катушки с большой индуктивностью не удастся изготовить по указанной технологии). Нередко активные фильтры оказываются дешевле соответствующих фильтров на пассивных элементах и занимают меньшие объемы. Активные фильтры способны усиливать сигнал, лежащий в полосе пропускания. Во многих случаях их достаточно легко настроить. Укажем также и недостатки активных фильтров:

- использование источника питания;
- невозможность работы на таких высоких частотах, на которых используемые операционные усилители уже не способны усиливать сигнал.

2.8.1. Общее математическое описание фильтров

Фильтры вообще и активные фильтры, в частности, являются настолько важными устройствами электроники, что вопросам их строгого, математического описания уделялось и уделяется самое серьезное внимание. Публикуется большое число научных статей и книг, посвященных фильтрам. Для того, чтобы инженер или научный работник был в состоянии воспользоваться указанными источниками информации, а также средствами автоматизированного проектирования, он должен хотя бы в общих чертах знать особенности математического описания фильтров.

Обычно фильтр анализируется как конечная линейная электронная схема с сосредоточенными параметрами. Если реальная схема фильтра является нелинейной (например, содержит транзисторы или операционные усилители), то при анализе она линеаризуется и затем рассматривается как линейная.

В соответствии с изложенным фильтр описывается обыкновенным линейным дифференциальным уравнением некоторого порядка n

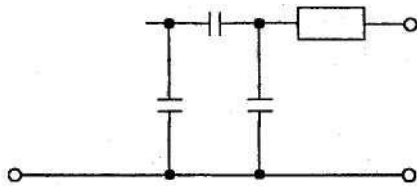
$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_n \frac{d^n x}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

где $x = x(t)$ — входной сигнал фильтра (обычно — входное напряжение);
 $y = y(t)$ — выходной сигнал фильтра (обычно — выходное напряжение);
 $a_i, i=0, \dots, n; b_i, i = 0, \dots, m$ — вещественные коэффициенты.

Для фильтров, которые могут быть реализованы, выполняется соотношение $n > m$. Величину n называют также порядком фильтра. Если, например, $n = 2$, то говорят, что фильтр второго порядка.

Необходимо отметить, что вместо записанного одного уравнения фильтр может быть описан линейной системой из n дифференциальных уравнений первого порядка (системой дифференциальных уравнений в форме Коши). Показано, что величина n равна или меньше количества реактивных элементов (конденсаторов и катушек индуктивности) фильтра. Например, если в фильтре три конденсатора, то он может быть третьего или меньшего порядка. Инженеру нужно знать, что порядок фильтра определяется количеством тех напряжений на конденсаторах и токов катушек индуктивности, которые могут задаваться как начальные независимо друг от друга.

Для примера обратимся к схеме, приведенной на рис. 2.48.



Уже до составления одного дифференциального уравнения или эквивалентной системы дифференциальных уравнений можно сказать, что это схема второго порядка, так как начальные напряжения при расчете переходного процесса можно задавать независимо для двух из трех конденсаторов.

Применим к приведенному выше уравнению прямое преобразование Лапласа и определим передаточную функцию $T(s)$ как отношение операторного изображения $Y(s)$ выходной величины к операторному изображению $X(s)$ входной величины:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0},$$

где s — комплексная частота.

Запишем передаточную функцию в следующем виде:

$$T(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)},$$

где K — вещественный коэффициент; $z_1 \dots z_m$ — ... корни полинома числителя (их принято называть нулями);

$p_1 \dots p_n$ — корни полинома знаменателя (их принято называть полюсами).

Известно, что полюсы и нули могут быть или вещественными, или комплексно-сопряженными.

Как уже отмечалось, при описании свойств фильтров обычно ориентируются на синусоидальные сигналы. При этом имеют в виду установившийся режим работы. В такой ситуации широко используют частотную передаточную функцию $T(j\omega)$, которую получают из обычной передаточной функции при использовании подстановки

$$s = j\omega,$$

где ω — круговая частота, рад/сек.

Получаем

$$T(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)}.$$

Укажем три характеристики, которые широко используются для описания фильтров:

- амплитудно-частотная;
- фазочастотная;
- времени задержания (группового времени задержания).

Амплитудно-частотная характеристика представляет собой зависимость вида

$$A(\omega) = |T(j\omega)|.$$

Значение $A(\omega)$ на некоторой частоте дает отношение действующих (и амплитудных) значений сигналов на выходе и входе фильтра. На практике широко используют амплитудно-частотную характеристику в децибелах, которая представляет собой зависимость вида

$$A_{дБ}(\omega) = 20 \lg |T(j\omega)|.$$

Фазочастотная характеристика — это зависимость вида

$$\varphi(\omega) = \arg T(j\omega).$$

Значение $\varphi(\omega)$ на некоторой частоте является сдвигом по фазе выходной величины по отношению ко входной.

Характеристика времени задержания — это зависимость вида

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

Величина $\tau(\omega)$ — это время задержания (групповое). Оно характеризует сдвиг по времени выходной величины по отношению к входной.

Наиболее широко используют амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики. Характеристика времени задержания не несет принципиально новой информации по сравнению с фазочастотной характеристикой, но является весьма полезной и используется достаточно часто. Для уяснения роли времени задержания при анализе фильтров кратко рассмотрим проблему искажения формы сигнала, содержащего несколько гармоник, при прохождении его через фильтр. Напомним, что фильтр рассматривается как линейное устройство, поэтому речь идет не о нелинейных искажениях. Имеются в виду искажения, причиной которых является несовершенство фазочастотной характеристики фильтра.

Вначале рассмотрим фильтр с настолько совершенной фазочастотной характеристикой, что искажение формы сигнала отсутствует. Такая фазочастотная характеристика является линейной однородной функцией круговой частоты и определяется выражением

$$\varphi(\omega) = -k\omega,$$

где k — постоянная положительная величина. Приведем соответствующий график (рис. 2.49). Пусть входным сигналом является напряжение $u_{вх}$, содержащее две гармоники (рис. 2.50):

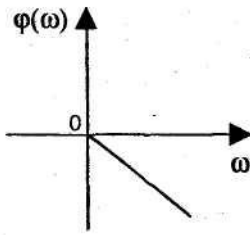


Рис. 2.49

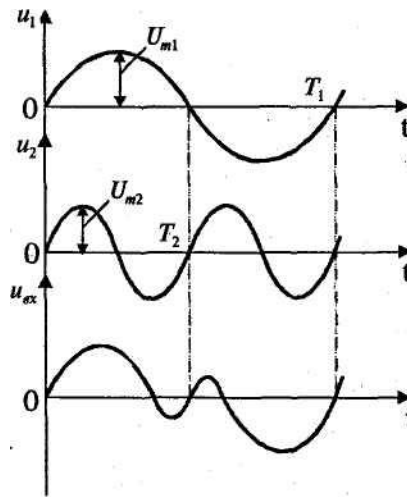


Рис. 2.50

Для первой гармоники фильтр обеспечивает сдвиг по фазе $\varphi_1(\omega) = -k\omega_1$, а для второй гармоники сдвиг по фазе будет равен $\varphi_2(\omega) = -k\omega_2 = -2k\omega_1$. Обозначим через T_1 и T_2 периоды соответственно первой и второй гармоник, а через f_1 и f_2 — их частоты. Определим сдвиги по времени t_1 и t_2 , соответствующие сдвигам по фазе φ_1 и φ_2 . Обратимся к первой гармонике. Для нее сдвиг по фазе -2π соответствует периоду T_1 а сдвиг по фазе φ_1 , соответствует искомого времени t_1 .

Составим пропорцию $\frac{-2\pi}{\varphi_1} = \frac{T_1}{t_1}$,

отсюда

$$t_1 = \frac{\varphi_1 \cdot T_1}{-2\pi} = \frac{\varphi_1 \cdot \frac{1}{f_1}}{-2\pi} = \frac{\varphi_1}{-\omega_1} = \frac{-k\omega_1}{-\omega_1} = k.$$

Аналогично получаем

$$t_2 = \frac{\varphi_2}{-\omega_2} = \frac{-2k\omega_1}{-2\omega_1} = k.$$

Таким образом, в рассматриваемом случае гармоники будут сдвинуты по времени на одну и ту же величину k и поэтому сигнал не будет искажен, т. е. форма его останется прежней. Но, естественно, выходной сигнал будет сдвинут относительно входного на время $+k$ (в рассматриваемом случае выходной сигнал будет отставать от входного на время k).

Определим для рассматриваемого фильтра время задержки:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = k.$$

Таким образом, в рассматриваемом случае время задержки — это время, на которое выходной сигнал будет сдвинут относительно входного.

Если фазочастотная характеристика не будет линейной однородной функцией круговой частоты, то различные гармоники будут сдвинуты фильтром на различные отрезки времени, и поэтому форма сигнала, содержащего не одну гармонику, будет искажаться. Чем ближе фазочастотная характеристика некоторого фильтра к линейной однородной функции (и чем меньше значения времени задержки отличаются от некоторой константы), тем искажения будут меньше.

Поэтому при использовании систем автоматизированного проектирования (САПР) характеристику времени задержки часто выводят на экран компьютера и используют для оценки искажений сигналов фильтром. Время задержки называют также временем запаздывания.

Из изложенного следует, что частотные характеристики фильтра полностью определяются значением коэффициента K передаточной функции, а также значением ее нулей и полюсов. Нули и полюсы часто изображают в виде точек на плоскости комплексной частоты (s -плоскости), получая так называемую диаграмму нулей и полюсов. Такая диаграмма вместе с коэффициентом K несет полную информацию о частотных свойствах фильтра. Имея диаграмму нулей и полюсов, легко определить значения модуля и аргумента частотной передаточной функции, т. е. коэффициент усиления и сдвиг по фазе.

Допустим, что некоторый полюс p_k расположен на s -плоскости так, как показано на рис. 2.51. Пусть круговая частота равна ω_l . Тогда для учета полюса p_k в знаменателе дроби, определяющей величину $|T(j\omega)|$, следует добавить сомножитель, равный длине вектора с началом в полюсе p_k и окончанием на мнимой оси с ординатой ω_l , а в алгебраическую сумму, определяющую величину

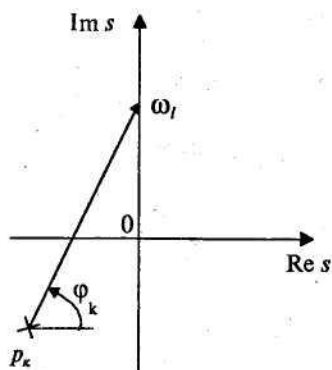


Рис. 2.51

$\arg T(j\omega)$, следует добавить слагаемое $-\varphi_k$, где φ_k — угол, указанный на рисунке.

2.8.2. Классификация фильтров по виду их амплитудно-частотных характеристик

Рассмотрим основные типы фильтров, классифицируемых по виду амплитудно-частотных характеристик.

Фильтры нижних частот. Для фильтров нижних частот (ФНЧ) характерно то, что входные сигналы низких частот, начиная с постоянных сигналов, передаются на выход, а сигналы высоких частот задерживаются.

Приведем примеры амплитудно-частотных характеристик фильтров нижних частот. На рис. 2.52, а показана характеристика идеального (не реализуемого на практике) фильтра (ее иногда называют характеристикой типа «кирпичная стена»). На других рисунках представлены характеристики реальных фильтров.

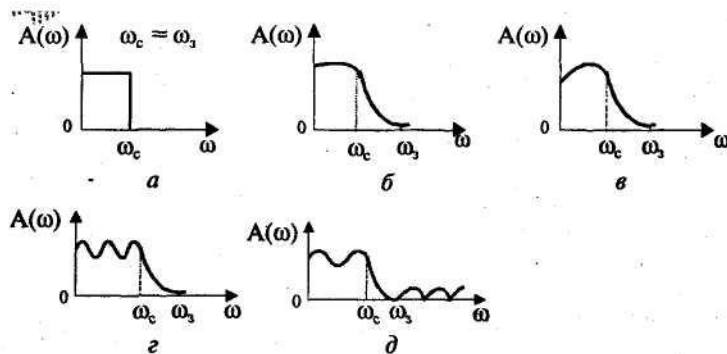


Рис. 2.52

Полоса пропускания лежит в пределах от нулевой частоты до частоты среза ω_c . Обычно частоту среза определяют как частоту, на которой величина $A(\omega)$ равна 0,707 от максимального значения (т. е. меньше максимального значения на 3 дБ).

Полоса задерживания (подавления) начинается от частоты задерживания ω_3 и продолжается до бесконечности. В ряде случаев частоту задерживания определяют как частоту, на которой величина $A(\omega)$ меньше максимального значения на 40 дБ (т. е. меньше в 100 раз).

Между полосами пропускания и задерживания у реальных фильтров расположена переходная полоса. У идеального фильтра переходная полоса отсутствует.

Фильтры верхних частот. Фильтр верхних частот характерен тем, что он пропускает сигналы верхних и задерживает сигналы нижних частот.

Частотные характеристики фильтров верхних частот, как и характеристики фильтров нижних частот, многообразны в своих деталях.

Изобразим для иллюстрации две характеристики: идеальную, нереализуемую (рис. 2.53, а), и одну из типичных реальных (рис. 2.53, б). Через ω_c и ω_3 обозначены частоты среза и задерживания.

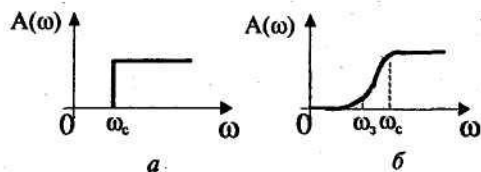


Рис. 2.53

Полосовые фильтры (полосно-пропускающие). Полосовой фильтр пропускает сигналы одной полосы частот, расположенной в некоторой внутренней части оси частот. Сигналы с частотами вне этой полосы фильтр задерживает.

Изобразим амплитудно-частотную характеристику для идеального (нереализуемого) фильтра (рис. 2.54, а) и одну из типичных реальных характеристик (рис. 2.54, б). Через ω_{c1} и ω_{c2} обозначены две частоты среза, ω_0 — средняя частота. Она определяется выражением

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}}.$$

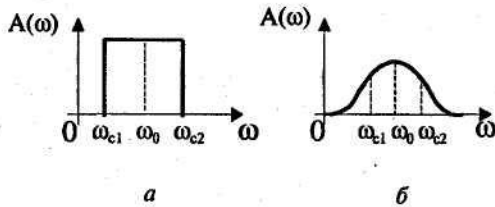


Рис. 2.54

Режекторные фильтры (полосно-заграждающие). Режекторные фильтры не пропускают (задерживают) сигналы, лежащие в некоторой полосе частот, и пропускают сигналы с другими частотами. Изобразим амплитудно-частотную характеристику для идеального (нереализуемого) фильтра (рис. 2.55, а) и одну из типичных реальных характеристик (рис. 2.55, б).

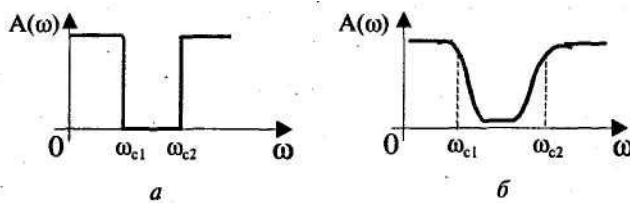


Рис. 2.55

Все пропускающие фильтры (фазовые корректоры). Эти фильтры пропускают сигналы любой частоты. Построим соответствующую амплитудно-частотную характеристику (рис. 2.56). Такие фильтры используются в некоторой электронной системе для того, чтобы изменить с той или иной целью фазочастотную характеристику всей системы.

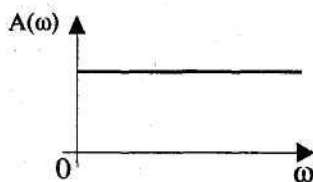
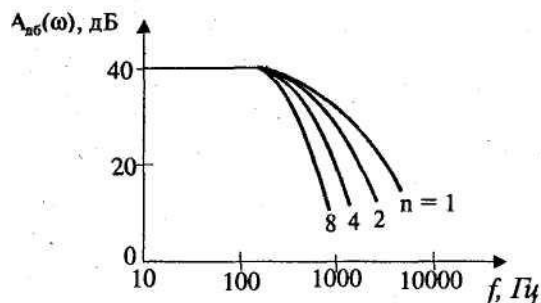


Рис. 2.56

Исходя из приведенного выше математического описания фильтров, нетрудно сделать вывод, что ход амплитудно-частотной характеристики на достаточном удалении от полосы пропускания прямо определяется порядком фильтра. Этот факт хорошо иллюстрируют амплитудно-частотные характеристики, выполненные в логарифмическом масштабе. Рассмотрим указанные характеристики для некоторых фильтров различного порядка, имеющих одинаковые коэффициенты усиления на нулевой частоте, равные 100 (рис. 2.57).

Из математического описания следует, что на достаточном расстоянии от полосы пропускания наклон характеристики



равен $-20n$ дБ/дек, где n — порядок фильтра. Наклон -20 дБ/дек означает, что увеличение частоты в 10 раз приводит к уменьшению коэффициента усиления в 10 раз, а наклон -40 дБ/дек означает, что увеличение частоты в 10 раз приводит к уменьшению коэффициента усиления в 100 раз.

Из изложенного следует, что если необходимо обеспечить более быстрое изменение коэффициента усиления на удалении от полосы пропускания, то следует увеличить порядок фильтра (но при этом схема фильтра усложняется).

2.8.3. Классификация фильтров по особенностям полиномов, входящих в передаточные функции

Рассмотрим эту классификацию на примере фильтров низкой частоты. Свойства фильтров сильно зависят от того, какими полиномами описываются их передаточные функции, или, другими словами, от того, как расположены нули и полюсы на плоскости комплексной частоты. Указанные особенности математического описания определяют ход амплитудно-частотных характеристик в полосе пропускания и в переходной полосе. Ход характеристик на удалении от полосы пропускания, как уже отмечалось, определяется порядком фильтра.

На практике широко используются фильтры, отличающиеся характерными особенностями полиномов передаточных функций. Это фильтры Баттерворта, Чебышёва, Бесселя (Томсона).

Для фильтров Баттерворта характерно то, что полюсы лежат на полуокружности в левой половине s -плоскости. Полюсы фильтра Чебышёва расположены на части эллипса. Полюсы фильтра Бесселя расположены на кривой, лежащей вне указанной полуокружности. Сказанное иллюстрируется на рис. 2.58. Характер расположения полюсов определяет следующие особенности этих фильтров.

Фильтры Баттерворта характеризуются наиболее плоской амплитудно-частотной характеристикой в полосе пропускания. Это их достоинство. Но в переходной полосе указанные характеристики спадают плавно, недостаточно резко.

Фильтры Чебышёва отличаются резким спадом амплитудно-частотных характеристик в переходной полосе, но в полосе пропускания эти характеристики не являются плоскими.

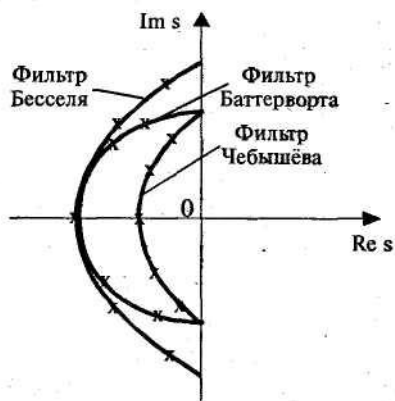


Рис. 2.58

Фильтры Бесселя характеризуются очень пологими участками амплитудно-частотных характеристик в переходной полосе, еще более пологими, чем у фильтров Баттерворта. Их фазочастотные характеристики достаточно близки к идеальным, соответствующим постоянному времени задержания, поэтому такие фильтры мало искажают форму входного сигнала, содержащего несколько гармоник.

Изобразим амплитудно-частотные характеристики фильтров указанных типов (рис. 2.59). Предположим, что все фильтры имеют одинаковый порядок и близкие коэффициенты усиления в полосе пропускания. Для того, чтобы характеристики были особенно наглядными, воспользуемся линейным масштабом.

Полезно выполнить сравнение типов фильтров и по их переходным характеристикам (т. е. во временной области).

На рис. 2.60 показаны типичные переходные характеристики фильтров, т. е. временные диаграммы выходных напряжений при ступенчатом изменении входных напряжений. Из рисунка следует, что во временной области фильтр Бесселя имеет наилучшие свойства, фильтр Чебышёва — наихудшие свойства, а фильтр Баттерворта по своим свойствам занимает промежуточное положение.

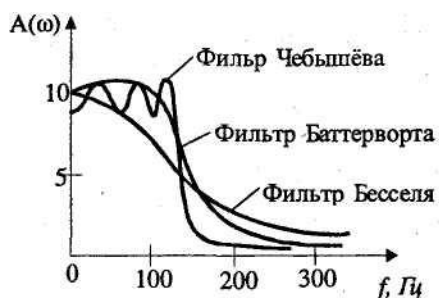


Рис. 2.59

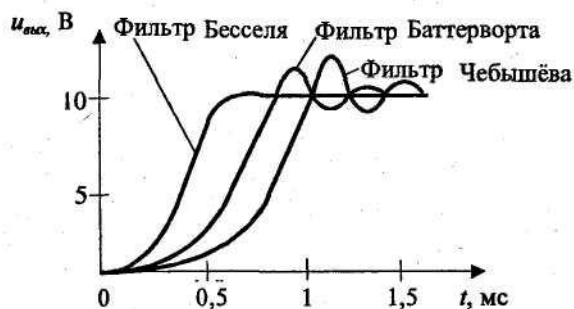


Рис. 2.60

2.8.4. Особенности проектирования активных фильтров

Технические требования при проектировании активных фильтров обычно определяют основные параметры амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик, а также другие требования, наиболее важные для заказчика. Среди указанных других требований часто фигурируют требования в отношении чувствительности частотных характеристик к изменению параметров элементов, входящих в фильтр (сопротивлений резисторов, емкостей конденсаторов и т. д.). Если чувствительность высока, то фильтр может потребовать сложной настройки, и существует опасность, что в процессе его эксплуатации при старении элементов свойства фильтра начнут изменяться.

При проектировании фильтров высокого порядка n часто используют следующий подход. Вначале будем считать, что n — четное число. Передаточную функцию $T(s)$ представляют в виде произведения сомножителей, причем каждый сомножитель является передаточной функцией второго порядка:

$$T(s) = \prod_{i=1}^{n/2} T_i(s).$$

При этом фильтр порядка n строится как схема, состоящая из каскадов в количестве $n/2$, причем каждый каскад является фильтром второго порядка и соответствует определенному сомножителю $T_i(s)$. Часто используют одну и ту же базовую схему для всех каскадов. Параметры элементов этой схемы (сопротивления резисторов и емкости конденсаторов) для каждого i -го каскада определяют так, чтобы каскад описывался передаточной функцией $T_i(s)$. В общем случае параметры элементов различных каскадов различны. Если число n нечетное, то в схему фильтра дополнительно включают один каскад, являющийся цепью первого порядка.

2.8.5. Схемы активных фильтров

Приведем в качестве примера две схемы фильтров второго порядка.

Вначале изобразим схему фильтра нижних частот (рис. 2.61). Можно заметить, что на низких частотах (и на постоянном токе) фильтр имеет коэффициент усиления, который описывается следующим выражением:

$$K = 1 + \frac{(K-1) \cdot R}{R},$$

где K — величина, определяющая сопротивление в цепи обратной связи $(K-1)R$ (рис. 2.61).

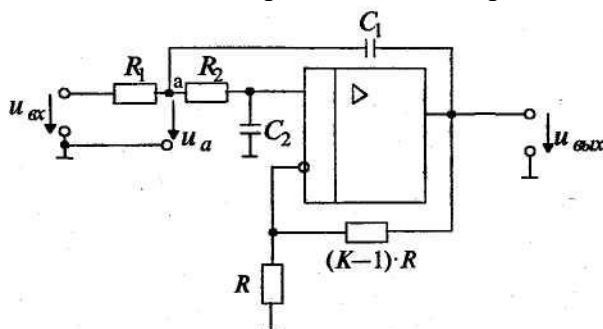


Рис. 2.61

Приведенное выражение соответствует неинвертирующему усилителю.

При увеличении частоты входного сигнала напряжение на выходе уменьшается. Укажем две причины этого уменьшения. Во-первых, уменьшается напряжение на неинвертирующем входе (т. е. на емкости C_2) из-за уменьшения модуля комплексного сопротивления емкости C_2 . Во-вторых, уменьшается напряжение u_a из-за того, что модуль комплексного сопротивления емкости C_1 уменьшается и через эту емкость с выхода усилителя в точку «а» подается ток, который значительно сдвинут по фазе относительно напряжения u_{ex} .

Далее рассмотрим схему фильтра верхних частот (рис. 2.62). На высоких частотах коэффициент усиления фильтра равен K . Рассмотренные фильтры могут составлять основу фильтров Баттерворта, Чебышёва, Бесселя или фильтров другого типа в зависимости от параметров резисторов R_1 и R_2 конденсаторов C_1 и C_2 .

Краткая характеристика активных фильтров на переключаемых конденсаторах. Переключаемый конденсатор — это своего рода дозатор, передающий строго определенные заряды из одной электрической цепи в другую. Изобразим упрощенную схему, поясняющую работу переключаемого конденсатора (рис. 2.63). Ключи S_1 и S_2 работают

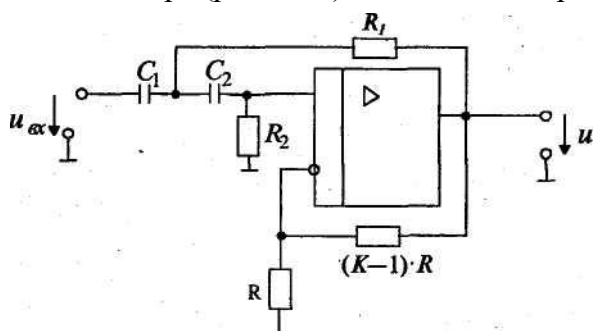
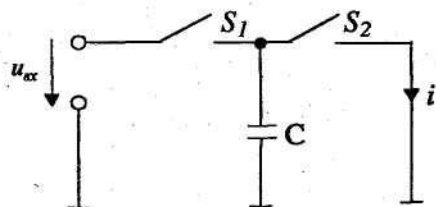


Рис. 2.62



в противофазе, т. е. когда ключ S_1 замкнут, ключ S_2 разомкнут, и наоборот. После замыкания ключа S_1 конденсатор накапливает заряд $u_{ex}C$, получая его от источника входного напряжения. После замыкания ключа S_2 конденсатор отдает указанный заряд в цепь этого ключа. Чем чаще будут переключаться ключи, тем больший заряд в единицу времени будет передаваться в указанную цепь, т. е. тем больше будет среднее значение тока i . Использование переключаемого конденсатора позволяет изменять среднее значение тока i путем изменения частоты переключения. В этом смысле переключаемый конденсатор играет роль резистора с регулируемым сопротивлением.

Активные фильтры на переключаемых конденсаторах имеют следующие достоинства:

- они достаточно дешевые, так как при их изготовлении используется относительно простая технология;
- их легко перестраивать на другие частоты, для чего достаточно изменять частоту переключения. Активные фильтры на переключаемых конденсаторах уже довольно долго используются на практике.

2.9. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Генератором гармонических колебаний называют устройство, создающее переменное синусоидальное напряжение при отсутствии входных сигналов. Генератор преобразует

энергию источника постоянного напряжения в энергию переменного выходного сигнала.

Различают два режима возбуждения генератора. При так называемом мягком режиме колебания (сигнал на выходе) возникают после подключения генератора к источнику питания самопроизвольно. Мягкий режим называют также режимом самовозбуждения. При жестком режиме для возникновения колебаний требуется внешний начальный сигнал.

Обратимся к структурной схеме генератора с последовательной положительной обратной связью по напряжению (рис. 2.64). Эта схема аналогична ранее изученной соответствующей структурной схеме усилителя с отрицательной обратной связью. Аналогичны и обозначения величин.

При наличии колебаний

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{K} \cdot \dot{U}_{\text{ос}} = \dot{K} \cdot \dot{U}_{\text{вых}} \cdot \dot{\beta},$$

откуда получаем условие самовозбуждения: $K \cdot \beta = 1$.

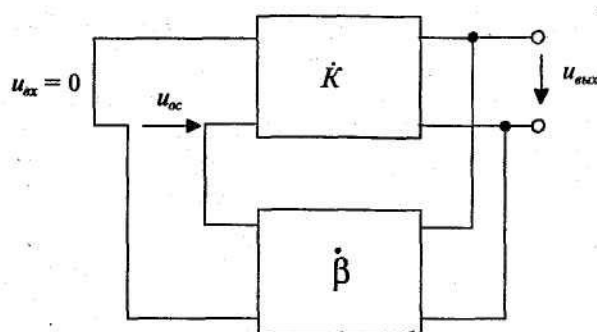


Рис. 2.64

Запишем это условие в развернутом виде:

$$|\dot{K} \cdot \dot{\beta}| = 1;$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n, n = 0, 1, \dots$$

где φ — сдвиг по фазе для цепи прямой передачи (для усилителя);

ψ — сдвиг по фазе для цепи обратной связи.

Выражение $|K \cdot \beta| = 1$ называют условием баланса амплитуд, а выражение $\varphi + \psi = 2\pi n$ — условием баланса фаз.

Если условие самовозбуждения $K \cdot \beta = 1$ выполняется только для одной частоты, то на выходе генератора поддерживается синусоидальное напряжение этой частоты (именно это характерно для генераторов гармонических колебаний). Если это условие выполняется для нескольких частот, то выходное напряжение оказывается несинусоидальным, в нём имеется несколько гармоник.

Из изложенного следует, что генератор гармонических колебаний должен содержать по крайней мере одну частотно-избирательную цепь, которая бы обеспечивала выполнение условия самовозбуждения на заданной частоте. В зависимости от вида частотно-избирательной цепи, используемой в генераторе, генератор относят к тому или иному типу. В так называемых LC-генераторах используются LC-цепи. В RC-генераторах используются RC-цепи. В кварцевых генераторах используют кварцевые резонаторы. В некоторых схемах совместно используются кварцевые резонаторы и LC-контуры. Существуют также генераторы с керамическими и механическими (электромеханическими) резонаторами.

2.9.1. RC-генераторы с мостом Вина

Мостом Вина обычно называют схему, приведенную на рис. 2.65.

При частоте входного сигнала, равной резонансной частоте f_0 , напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ равно нулю (при ненулевом входном напряжении $u_{\text{вх}}$). Легко показать, что

$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. Иногда мостом Вина называют схему, приведенную на рис. 2.66. На частоте f_0 коэффициент передачи такой схемы $\beta = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}} = 1/3$

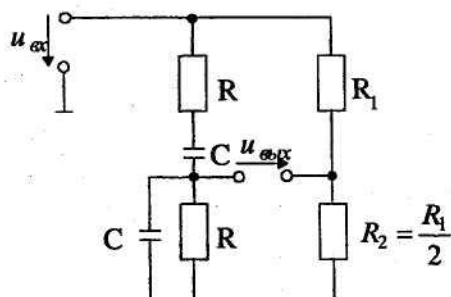
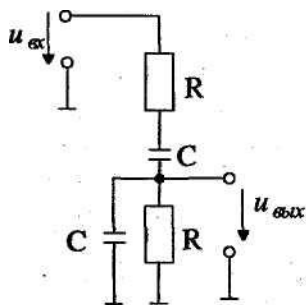


Рис. 2.65

Далее мостом Вина будем называть первую схему с конфигурацией, действительно характерной для мостовых схем, а схему на рис. 2.66 — упрощенным мостом Вина.

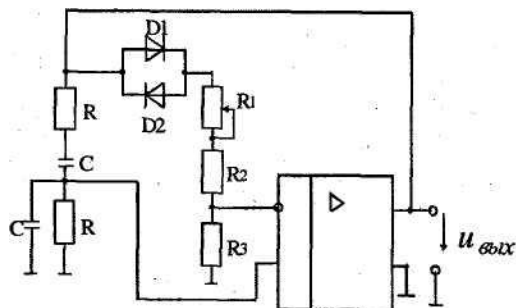
В реальных схемах генераторов для поддержания колебаний необходимо, чтобы на частоте колебаний напряжение $u_{\text{вых}}$ несколько отличалось от нуля. Поэтому реально мост работает с некоторым рассогласованием, когда отношение сопротивлений R_1/R_2 — несколько отличается от 2 (более точно, $R_1/R_2 > 2$).



Для генераторов гармонических колебаний важной проблемой является автоматическая стабилизация амплитуды выходного напряжения. Если в схеме не предусмотрены устройства автоматической стабилизации, устойчивая работа генератора окажется невозможной. В этом случае после возникновения колебаний амплитуда выходного напряжения начнет постоянно увеличиваться, и это приведет к тому, что активный элемент генератора (к примеру, операционный усилитель) войдет в режим насыщения. В результате напряжение на выходе будет отличаться от гармонического. Схемы автоматической стабилизации амплитуды могут быть достаточно сложными и содержать, к примеру, несколько дополнительных операционных усилителей.

Изобразим схему генератора на операционном усилителе с очень простой схемой автоматической стабилизации амплитуды (рис. 2.67), которую обеспечивают диоды.

Поясним их роль на следующем примере. Если по каким-



либо причинам амплитуда напряжения на выходе $u_{\text{вых}}$ увеличилась, то увеличится амплитуда полуволн тока, проходящих через диоды. Но это приведет к тому, что для каждого диода уменьшится дифференциальное сопротивление и сопротивление на постоянном токе для соответствующих моментов времени. Это эквивалентно уменьшению сопротивления в цепи между выходом операционного усилителя и его инвертирующим входом. Но такое уменьшение, как известно, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя на основе ОУ, охваченного отрицательной обратной связью (ООС). В результате выходное напряжение уменьшится, возвратившись к исходному значению. Назначение потенциометра — регулирование амплитуды выходного напряжения.

Предыдущую схему можно представить так, как показано на рис. 2.68. Тогда становится очевидным, что пунктиром

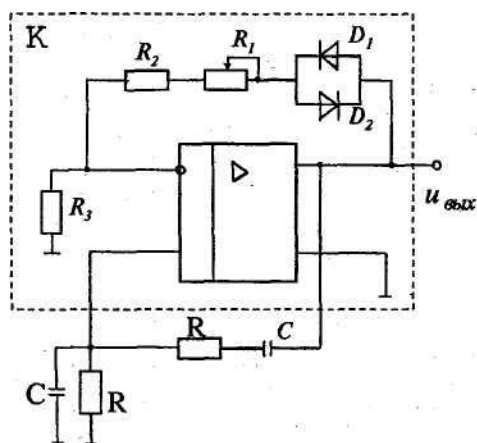


Рис. 2.68

обведен усилитель, представляющий из себя ОУ, охваченный цепью ООС и имеющий коэффициент усиления K . С помощью частотно-зависимой RC-цепи (упрощенный мост Вина) этот усилитель охвачен цепью положительной обратной связи. На частоте f_0 коэффициент передачи упрощенного моста Вина $\beta = 1/3$. Следовательно, для соблюдения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы $K \cdot \beta > 1$, т. е. (пренебрегая прямым сопротивлением диодов D_1 и D_2)

$$\left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) \cdot \frac{1}{3} \geq 1, \text{ или } R_1 + R_2 \geq 2R_3,$$

т. е. получаем тот же результат, что и ранее, но более строго. При практическом применении подобных генераторов нагрузку часто желательно подключать через дополнительный так называемый буферный усилительный каскад.

2.9.2. Кварцевые генераторы

Как уже отмечалось, основу кварцевых генераторов составляют кварцевые резонаторы. Кварцевый резонатор — это пластинка кварца, закрепленная определенным образом в кварцедержателе и представляющая собой электромеханическую колебательную систему. Эти резонаторы относятся к пьезоэлектрическим элементам, принцип действия которых основан на использовании прямого и обратного пьезоэффекта. Прямой пьезоэффект состоит в том, что механическая нагрузка на материал элемента вызывает появление электрического напряжения между соответствующими поверхностями элемента. Обратный пьезоэффект состоит в том, что электрическое напряжение между соответствующими поверхностями элемента, создаваемое с помощью внешнего источника напряжения, вызывает появление механических напряжений, которые могут изменять форму и размеры элемента.

Кварцевые резонаторы изготавливают из природного и искусственного монокристаллического кварца. Из заготовки вырезают пластины, грани которых определенным образом ориентированы относительно кристаллографических осей монокристалла. В рабочем режиме на обкладках пластины имеется переменное напряжение и имеют место механические колебания пластины. Используются колебания сжатия-растяжения, изгиба, кручения и другие.

При анализе схемы с кварцевым резонатором (рис. 2.69, а) его удобно заменять эквивалентной схемой, представленной на рис. 2.69, б.

Необходимо отметить, что именно эта эквивалентная схема кварцевого резонатора используется в пакете программ PSpice для моделирования электронных схем. В эквивалентной схеме могут иметь место и параллельный, и последовательный резонанс. На практике используют оба вида резонанса.

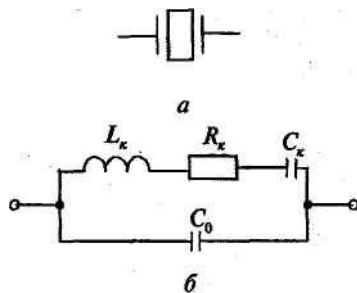


Рис. 2.69

На частоте последовательного резонанса $\omega_k = 1/(L_k C_k)^{1/2}$ резонатор имеет минимальное сопротивление R_k . Частота параллельного резонанса

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_k \frac{C_k \cdot C_0}{C_k + C_0}}}.$$

В диапазоне частот между ω_k и ω_0 резонатор ведет себя как некоторая индуктивность.

Кварцевые резонаторы характеризуются высокой стабильностью и добротностью ($Q_k = 10^4 - 10^5$). Использование кварцевых резонаторов позволяет снизить относительное изменение частоты генераторов до очень малых значений ($10^{-6} - 10^{-9}$).

Приведем для примера упрощенную схему кварцевого генератора на основе операционного усилителя при использовании последовательного резонанса (рис. 2.70). На частоте последовательного резонанса в схеме имеет место сильная положительная обратная связь, что и поддерживает автоколебания.

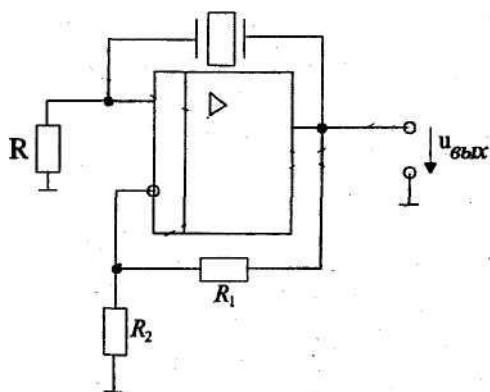


Рис. 2.70

2.10. ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Вторичные источники питания предназначены для получения напряжения, необходимого для непосредственного питания электронных и других устройств. Предполагается, что вторичные источники в свою очередь получают энергию от первичных источников питания, вырабатывающих электричество — от генераторов, аккумуляторов и т. д. Питая электронные устройства непосредственно от первичных источников обычно нельзя.

Вторичные источники питания являются одними из наиболее важных устройств электроники. Например, часто надежность того или иного устройства электроники существенно зависит от того, насколько надежен его вторичный источник питания. Общепринято вторичные источники называть источниками питания.

Рассмотрим типичные структурные схемы источников питания, получающих энергию от промышленной сети с частотой 50 Гц.

Рассмотрим вначале источник питания без преобразователя частоты, структурная схема которого представлена на рис. 2.71.



Рис. 2.71

Трансформатор предназначен для гальванической развязки питающей сети и нагрузки и изменения уровня переменного напряжения. Обычно трансформатор является понижающим. Выпрямитель преобразует переменное напряжение в напряжение одной полярности (пульсирующее). Сглаживающий фильтр уменьшает пульсации напряжения на выходе выпрямителя. Стабилизатор уменьшает изменения напряжения на нагрузке (стабилизирует напряжение), вызванные изменением напряжения сети и изменением тока, потребляемого нагрузкой.

Напряжение в сети обычно может изменяться в диапазоне $+15\ldots-20\%$ от номинального значения.

Рассмотренный источник питания является источником питания без преобразования частоты. Такие источники питания ранее использовались широко, однако в последнее время вместо них все чаще используют источники с преобразованием частоты. Причиной этого является то, что в источниках без преобразования частоты вес и габариты трансформатора, работающего на частоте 50 Гц, а также сглаживающего фильтра оказываются довольно большими. Тем не менее, рассматриваемые источники питания используются и в настоящее время.

Рассмотрим источник питания с преобразователем частоты (рис. 2.72).



В этих источниках напряжение от сети подается непосредственно на выпрямитель 1. На выходе сглаживающего фильтра 1 создается постоянное напряжение, которое вновь преобразуется в переменное с помощью так называемого инвертора. Полученное переменное напряжение имеет частоту, значительно превышающую 50 Гц (обычно используют частоты в десятки килогерц). Затем напряжение передается через трансформатор, выпрямляется и фильтруется. Так как трансформатор в этой схеме работает на повышенной частоте, то его вес и габариты, а также вес и габариты сглаживающего фильтра 2 оказываются очень незначительными. Как и в предыдущей схеме, основная роль трансформатора состоит в гальванической развязке сети и нагрузки. Инвертор, трансформатор и выпрямитель 2 образуют конвертор — устройство для изменения уровня постоянного напряжения.

Необходимо отметить, что в такой схеме инвертор выполняет роль стабилизатора напряжения. В качестве активных приборов в инверторе используются транзисторы (биполярные или полевые). Иногда применяются тиристоры. В любом случае активные приборы работают в ключевом режиме (например, транзистор или включен и находится в режиме насыщения, или выключен и находится в режиме отсечки), поэтому источники питания с преобразованием частоты называют также импульсными. Однако следует иметь в виду, что и в источниках без преобразования частоты могут использоваться импульсные стабилизаторы, в которых транзисторы работают в ключевом режиме.

Рассматриваемые источники питания широко используются в современных устройствах электроники, в частности в компьютерах. Они обладают, как правило, значительно лучшими

технико-экономическими показателями в сравнении с рассмотренными выше источниками без преобразования частоты.

Перейдем теперь к рассмотрению отдельных элементов структурных схем источников питания.

2.10.1. Выпрямители

В маломощных источниках питания (до нескольких сотен ватт) обычно используют однофазные выпрямители. В мощных источниках целесообразно применять трехфазные выпрямители.

Выпрямители имеют следующие основные параметры: а) среднее значение выходного напряжения $u_{вых}$

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{вых} dt,$$

где T — период напряжения сети (для промышленной сети — 20 мс);

б) среднее значение выходного тока $i_{вых}$

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{вых} dt;$$

в) коэффициент пульсаций выходного напряжения

$$\varepsilon = \frac{U_m}{U_{cp}},$$

где U_m — амплитуда низшей (основной) гармоники выходного напряжения. Часто коэффициент пульсаций измеряют в процентах.

Обозначим его через $\varepsilon\%$: $\varepsilon\% = U_m/U_{cp} 100\%$

Указанные параметры являются наиболее важными при использовании выпрямителя.

При проектировании выпрямителя широко применяются также следующие параметры, характеризующие его внутренние особенности:

а) действующее значение $U_{вх}$ входного напряжения выпрямителя;

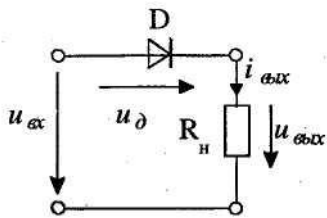
б) максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс}$ на отдельном диоде или тиристоре (т. е. на вентиле). Это напряжение принято выражать через напряжение U_{cp} ;

в) среднее значение $I_{д.ср}$ тока отдельного вентиля;

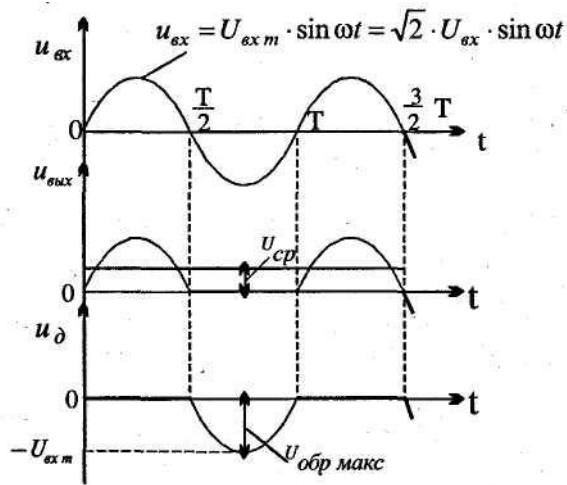
г) максимальное (амплитудное) значение $I_{д.макс}$ тока отдельного вентиля.

Токи $I_{д.ср}$ и $I_{д.макс}$ принято выражать через $I_{ср}$. Значение $U_{обр.макс}$ используется для выбора вентиля по напряжению. Значения $I_{д.ср}$ и $I_{д.макс}$ используются для выбора вентиля по току. Здесь следует иметь в виду, что вследствие малой тепловой инерционности полупроводникового вентиля он может выйти из строя даже в том случае, когда его средний ток $I_{д.ср}$ мал, но велик максимальный ток $I_{д.макс}$.

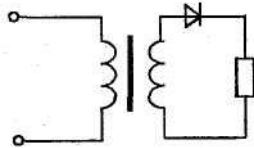
Однофазный однополупериодный выпрямитель является простейшим и имеет схему, изображенную на рис. 2.73, а. В таком выпрямителе ток через нагрузку протекает лишь в течение полупериода сетевого напряжения (рис. 2.73, б).



a



б



в

Рис. 2.73

Исходя из приведенных выше определений, получим основные параметры:

$$U_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{вх} \approx 0,45 \cdot U_{вх},$$

$$U_{вх} \approx 2,22 \cdot U_{cp},$$

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_n},$$

$$\epsilon = \frac{\pi}{2} = 1,57,$$

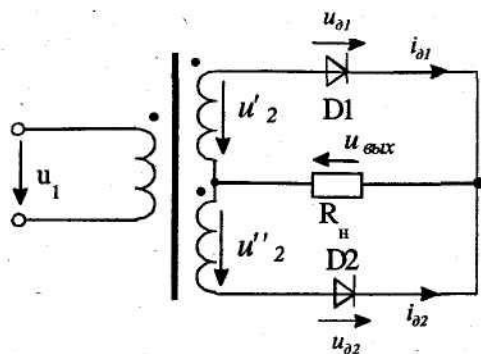
$$U_{обр.макс} = \sqrt{2} \cdot U_{вх} = \pi \cdot U_{cp},$$

$$I_{д.ср} = I_{cp},$$

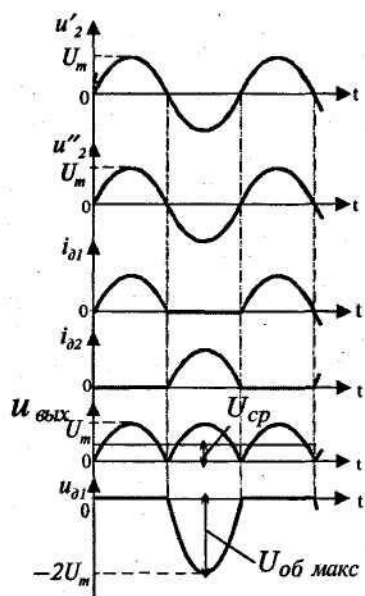
$$I_{д.макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{вх}}{R_n} = \pi \cdot I_{cp}.$$

Такой выпрямитель находит ограниченное применение в маломощных устройствах. Кроме прочего, характерной отрицательной чертой однополупериодного выпрямителя является протекание постоянной составляющей тока во входной цепи. Если выпрямитель питается через трансформатор, как показано на рис. 2.73, в, то наличие указанной постоянной составляющей тока вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, что приводит к необходимости увеличивать его габаритные размеры.

Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой представляет собой параллельное соединение двух одно-полупериодных выпрямителей. Рассматриваемый выпрямитель может использоваться только с трансформатором, имеющим вывод от середины вторичной обмотки (рис. 2.74, а).



а



б

Рис. 2.74

Диоды схемы проводят ток поочередно, каждый в течение полупериода (рис. 2.74, б).

Основные параметры такого выпрямителя получим аналогично тому, как это делалось ранее:

$$U_{cp} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 \approx 0,9 \cdot U_2,$$

где U_2 — действующее значение напряжения каждой половины вторичной обмотки;

$$U_2 \approx 1,11 \cdot U_{cp},$$

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_H},$$

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \approx 0,67,$$

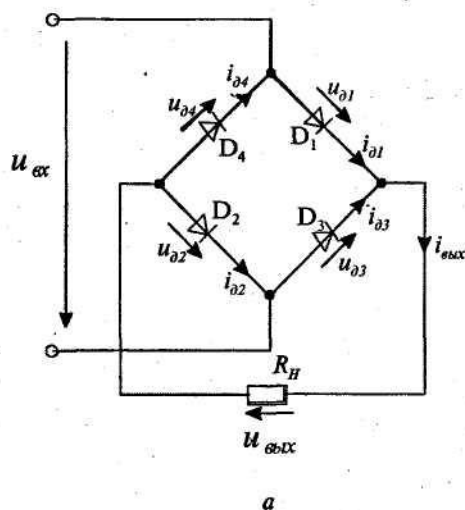
$$U_{обр.макс} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2 = \pi \cdot U_{cp},$$

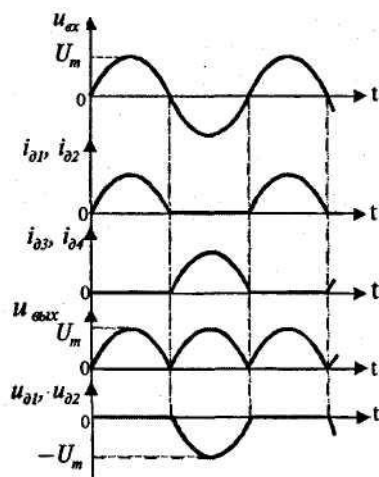
$$I_{д.ср} = \frac{1}{2} \cdot I_{cp},$$

$$I_{д.макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{R_H} = \frac{\pi}{2} \cdot I_{cp}.$$

Рассматриваемый выпрямитель характеризуется довольно высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. При его проектировании полезно помнить о сравнительно большом обратном напряжении на диодах.

Однофазный мостовой выпрямитель (рис. 2.75, а) можно считать пределом совершенства тех однофазных выпрямителей, которые могут использоваться без трансформатора. Не известна другая однофазная схема без трансформатора, в которой бы так рационально использовались





б

Рис. 2.75

диоды. Диоды в рассматриваемой схеме включаются и выключаются парами. Одна пара — это диоды D1 и D2, а другая — D3 и D4. Таким образом, к примеру, диоды D1 и D2 или оба включены и проводят ток, или оба выключены (рис. 2.75, б). Если не забывать мысленно заменять каждый включенный диод закороткой, а каждый выключенный — разрывом цепи, то анализ работы этой схемы оказывается совсем нетрудным.

Основные параметры усилителя следующие:

$$U_{cp} = 2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{ex} \approx 0,9 \cdot U_{ex},$$

$$U_{ex} \approx 1,11 \cdot U_{cp},$$

$$I_{cp} = \frac{U_{cp}}{R_H},$$

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \approx 0,67,$$

$$U_{обр. макс} = \sqrt{2} \cdot U_{ex} = \frac{\pi}{2} \cdot U_{cp},$$

$$I_{d. cp} = \frac{1}{2} \cdot I_{cp},$$

$$I_{d. макс} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ex}}{R_H} = \frac{\pi}{2} \cdot I_{cp}.$$

Такой выпрямитель характеризуется высокими технико-экономическими показателями и широко используется на практике. Часто все четыре диода выпрямителя помещают в один корпус.

Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом и его временные диаграммы работы приведены на рис. 2.76.

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения составляет 0,25, в то время как для двухполупериодного

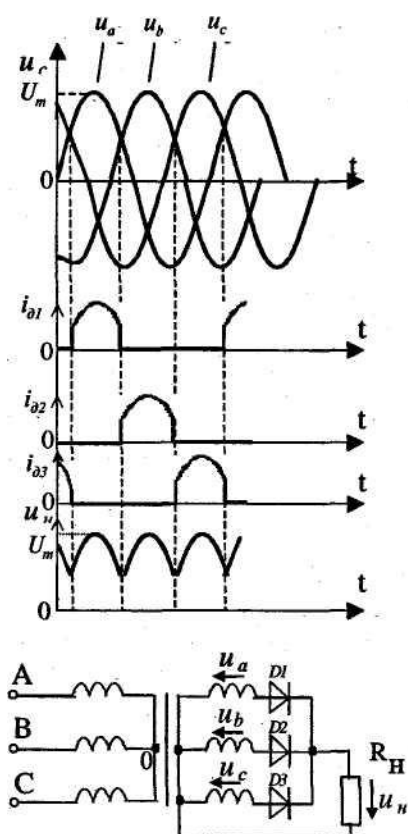


Рис.2.76

однофазного выпрямителя коэффициент пульсаций равен 0,67. Частота пульсаций в трехфазном выпрямителе в три раза выше частоты питающей сети.

Схема трехфазного мостового выпрямителя (схема Ларионова) приведена на рис. 2.77. Используемые в данной схеме 6 диодов выпрямляют как положительные, так и отрицательные полуволны трехфазного напряжения. Этот выпрямитель является аналогом однофазного мостового

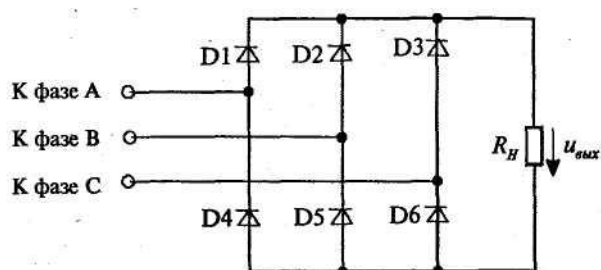


Рис. 2.77

выпрямителя. Рассматриваемый выпрямитель характеризуется высокими технико-экономическими показателями и очень широко используется на практике. Коэффициент пульсаций схемы очень мал ($\varepsilon = 0,057$), а частота пульсаций в шесть раз выше частоты сети. Все это позволяет в некоторых случаях не использовать выходной фильтр. Анализ работы рассматриваемой схемы сложнее, чем анализ работы однофазного мостового выпрямителя, однако не сопряжен с какими-либо принципиальными затруднениями.

2.10.2. Сглаживающие фильтры

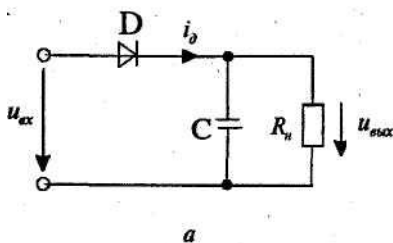
Выпрямленное напряжение имеет существенные пульсации, поэтому широко используют сглаживающие фильтры - устройства, уменьшающие эти пульсации. Важнейшим параметром сглаживающего фильтра является коэффициент сглаживания S . По определению $S = \varepsilon_1 / \varepsilon_2$, причем ε_1 и ε_2 определяют как коэффициенты пульсаций на входе и выходе фильтра соответственно.

Для емкостного фильтра, у которого вход и выход фактически совпадают, под ε_1 понимают коэффициент пульсаций до подключения фильтра, а под ε_2 — коэффициент пульсаций после его подключения. Коэффициент сглаживания показывает, во сколько раз фильтр уменьшает пульсации. На выходе фильтра напряжение оказывается хорошо сглаженным, а коэффициент пульсаций может иметь значения в диапазоне 0,001 0,00003. .

Простейшим фильтром является емкостной фильтр (С-фильтр). Рассмотрим его работу на примере однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 2.78). Емкостной фильтр подключают параллельно нагрузке (рис. 2.78, а).

На отрезке времени $t_1...t_2$ диод открыт и конденсатор заряжается (рис. 2.78, б). На отрезке $t_2...t_3$ диод закрыт, источник входного напряжения отключен от конденсатора и нагрузки. Разряд конденсатора характеризуется экспонентой с постоянной времени $T = R_n C$. Ток через диод протекает только часть полупериода (отрезок $t_1...t_2$). Чем короче отрезок $t_1...t_2$, тем больше амплитуда тока диода при заданном среднем токе нагрузки. Если емкость C очень велика, то отрезок $t_1...t_2$ оказывается очень малым, а амплитуда тока диода очень большой, и диод может выйти из строя. Такой фильтр широко используется в маломощных выпрямителях; в мощных выпрямителях он используется редко, так как режим работы диода и соответствующих электрических цепей (к примеру, обмоток трансформатора) достаточно тяжел.

В качестве фильтра можно использовать и индуктивность. Легко доказать, что индуктивный фильтр (L-фильтр) практически не дает полезного эффекта в однофазном однополупериодном выпрямителе. Рассмотрим работу индуктивного фильтра на примере однофазного мостового выпрямителя. Индуктивный фильтр включают последовательно с нагрузкой (рис. 2.79, а). Часто используют



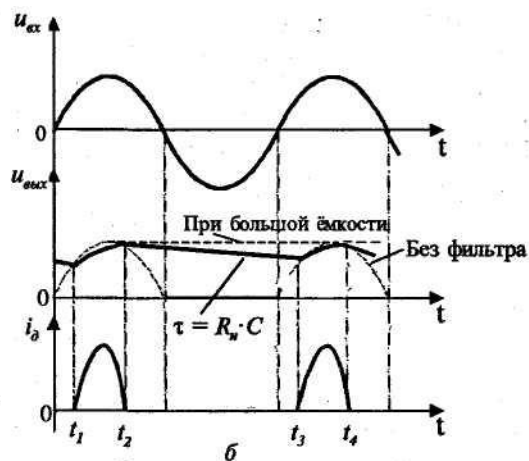


Рис. 2.78

катушку индуктивности (реактор) на магнитном сердечнике с зазором. Предположим, что постоянная времени T , определяемая выражением $T=L/R_n$, достаточно велика (как это обычно бывает на практике). Тогда ток нагрузки оказывается практически постоянным (рис. 2.79, б). Такой фильтр широко используется в выпрямителях, особенно мощных. Режим работы диодов (и соответствующих электрических цепей) не является тяжелым.

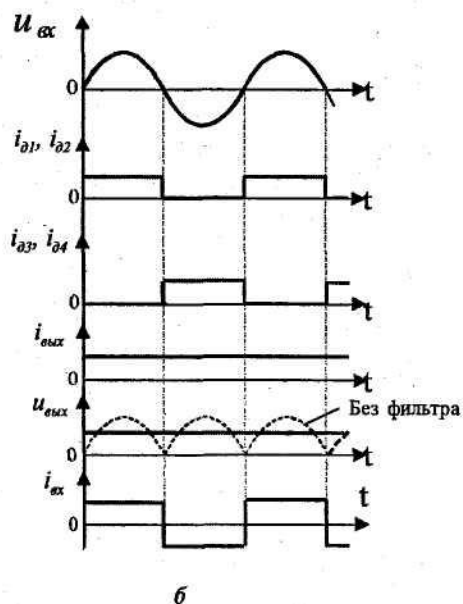
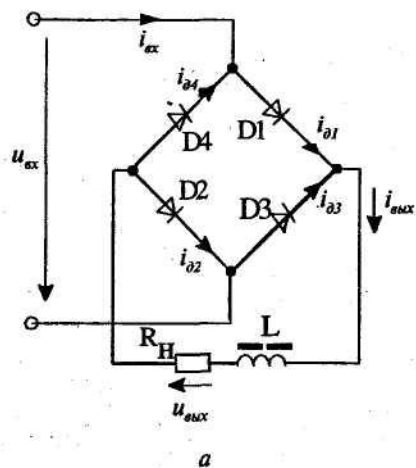
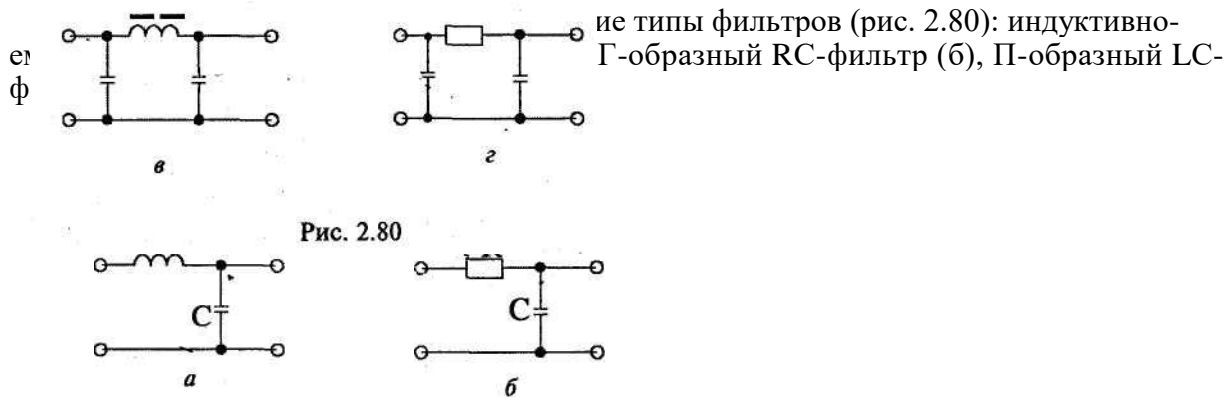


Рис. 2.79



Обычно Г- и П-образные RC-фильтры применяются только в маломощных схемах, так как они потребляют значительную долю энергии. На практике применяют и другие, более сложные фильтры.

Рассмотрим внешние характеристики выпрямителей с фильтрами. Внешняя характеристика, — это зависимость среднего значения выходного напряжения (напряжения на нагрузке) от среднего значения выходного тока (тока нагрузки). При увеличении выходного тока выходное напряжение уменьшается из-за увеличения падения напряжения на обмотках трансформатора, диодах, подводящих проводах, элементах фильтра.

Рассмотрим типичные внешние характеристики (рис. 2.81), которые получают, изменяя сопротивление нагрузки, подключенное к выходу фильтра. Наклон внешней характеристики при том или ином токе I_{cp} характеризуют выходным сопротивлением $R_{вых}$, которое определяется выражением

$$R_{вых} = \left| \frac{dU_{cp}}{dI_{cp}} \right|_{I_{cp} - \text{заданный}}$$

Чем меньше величина $R_{вых}$, тем меньше выходное напряжение зависит от выходного тока, что обычно и требуется.

Как следует из рис. 2.81, выпрямитель с RC-фильтром характеризуется повышенным выходным сопротивлением. Здесь отрицательную роль играет резистор фильтра.

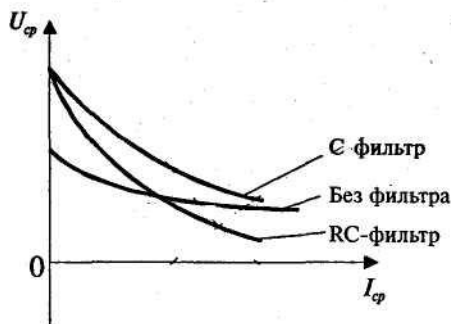


Рис. 2.81

2.10.3. Стабилизаторы напряжения

Важнейшими параметрами стабилизатора напряжения являются коэффициент стабилизации $K_{ст}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент полезного действия η .

Коэффициент стабилизации определяют из выражения

$$K_{ст} = \frac{\frac{\Delta u_{вх}}{u_{вх}}}{\frac{\Delta u_{вых}}{u_{вых}}},$$

где $u_{вх}, u_{вых}$ — постоянные напряжения соответственно на входе и выходе стабилизатора; $\Delta u_{вх}$ — изменение напряжения $u_{вх}$;

$\Delta u_{вых}$ — изменение напряжения $u_{вых}$, соответствующее изменению напряжения $\Delta u_{вх}$.

Таким образом, коэффициент стабилизации — это отношение относительного изменения напряжения на входе к соответствующему относительному изменению напряжения на выходе стабилизатора. Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного. У простейших стабилизаторов величина $K_{ст}$ составляет единицы, а у более сложных — сотни и тысячи.

Выходное сопротивление стабилизатора определяется выражением

$$R_{вых} = \left| \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta i_{вых}} \right|,$$

где $\Delta u_{вых}$ — изменение постоянного напряжения на выходе стабилизатора; $\Delta i_{вых}$ — изменение постоянного выходного тока стабилизатора, которое вызвало изменение выходного напряжения.

Выходное сопротивление стабилизатора является величиной, аналогичной выходному сопротивлению выпрямителя с фильтром. Чем меньше выходное сопротивление, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении тока нагрузки. У простейших стабилизаторов величина $R_{вых}$ составляет единицы Ом, а у более совершенных — сотые и тысячные доли Ома. Необходимо отметить, что стабилизатор напряжения обычно резко уменьшает пульсации напряжения.

Коэффициент полезного действия стабилизатора $\eta_{ст}$ — это отношение мощности, отдаваемой в нагрузку $P_{н}$, к мощности, потребляемой от входного источника напряжения $P_{вх}$

$$\eta_{ст} = \frac{P_{н}}{P_{вх}}.$$

Традиционно стабилизаторы разделяют на параметрические и компенсационные.

Параметрические стабилизаторы являются простейшими устройствами, в которых малые изменения выходного напряжения достигаются за счет применения электронных приборов с двумя выводами, характеризующихся ярко выраженной нелинейностью вольт-амперной характеристики. Рассмотрим схему параметрического стабилизатора на основе стабилитрона (рис. 2.82). Проанализируем данную схему (рис. 2.82, а), для чего вначале ее преобразуем, используя теорему об эквивалентном генераторе (рис. 2.82, б). Проанализируем графически работу схемы, построив на вольт-амперной характеристике стабилитрона линии нагрузки для различных значений эквивалентного

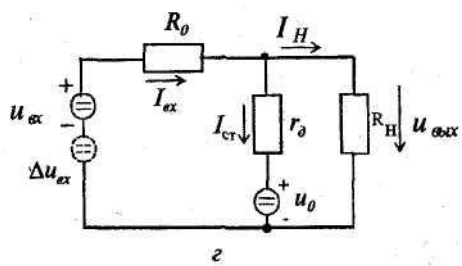
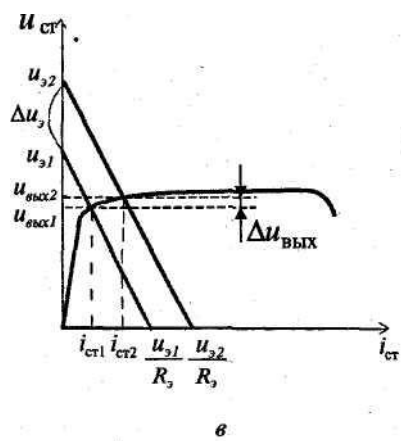
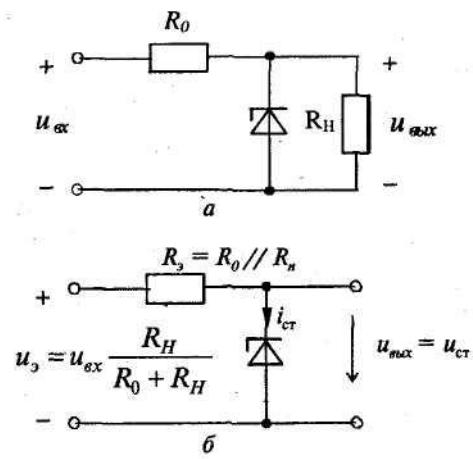


Рис. 2.82

напряжения, соответствующих различным значениям входного напряжения (рис. 2.82, в). Из графических построений очевидно, что при значительном изменении эквивалентного напряжения u_0 (на Δu_0), а значит, и входного напряжения $u_{вх}$, выходное напряжение изменяется на незначительную величину $\Delta u_{вых}$. Причем, чем меньше дифференциальное сопротивление стабилитрона (т. е. чем более горизонтально идет характеристика стабилитрона), тем меньше $\Delta u_{вых}$. Определим основные параметры такого стабилизатора, для чего в исходной схеме стабилитрон заменим его эквивалентной схемой и введем во входную цепь (рис. 2.82, г) источник напряжения, соответствующий изменению входного напряжения $\Delta u_{вх}$ (на схеме пунктир):

$$R_{вых} = r_d \parallel R_0 \approx r_d, \text{ так как } R_0 \gg r_d;$$

$$\eta_{ст} = \frac{u_{вых} I_H}{u_{вх} I_{вх}} = \frac{u_{вых} I_H}{u_{вх} (I_H + I_{ст})}; \quad K_{ст} = \frac{\Delta u_{вх}}{u_{вх}} : \frac{\Delta u_{вых}}{u_{вых}}$$

так как обычно $r_d \ll R_H$

Следовательно,
$$K_{ст} \approx \frac{u_{вых}}{u_{вх}} \cdot \frac{r_d + R_0}{r_d}.$$

Обычно параметрические стабилизаторы используют для нагрузок от нескольких единиц до десятков миллиампер. Наиболее часто они используются как источники опорного напряжения в компенсационных стабилизаторах напряжения.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования. Характерными элементами компенсационного стабилизатора являются источник опорного (эталонного) напряжения (ИОН), сравнивающий и усиливающий элемент (СУЭ) и регулирующий элемент (РЭ). Напряжение на выходе стабилизатора или некоторая часть этого напряжения постоянно сравнивается с эталонным напряжением. В зависимости от их соотношения сравнивающим и усиливающим элементом вырабатывается управляющий сигнал для регулирующего элемента, изменяющий его режим работы таким образом, чтобы напряжение на выходе стабилизатора оставалось практически постоянным.

В качестве ИОН обычно используют ту или иную электронную цепь на основе стабилитрона, в качестве СУЭ часто используют операционный усилитель, а в качестве РЭ — биполярный или полевой транзистор. Чаще всего регулирующий элемент включают последовательно с нагрузкой. В этом случае стабилизатор называют последовательным (рис. 2.83, а). Иногда регулирующий элемент включают параллельно нагрузке, и тогда стабилизатор называют параллельным (рис. 2.83, б, здесь СУЭ и ИОН с целью упрощения не показаны). В параллельном стабилизаторе используется балластное сопротивление R_0 , включаемое последовательно с нагрузкой.

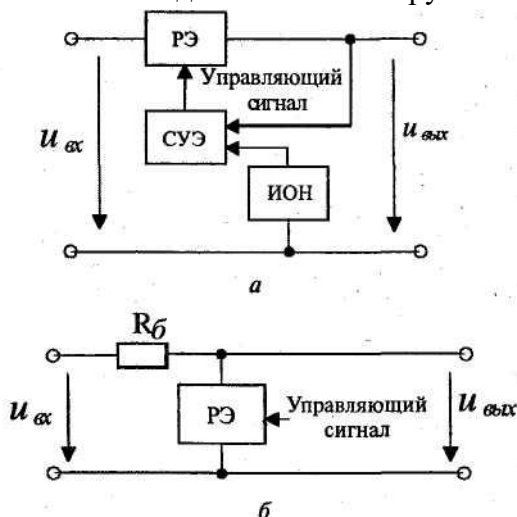


Рис. 2.83

В зависимости от режима работы регулирующего элемента стабилизаторы разделяют на непрерывные и импульсные (ключевые, релейные). В непрерывных стабилизаторах регулирующий элемент (транзистор) работает в активном режиме, а в импульсных — в импульсном.

Рассмотрим типичную принципиальную схему непрерывного стабилизатора (рис. 2.84, а). Эта схема соответствует приведенной выше структурной схеме последовательного стабилизатора. Для того, чтобы выполнить наиболее просто анализ этой схемы на основе тех допу-

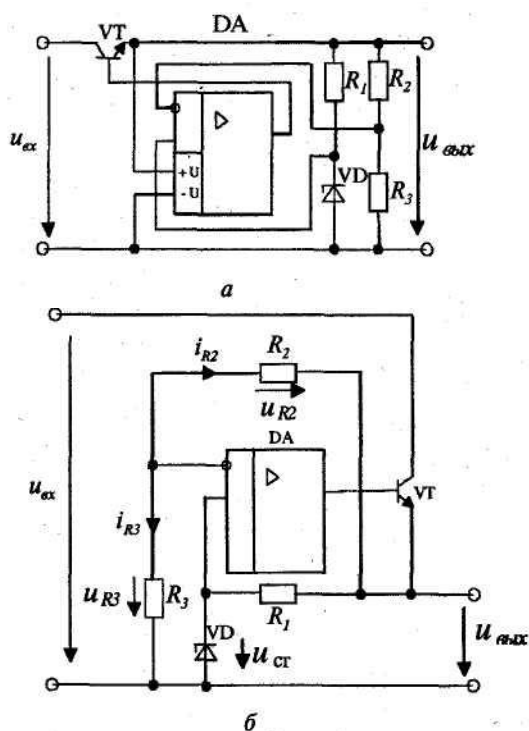


Рис. 2.84

ений, которые были рассмотрены при изучении операционного усилителя, изобразим эту схему по-другому. При этом цепи питания операционного усилителя для упрощения рисунка изображать не будем. Из схемы (рис. 2.84, б) очевидно, что на элементах R_2 , R_3 , DA и VT построен неинвертирующий усилитель на основе ОУ с выходным каскадом в виде эмиттерного повторителя на транзисторе VT, а входным напряжением для него является выходное напряжение параметрического стабилизатора напряжения на элементах R_1 и VD. В соответствии с указанными выше допущениями получаем:

$$u_{R3} = u_{ст}, \text{ т. е. } i_{R3} \cdot R_3 = u_{ст};$$

$$u_{R2} = u_{R3} - u_{вых};$$

$$i_{R2} = -i_{R3} = -\frac{u_{ст}}{R_3}.$$

Подставляя выражение для i_{R2} в предыдущее уравнение, получим

$$-\frac{u_{ст}}{R_3} \cdot R_2 = u_{ст} - u_{вых},$$

следовательно,

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{ст}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$

Последнее выражение в точности повторяет соответствующие выражения для неинвертирующего усилителя (входным напряжением является напряжение $u_{\text{ст}}$).

Полезно отметить, что ООС охватывает два каскада — на операционном усилителе и на транзисторе. Рассматриваемая схема является убедительным примером, демонстрирующим преимущество общей отрицательной обратной связи по сравнению с местной.

Основным недостатком стабилизаторов с непрерывным регулированием является невысокий КПД, поскольку значительный расход мощности имеет место в регулирующем элементе, так как через него проходит весь ток нагрузки, а падение напряжения на нем равно разности между входным и выходным напряжениями стабилизатора.

В конце 60-х годов стали выпускать интегральные микросхемы компенсационных стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием (серия К142ЕН). В эту серию входят стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением, с регулируемым выходным напряжением и двухполярным и входным и выходным напряжениями. В тех случаях, когда через нагрузку необходимо пропускать ток, превышающий предельно допустимые значения интегральных стабилизаторов, микросхему дополняют внешними регулирующими транзисторами.

Некоторые параметры интегральных стабилизаторов приведены в табл. 2.1, а вариант подключения к стабили-

Таблица 2.1

Тип	$U_{\text{вх}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$I_{\text{н}}, \text{А}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$
К142ЕН1Б	40	3 + 12	0,15	0,8
К142ЕН2Б	40	12 + 30	0,15	0,8
К142УН3; 4	40	15 + 30	1	4
К142ЕН5А	35	5	3	10
К142ЕН6	± 30	± 15	0,2	4

затору К142ЕН1 внешних элементов — на рис. 2.85. Резистор R предназначен для срабатывания защиты по току,

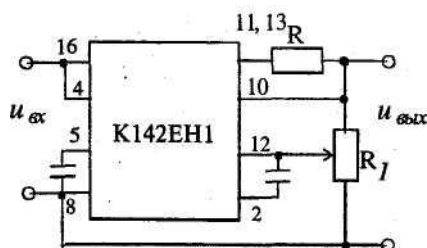


Рис. 2.85

а R_1 — для регулирования выходного напряжения. Микросхемы К142УН5, ЕН6, ЕН8 являются функционально законченными стабилизаторами с фиксированным выходным напряжением, но не требуют подключения внешних элементов.

Импульсные стабилизаторы напряжения в настоящее время получили распространение не меньшее, чем непрерывные стабилизаторы. Благодаря применению ключевого режима работы силовых элементов таких стабилизаторов, даже при значительной разнице в уровнях входных и выходных напряжений можно получить КПД, равный 70-80 %, в то время как у непрерывных стабилизаторов он составляет 30-50%. В силовом элементе, работающем в ключевом режиме, средняя за период коммутации мощность, рассеиваемая в нем,

значительно меньше, чем в непрерывном стабилизаторе, так как хотя в замкнутом состоянии ток, протекающий через силовой элемент, максимален, однако падение напряжения на нем близко к нулю, а в разомкнутом состоянии ток, протекающий через него, равен нулю, хотя напряжение максимально. Таким образом, в обоих случаях рассеиваемая мощность незначительна и близка к нулю.

Малые потери в силовых элементах приводят к уменьшению или даже исключению охлаждающих радиаторов, что значительно уменьшает массогабаритные показатели. Кроме того, использование импульсного стабилизатора позволяет в ряде случаев исключить из схемы силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц, что также улучшает показатели стабилизаторов.

К недостаткам импульсных источников питания относят наличие пульсаций выходного напряжения..

Рассмотрим импульсный последовательный стабилизатор напряжения (рис. 2.86). Ключ S периодически включается и выключается схемой управления (СУ) в зависимости от значения напряжения на нагрузке. Напряжение на выходе регулируют, изменяя отношение $t_{\text{вкл}}/t_{\text{выкл}}$, где $t_{\text{вкл}}$

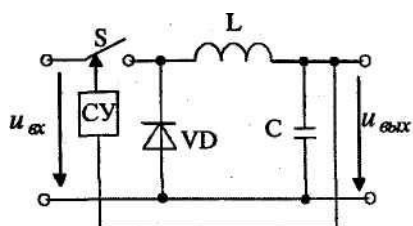


Рис. 2.86

$T_{\text{выкл}}$ — длительности отрезков времени, на которых ключ находится соответственно во включенном и выключенном состояниях. Чем больше это отношение, тем больше напряжение на выходе. В качестве ключа S часто используют биполярный или полевой транзистор. Диод обеспечивает протекание тока катушки индуктивности тогда, когда ключ выключен и, следовательно, исключает появление опасных выбросов напряжения на ключе в момент коммутации. LC-фильтр снижает пульсации напряжения на выходе.

2.10.4. Инверторы, умножители напряжения и управляемые выпрямители

Инверторы — это устройства, преобразующие постоянный ток в переменный. Изобразим упрощенную схему инвертора на биполярных транзисторах (рис. 2.87), где имеет место соотношение $u_{c1} = u_{c2} = 1/2 u_{\text{вх}}$. В схеме часто используют электролитические конденсаторы (большой емкости). Транзисторы работают в ключевом режиме:

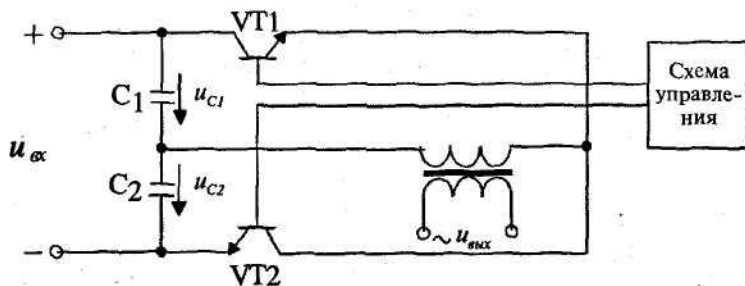


Рис. 2.87

включаются и выключаются поочередно. На выходе схемы возникает переменное напряжение.

Умножители напряжения преобразуют переменное напряжение в постоянное, причем выходное постоянное напряжение значительно превышает амплитуду входного переменного напряжения. Различают симметричные и несимметричные умножители напряжения.

Рассмотрим схему симметричного удвоителя напряжения (схему Латура) (рис. 2.88). Диоды включаются в разные полупериоды входного напряжения. В те полупериоды, когда $u_{ex} < 0$, включается диод D1 и заряжается конденсатор C_1 в другие полупериоды ($u_{ex} > 0$), включается диод D2 и заряжается конденсатор C_2 .

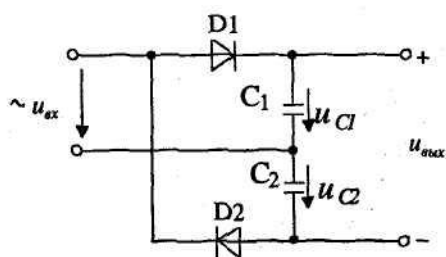
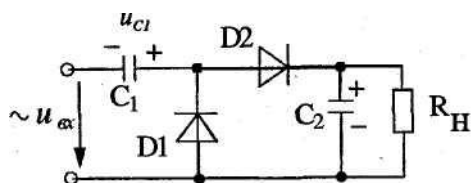


Рис. 2.88

Напряжения на конденсаторах при холостом ходе приближаются к амплитудному значению $U_{ex.m}$ входного напряжения, поэтому $u_{vyx} = 2U_{ex.m}$

Схема несимметричного удвоителя напряжения имеет вид, показанный на рис. 2.89.



В отрицательные полупериоды входного напряжения ($u_{ex} < 0$) через диод D1 заряжается конденсатор C_1 до амплитудного значения входного напряжения, а в положительные полупериоды ($u_{ex} > 0$) через диод D2 под действием суммы напряжений u_{ex} и u_{C1} , действующих согласно, заряжается конденсатор C_2 до удвоенного амплитудного значения входного напряжения.

Аналогичным образом строят утроители (рис. 2.90, а), учетверители (рис. 2.90, б) и другие умножители напряжения. В этих схемах напряжение на конденсаторе C_1 равно амплитудному значению входного напряжения, а на всех остальных конденсаторах — удвоенному амплитудному значению входного напряжения. Входное напряжение на такие умножители поступает обычно со вторичной обмотки трансформатора, и тогда такое устройство называют выпрямителем с умножением напряжения. Обычно они применяются в высоковольтных выпрямителях, потребляющих небольшой ток (единицы миллиампер), например для питания кинескопов телевизоров.

Рассмотренные ранее выпрямители являлись нерегулируемыми, так как величина выходного постоянного напряжения

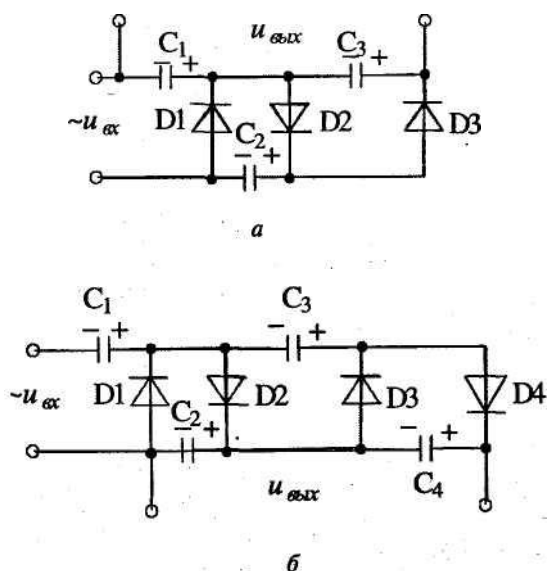


Рис. 2.90

однозначно определялась входным напряжением выпрямителя.

Управляемые выпрямители позволяют регулировать выходное напряжение. Они, как правило, построены на основе однооперационных (обычных, незапираемых) тиристоров.

Для примера рассмотрим схему однофазного двухполу-периодного управляемого выпрямителя со средней точкой (рис. 2.91).

Если импульсы управления подаются сразу после появления на тиристорах положительных напряжений, то схема будет работать точно так же, как схема на диодах.

Изобразим временную диаграмму выходного напряжения для случая, когда импульсы управления подаются с

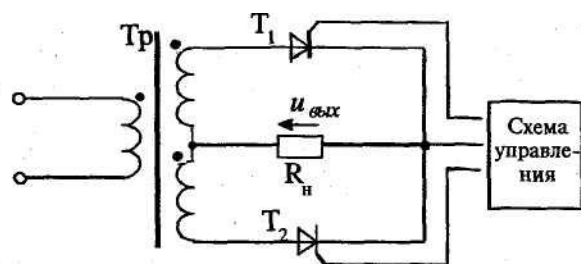


Рис. 2.91

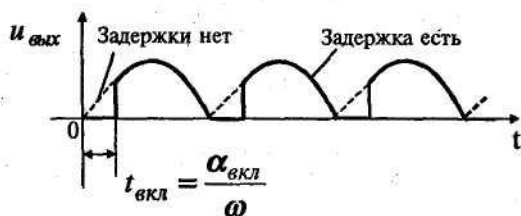


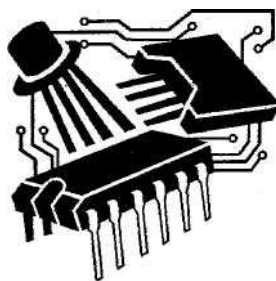
Рис. 2.92

некоторой задержкой по отношению к указанным моментам времени (рис. 2.92, жирная линия). Через $t_{\text{екл}}$ обозначена указанная выше задержка. Часто временные диаграммы подобных схем изображают, откладывая по горизонтальной оси не время t , а величину ωt (ω — круговая частота). Тогда указанной задержке соответствует определенный угол $\alpha_{\text{екл}}$ сдвига по фазе между напряжением на тиристоре и импульсами управления, причем

$$\alpha_{\text{екл}} = \omega \cdot t_{\text{екл}}.$$

Угол $\alpha_{\text{екл}}$ называют углом управления. Для рассматриваемой схемы угол управления, как легко заметить, может изменяться в пределах от 0 до π (от 0 до 180 град.). Чем больше угол управления, тем меньше среднее напряжение на выходе выпрямителя.

Пунктиром изображена временная диаграмма, соответствующая отсутствию задержки.



ЦИФРОВАЯ И ИМПУЛЬСНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

3.1. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ И ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПРЕОБРАЗУЕМОЙ ИНФОРМАЦИИ

Импульсный режим работы электронного устройства характерен резкими изменениями токов и напряжений. При этом в промежутках времени между этими изменениями токи и напряжения меняются сравнительно мало. Импульсный режим широко используется в устройствах как силовой, так и информативной электроники.

Часто активные приборы (например, транзисторы) устройства электроники, работающего в импульсном режиме, используются как ключи, т. е. основную долю времени находятся или в открытом, или в закрытом состоянии, и только в течение очень коротких отрезков времени на-, ходятся в промежуточном состоянии. Это так называемый ключевой режим работы активных приборов. В соответствии с этим импульсный и ключевой режимы иногда отождествляют. Широкое использование импульсного режима объясняется многими его преимуществами. Импульсный режим устройства силовой электроники позволяет существенно повысить коэффициент полезного действия.

Дадим соответствующие пояснения. Пусть в устройстве используется силовой транзистор, работающий в режиме ключа, причем в открытом состоянии транзистор находится в режиме насыщения (напряжение на транзисторе мало), а в закрытом — в режиме отсечки (ток через транзистор мал). Тогда мощность, идущая на нагрев транзистора, мала как в его открытом, так и в закрытом состояниях. Эта мощность возрастает в момент переключения транзистора из одного состояния в другое. Но процесс переключения протекает достаточно быстро, и в среднем мощность оказывается малой.

Импульсный режим работы устройств информативной электроники имеет следующие два важнейших преимущества:

- резко повышается помехоустойчивость, так как и при высоком уровне помех обычно не возникает проблемы отличить одно состояние схемы от другого, а именно состояние схемы определяет информацию о преобразуемом сигнале;
- информация о сигнале простым и естественным образом представляется в цифровой форме, что позволяет использовать большие и всё возрастающие возможности цифровой обработки информации.

3.1.1. Описание импульсных сигналов

Рассмотрим основные термины. Обратимся для примера к идеализированному импульсу, который называют трапецеидальным (рис. 3.1, а). Участок импульса АВ называют фронтом, участок ВС — вершиной, участок CD — срезом; отрезок времени AD — основанием. Иногда участок АВ называют передним фронтом, а участок CD — задним фронтом.

На рис. 3.1, б приведены другие идеализированные импульсы характерных форм и даны их

названия.

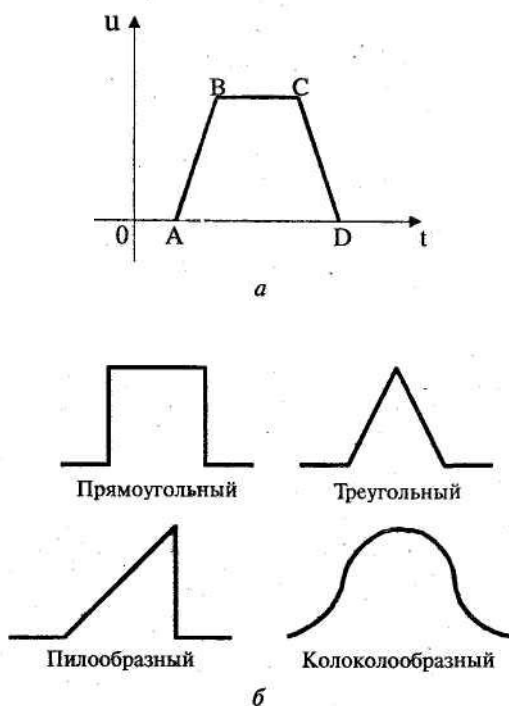


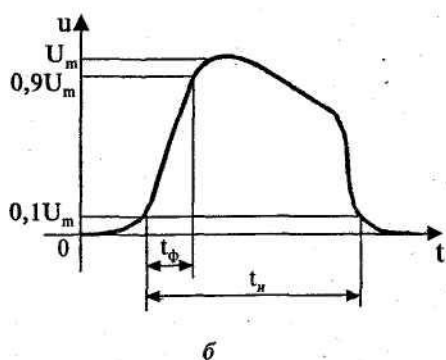
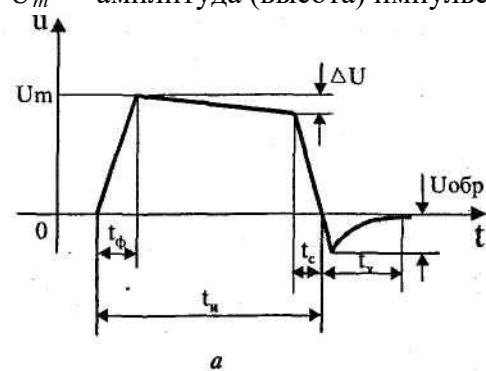
Рис.3.1

Обратимся к идеализированному, но более сложному по форме импульсу (рис. 3.2, а).

Участок импульса, соответствующий отрицательному напряжению, называется хвостом импульса, или обратным выбросом.

Для величин, указанных на рисунке, обычно используют следующие названия:

t_u — длительность импульса;
 t_{ϕ} — длительность фронта импульса;
 t_c — длительность среза импульса;
 t_x — длительность хвоста импульса;
 U_m — амплитуда (высота) импульса;



ΔU — спад вершины импульса;

$U_{обр}$ -амплитуда обратного выброса.

При определении параметров реальных импульсов обычно нет возможности однозначно разделить импульс на характерные участки, поэтому в этих случаях параметры импульсов определяют исходя из тех или иных соглашений. Например, длительности импульса и фронта импульса часто определяют так, как это показано на рис. 3.2, б.

Обратимся к периодически повторяющимся импульсам (рис. 3.3).

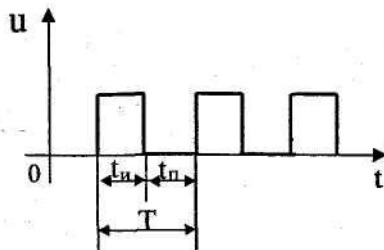


Рис. 3.3

В этом случае используются следующие параметры: T — период повторения импульсов;

$f = 1/T$ -частота повторения импульсов;

t_n — длительность паузы;

$Q = T/t_n$ -скважность импульсов;

$K_z = 1/Q = t_n/T$ — коэффициент заполнения.

3.1.2. Анализ переходных процессов (динамических режимов) в импульсных схемах

Задача анализа переходных процессов является наиболее важной и характерной для импульсных схем. Это одна из наиболее трудных вычислительных задач. Она состоит в определении частного решения системы обыкновенных дифференциальных уравнений, удовлетворяющего заданным начальным условиям. Это так называемая задача Коши для обыкновенных дифференциальных уравнений. Особенно сложной задачу делает то обстоятельство, что указанная система уравнений для практически используемых схем оказывается нелинейной из-за проявления нелинейности характеристик диодов, транзисторов и т. д. Это приводит к тому, что для реальных более или менее сложных схем задача анализа переходных процессов во всей полноте может быть решена только численно при использовании компьютера.

Однако следует учитывать, что в современных, практически используемых пакетах программ для анализа электронных схем (Micro-Cap и др.) численные методы используются не в классической форме, а в особой, можно сказать, схемотехнической форме. Такое использование этих методов стало результатом глубокого переосмысления сущности задачи и взаимосвязи прикладной математики и электроники. Это наиболее эффективный современный профессиональный подход к анализу переходных процессов в электронных схемах. Настоятельно рекомендуется выполнять анализ переходных процессов в реальных

схемах с помощью современных пакетов программ. Эффективность таких расчетов исключительно высока.

В учебных целях для уяснения особенностей переходных процессов в тех или иных электронных схемах очень полезно выполнять упрощенный, ручной анализ динамических режимов.

При ручном анализе часто принимают следующие допущения:

- электронная схема является линейной или квазилинейной (т. е. характеристики элементов схемы являются кусочно-линейными);
- электронная схема является схемой первого порядка (т. е. на каждом отрезке времени схема описывается одним обыкновенным дифференциальным уравнением первого порядка);
- в схеме не нарушаются законы коммутации (т. е. предполагается, что напряжение на каждом конденсаторе и ток каждой катушки индуктивности не изменяются скачкообразно);
- входные сигналы являются постоянными или кусочно-постоянными.

Иногда схему удастся разделить на несколько не связанных между собой частей, каждая из которых является схемой первого порядка. Известно, что если схема является схемой первого порядка, а входные сигналы являются постоянными, то изменения токов и напряжений описываются экспоненциальными функциями. Это позволяет без громоздких расчетов изображать временные диаграммы токов и напряжений. При этом нет необходимости даже записывать исходные дифференциальные уравнения.

График экспоненциальной функции легко изобразить, зная начальную точку экспоненты, асимптотический уровень (т. е. тот уровень, к которому стремится экспонента) и постоянную времени, характеризующую экспоненту.

Начальную точку экспоненты находят, используя законы коммутации. Асимптотический уровень и постоянную времени определяют в результате анализа (как правило, несложного) схемы.

Для примера выполним анализ переходного процесса в простейшей электронной RC -схеме при воздействии на нее прямоугольного импульса. Это так называемая задача анализа прохождения прямоугольного импульса через простейшую RC -цепь. Изобразим анализируемую схему (рис. 3.4, а) и временные диаграммы (рис. 3.4, б), характеризующие переходной процесс. Рассматриваемая схема характеризуется постоянной времени $\tau = RC$. В этой схеме, естественно, все токи и напряжения изменяются с одной и той же постоянной времени.

При анализе схем первого порядка необходимо знать характерные значения экспоненциальных функций. Изобразим

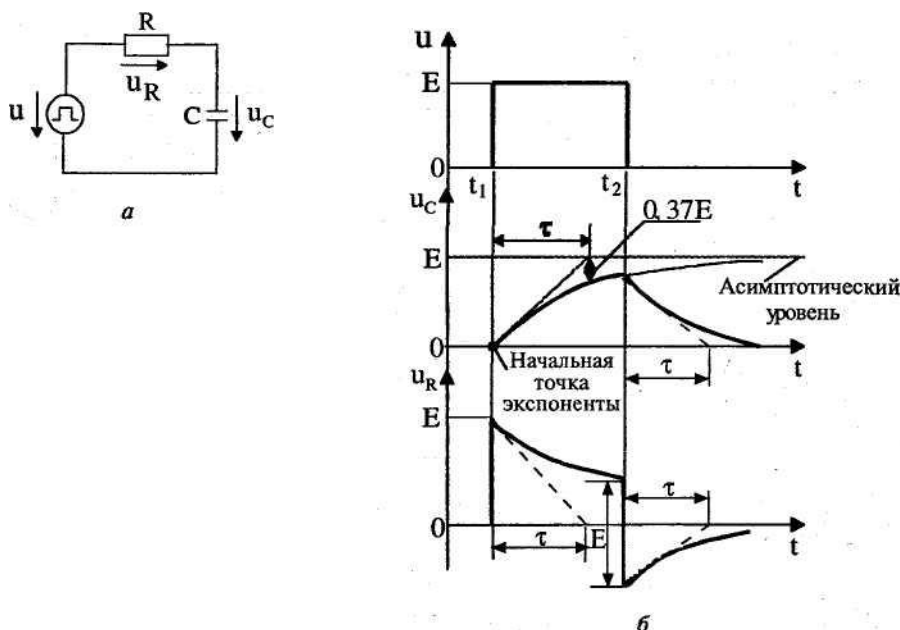


Рис. 3.4

соответствующие временные диаграммы (рис. 3.5) для функций

$$f(t) = e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ и } \varphi(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

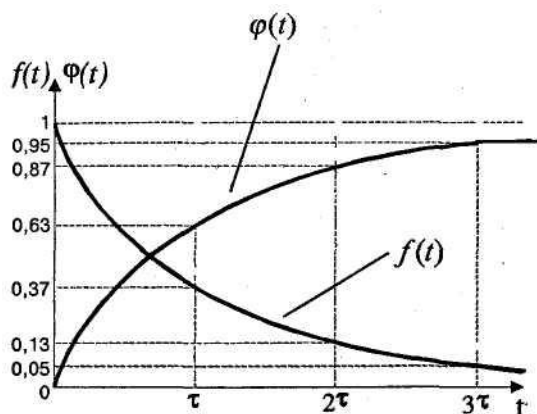


Рис. 3.5

3.1.3. Цифровое представление преобразуемой информации и логические состояния

Для цифрового представления информации характерно полное абстрагирование от особенностей электрических процессов в электронной схеме, выполняющей обработку сигналов.

В устройствах цифровой электроники в большинстве случаев используются сигналы двух уровней — высокого и низкого. При этом обычно имеются в виду уровни напряжения, а не тока. Цифровые схемы конструируют таким образом, чтобы воздействие некоторого сигнала определялось не конкретным значением его напряжения, а тем, к какому из двух разновидностей сигналов (высокого или низкого уровня) этот сигнал относится. Предполагается, что каждый сигнал характеризуется «разумным» уровнем напряжения. При конструировании цифровых схем предпринимаются все меры к тому, чтобы, например, сигнал высокого уровня был не очень малым и не очень большим по напряжению. Если напряжение сигнала находится в установленных пределах, то конкретное значение напряжения практически никак не влияет на реакцию того устройства цифровой электроники, на которое этот сигнал подан. Такие сигналы принято называть цифровыми. Сигналы, не являющиеся цифровыми, называют аналоговыми.

Изобразим диаграмму, поясняющую изложенное (рис. 3.6). На этой диаграмме, соответствующей цифровым схемам транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), имеющей напряжение питания 5 В, укажем диапазоны напряжений для входных и выходных сигналов (заштрихованные прямоугольники). Это такие диапазоны, что сигнал, оказавшись в одном из них, безошибочно квалифицируется как сигнал высокого или низкого уровня. Высокому и низкому уровню сигналов ставятся в соответствие логические состояния 1 («истина») и 0 («ложь»). Если высокому уровню сигналов ставится в соответствие состояние 1, а низкому — состояние 0, то говорят о так называемой позитивной

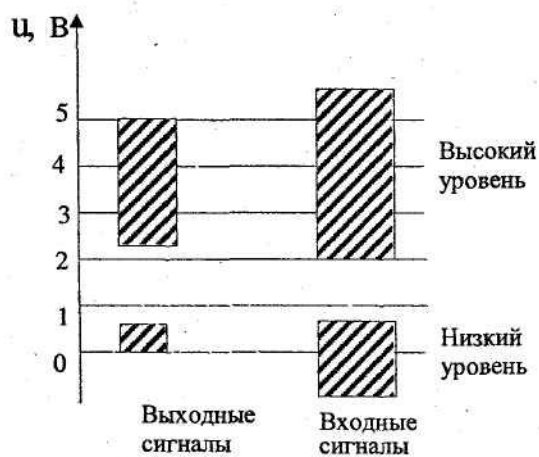


Рис. 3.6

логике. Если высокому уровню соответствует состояние 0, а низкому — 1, то говорят о так называемой негативной логике.

3.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ

Транзисторный ключ является основным элементом устройств цифровой электроники и очень многих устройств силовой электроники. Параметры и характеристики транзисторного ключа в очень большой степени определяют свойства соответствующих схем. Качественное улучшение параметров и характеристик транзисторных ключей приводит к радикальному улучшению электронных устройств и часто сопровождается пересмотром использующихся схемотехнических решений.

Знание основных особенностей транзисторного ключа является обязательным условием при разработке импульсных силовых устройств. Эти знания оказывают существенную помощь и при конструировании устройств информативной электроники.

3.2.1. Ключи на биполярных транзисторах

Изобразим схему простейшего ключа на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, и соответствующую временную диаграмму входного напряжения (рис. 3.7).

Вначале рассмотрим работу транзисторного ключа в установившихся режимах. До момента времени t_1 эмиттерный переход транзистора заперт и транзистор находится в режиме отсечки. В этом режиме $i_K = -i_6 = I_{K0}$ (I_{K0} — обратный ток коллектора),

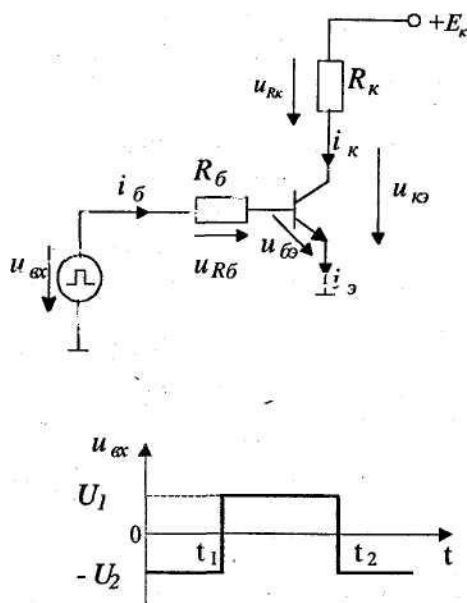


Рис. 3.7

$i_э = 0$. Малым током $I_{к0}$ часто можно пренебречь и считать, что $i_к = i_б = 0$. При этом $u_{Rб} = u_{Rк} = 0$; $u_{бэ} = -U_2$, $u_{кэ} = -E_к$

В промежутке времени $t_1 \dots t_2$ транзистор открыт. Для того, чтобы напряжение на транзисторе $u_{кэ}$ было минимальным, напряжение U_1 обычно выбирают так, чтобы транзистор находился или в режиме насыщения, или в пограничном режиме, очень близком к режиму насыщения. Определим токи и напряжения для рассматриваемого

отрезка времени:

$$i_б = \frac{U_1 - u_{бэ}}{R_б} \approx \frac{U_1}{R_б}, \quad i_к = \frac{E_к - u_{кэ}}{R_к} \approx \frac{E_к}{R_к}.$$

Ток коллектора в режиме насыщения обозначим через $I_{кнас}$. Таким образом, $I_{кнас} = E_к / R_к$.

Напряжение в режиме насыщения у транзисторов разного типа различно. Обычно оно лежит в пределах 0,08... 1 В.

Для оценки глубины насыщения пользуются так называемым коэффициентом насыщения $q_{нас}$, показывающим, во сколько раз реальный ток базы больше того минимального значения тока базы, которое необходимо для обеспечения режима насыщения. Очевидно, что минимальный ток базы $I_{б.нас.мин}$ необходимый для режима насыщения, определяется выражением

$$I_{б.нас.мин} \approx \frac{I_{к.нас}}{\beta_{ст}} = \frac{E_к}{R_к \cdot \beta_{ст}},$$

поэтому

$$q_{нас} = \frac{i_б}{I_{б.нас.мин}} \approx \frac{U_1 / R_б}{E_к / R_к \cdot \beta_{ст}}.$$

При выборе значения коэффициента насыщения для конкретного транзисторного ключа обычно используют следующие соображения:

- режим насыщения должен быть обеспечен для различных экземпляров транзисторов выбранного типа при работе ключа в заданном диапазоне температуры;
- увеличение тока базы в режиме насыщения уменьшает напряжение между коллектором и эмиттером, что уменьшает мощность, выделяющуюся в выходной цепи транзистора, но это уменьшение практически прекращается при $q_{нас}=3$;
- чрезмерное увеличение тока базы приводит к заметному увеличению мощности, выделяемой во входной цепи транзистора.

Кроме этих соображений, относящихся к установившемуся режиму, учитывают влияние величины тока базы на длительность переходных процессов. Чем больше ток базы, тем быстрее включается (т. е. входит в режим насыщения) транзисторный ключ, но длительность переходного процесса выключения транзистора при этом увеличивается. Подробнее эти вопросы рассматриваются ниже. Часто величину $q_{нас}$ выбирают из диапазона 1,5...2. Изобразим временные диаграммы, соответствующие процессу включения (рис. 3.8).

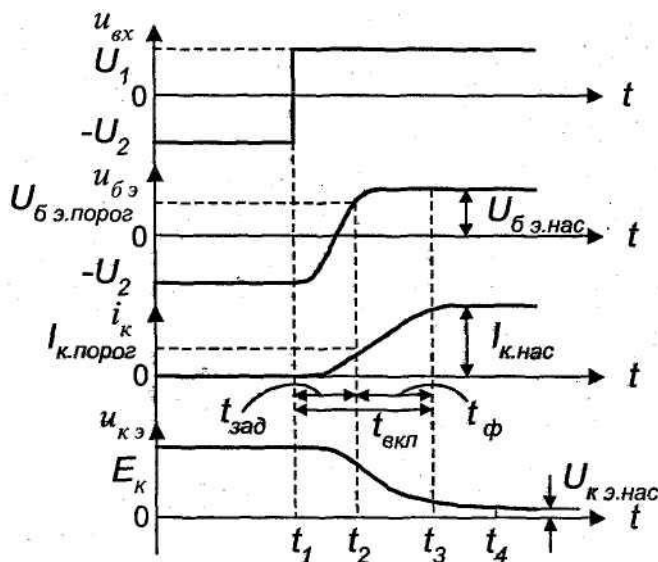


Рис. 3.8

Через $u_{бэ.порог}$ обозначено пороговое напряжение между базой и эмиттером, которое соответствует некоторому малому значению тока базы.

Например, считают, что напряжение $u_{бэ.порог}$ соответствует току базы, в 10 раз меньшему тока $I_{б.нас.мин}$.

Через $I_{к.порог}$ обозначен ток коллектора, соответствующий напряжению $u_{бэ.порог}$.

Интервал $t_1...t_2$ называют интервалом задержки включения, интервал $t_2...t_3$ — интервалом формирования фронта, а интервал $t_3...t_4$ — интервалом накопления заряда. Разность $t_3 - t_1$ называют временем включения.

Длительность интервала формирования фронта определяется током базы, током насыщения коллектора $I_{к.нас}$, величиной b транзистора, а также временем жизни неосновных носителей в базе.

На интервале задержки включения изменяются напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах, и поэтому изменяются объемные нескомпенсированные заряды в области этих переходов. Это находит отражение в том, что возникают токи электродов транзистора. Но ток коллектора на рассматриваемом интервале мал. Указанное явление

изменения зарядов условно называют перезарядом барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов. Однако не следует забывать, что барьерные емкости, как и диффузионные, являются по определению дифференциальными емкостями. Поэтому к термину «перезаряд» следует относиться с осторожностью. Например, если напряжение между базой и эмиттером равно нулю, это не означает, что некомпенсированный заряд в области эмиттерного перехода равен нулю (а заряд «обычной» емкости равен нулю при нулевом напряжении). К концу интервала задержки напряжение между базой и эмиттером увеличивается до значения $u_{бэ,нарог}$.

На интервале формирования фронта токи электродов транзистора являются значительными. В начале этого интервала продолжается изменение напряжения на эмиттерном переходе. В течение всего интервала изменяется напряжение на коллекторном переходе. Это вызывает изменение соответствующих некомпенсированных объемных зарядов. На интервале формирования фронта, кроме этого, происходит накопление неравновесных носителей электричества в базе транзистора. Это условно называют процессом накопления неосновных носителей. Но следует учитывать, что заряд неосновных носителей практически мгновенно компенсируется зарядом основных носителей. Подробнее этот вопрос рассмотрен при изучении полупроводникового диода и явления диэлектрической релаксации (релаксации Максвелла). Чем больше коэффициент насыщения, тем меньше длительность фронта t_{ϕ} .

На интервале накопления заряда продолжается накопление неравновесных носителей электричества. При этом напряжение $u_{кэ}$ незначительно уменьшается, а ток коллектора незначительно увеличивается.

Изобразим временные диаграммы, иллюстрирующие процесс выключения (рис. 3.9).

На рис. 3.9 введены следующие обозначения интервалов времени:

- $t_1...t_2$ — рассасывания заряда;
- $t_2...t_3$ — формирования спада;
- $t_3...t_4$ — установления.

Разность $t_3 - t_1$ называют временем выключения. На интервале рассасывания ток базы отрицательный и ограничивается резистором R_{δ} . Если пренебречь напряжением $u_{бэ}$, то $i_{\delta} = -U_2/R_{\delta}$. На этом интервале происходит уменьшение концентрации неравновесных носителей электричества, и к концу интервала транзистор выходит из режима насыщения. Чем больше коэффициент насыщения, тем больше время рассасывания $t_{рас}$. Чем больше по модулю ток i_{δ} , тем меньше время рассасывания.

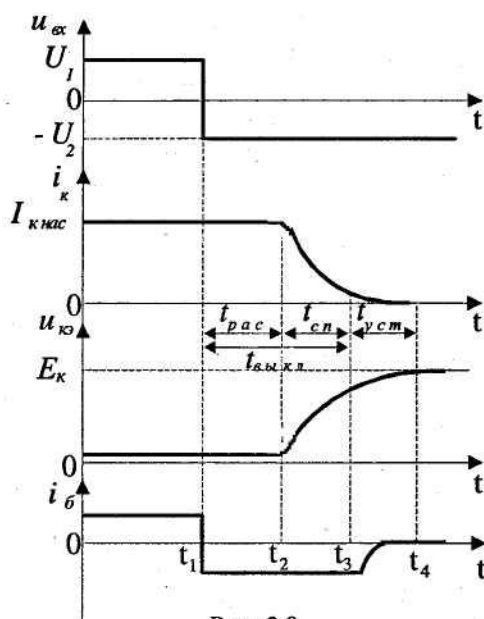


Рис. 3.9

На интервале форсирования спада продолжается уменьшение концентрации неравновесных носителей, ток i_k значительно уменьшается, а напряжение на коллекторном переходе и напряжение $u_{кэ}$ значительно возрастает. Изменение напряжения на коллекторном переходе приводит к изменению объемных некомпенсированных зарядов в области этого перехода (говорят, что барьерная коллекторная емкость перезаряжается).

На интервале установления напряжение $u_{бэ}$ изменяется от величины $u_{бэ,порог}$ до $-U_2$. При этом изменяются не-компенсированные объемные заряды переходов транзистора.

После момента времени t_3 ток коллектора становится равным току базы, эмиттерный переход смещается в обратном направлении, ток базы быстро уменьшается по модулю и становится нулевым.

Количественный анализ динамических режимов транзисторных ключей настоятельно рекомендуется выполнить с помощью пакетов программ для машинного анализа электронных схем (Micro-Cap V и др.). Эти пакеты программ позволяют анализировать переходные процессы при самых сложных входных сигналах. Ранее для расчета переходных процессов в транзисторных ключах применялись упрощенные методики, предполагающие к тому же использование простых входных сигналов. В настоящее время эти методики рекомендуются применять только в учебных целях.

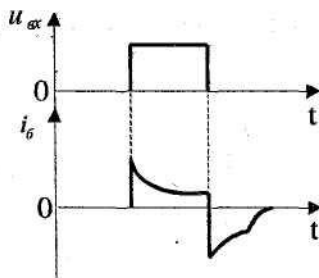
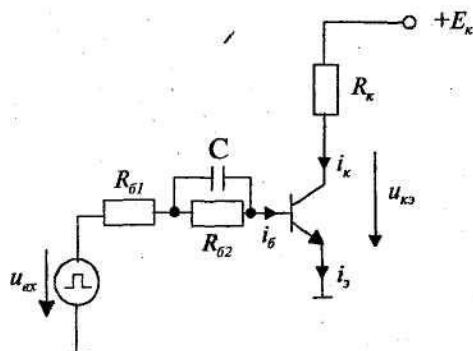


Рис. 3.10

Из изложенного следует, что время включения ключа можно уменьшить, увеличивая отпирающий ток базы. В то же время увеличивать коэффициент насыщения нежелательно, так как это удлиняет время выключения. Аналогично время выключения можно уменьшить, увеличивая запирающий (отрицательный) ток базы.

Представим схему транзисторного ключа с форсирующим конденсатором, который увеличивает положительную и отрицательную амплитуды тока базы и тем самым повышает быстродействие (рис. 3.10). Работу ключа поясняют временные диаграммы. Подобные схемы широко используются на практике.

3.2.2. Ненасыщенные ключи на биполярных транзисторах

Одним из способов повышения быстродействия является предотвращение насыщения транзистора. Это, как отмечалось выше, уменьшает время рассасывания. Важно учитывать, что предотвращение насыщения обычно достигается не уменьшением отпирающего базового тока, так как этот способ предотвращения насыщения имеет существенные недостатки. Во-первых, если ориентироваться на уменьшение тока базы, то придется принять меры по точной регулировке этого тока. Иначе ключ на одном экземпляре транзистора, имеющего малый коэффициент ρ , не будет полностью открываться, а ключ на другом экземпляре транзистора, имеющего большой коэффициент ρ , все-таки будет входить в режим насыщения. Во-вторых, работа ключа может оказаться нестабильной. Например, существенное дестабилизирующее воздействие может оказать температура. В-третьих, длительность фронта импульса будет значительной.

Вначале рассмотрим идеализированную схему ненасыщенного ключа (рис. 3.11, а), принцип действия которого легко понять. Напряжение смещения $U_{см}$ должно быть порядка 0,4...0,6 В. До тех пор, пока режим работы транзистора не приближается к режиму насыщения, диод VD остается закрытым и весь ток источника входного сигнала поступает в базу транзистора, вызывая его быстрое отпирание. На границе активного режима и режима насыщения напряжение $u_{кб}$ оказывается близким к нулевому, и

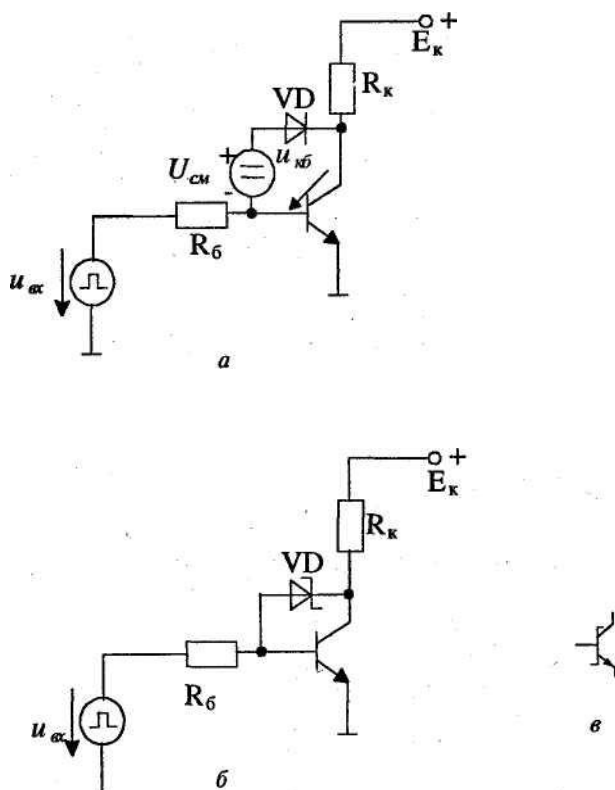


Рис. 3.11

диод начинает открываться. После этого часть тока источника входного сигнала ответвляется в цепь диода, ток базы уменьшается, и транзистор не входит в режим насыщения. Таким образом, в схеме имеет место нелинейная отрицательная обратная связь по напряжению. В таких схемах должны использоваться высокочастотные диоды.

Очень хорошие результаты дает использование диодов Шоттки (рис. 3.11, б). При рассмотрении этих диодов отмечалось, что они отличаются большим быстродействием и малым падением напряжения (время восстановления может быть порядка 0,1 нс и меньше, напряжение отпираания около 0,25 В). При использовании диодов Шоттки источники напряжения смещения не требуются. Биполярный транзистор с диодом Шоттки стали называть «транзистор Шоттки» и обозначать, как показано на рис. 3.11, в.

Кроме достоинств, следует иметь в виду и следующие недостатки ненасыщенных ключей:

- повышенное напряжение на открытом ключе;
- пониженная помехоустойчивость;
- пониженная температурная стабильность.

Несмотря на указанные недостатки, ненасыщенные ключи широко используются на практике.

3.2.3. Аналоговые коммутаторы (аналоговые ключи) на биполярных транзисторах

Выше рассмотрены ключи, в выходных цепях которых используются источники постоянного напряжения (источники питания). Назначение таких ключей состоит в том, чтобы создать на выходе или напряжение, близкое к нулю (когда ключ открыт), или напряжение, близкое к напряжению питания (когда ключ закрыт, а ток, потребляемый нагрузкой, подсоединенной к ключу, достаточно мал). Такая работа характерна для ключей цифровой электроники (их называют цифровыми ключами) и силовой электроники.

В информативной электронике используются также и ключи, имеющие другое назначение. Оно состоит в том, чтобы соединять или рассоединять источник входного, содержащего информацию аналогового сигнала и приемник этого сигнала. Такие ключи принято называть аналоговыми. Их также называют аналоговыми коммутаторами.

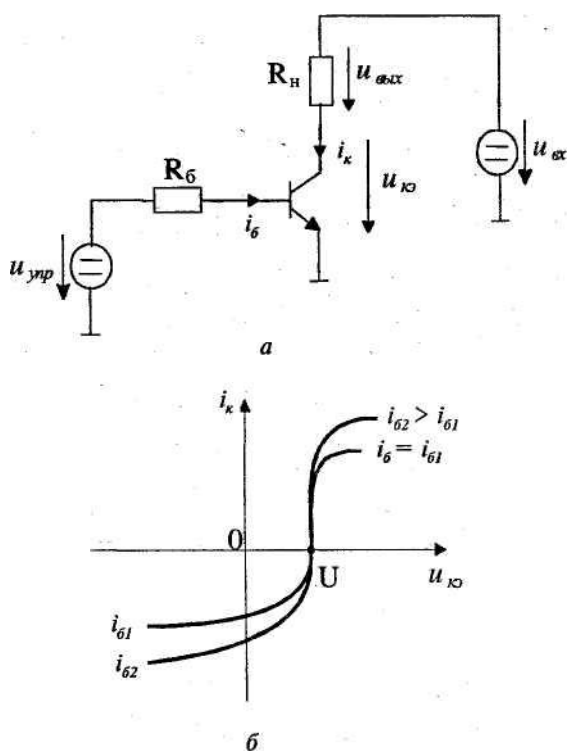


Рис. 3.12

Рассмотрим простейшие схемы аналоговых ключей на биполярных транзисторах. На рис. 3.12, а представлена схема с общим эмиттером. Изобразим выходные характеристики транзистора для прямого и инверсного включения в области, близкой к началу координат (рис. 3.12, б).

Через u_{ex} обозначено входное напряжение, которое в зависимости от управляющего сигнала $u_{упр}$ подается или не подается на нагрузку R_H . Напряжение u_{ex} может быть как положительным, так и отрицательным. Если $u_{ex} > 0$, то рассматриваемый аналоговый ключ работает так же, как изученный ключ с постоянным напряжением питания. Если $u_{ex} < 0$, транзистор работает в инверсном режиме.

Одним из недостатков биполярного транзистора с точки зрения применения его в аналоговых ключах является то, что выходные характеристики не проходят через начало координат. Вследствие этого ток i_k и напряжение $u_{вых}$ будут равны нулю не тогда, когда $u_{ex} = 0$, а при некотором положительном входном напряжении U . Напряжение U обычно составляет 10... 100 мВ. Это напряжение называют остаточным или напряжением смещения.

На практике для уменьшения величины U транзистор включают так, чтобы роль эмиттера играл коллектор, а роль коллектора — эмиттер. Изобразим соответствующие характеристики и схему, которую иногда называют схемой с общим эмиттером при инверсном включении транзистора (рис. 3.13).

Из-за несимметрии структуры транзистора, различия в концентрациях примесей в различных его областях остаточное напряжение для инверсного включения $U_{инв}$ обычно значительно меньше напряжения U . Часто $U_{инв}$ составляет 1...5 мВ. Но, используя инверсное включение, следует помнить, что максимально допустимое запирающее напряжение эмиттерного перехода обычно значительно меньше соответствующего напряжения для коллекторного перехода.

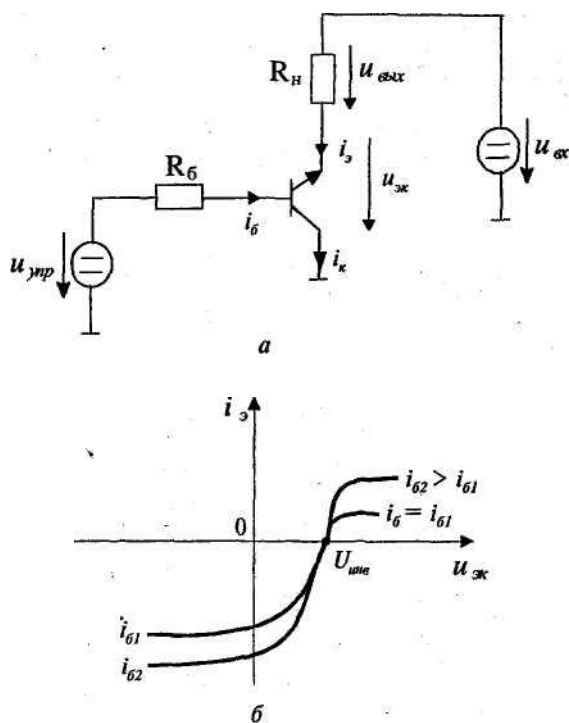


Рис. 3.13

Обратимся к третьей простейшей схеме — схеме с общим коллектором (рис. 3.14). Можно заметить, что последняя схема фактически повторяет предыдущую, differing only in the conditional directions of currents and voltages. Подобным образом соотносятся и

характеристики.

Рассмотрим компенсационный аналоговый ключ на биполярных транзисторах. С целью уменьшения напряжения на открытом ключе используют последовательное включение одинаковых транзисторов. Промышленность выпускает интегральные схемы, содержащие пары транзисторов,

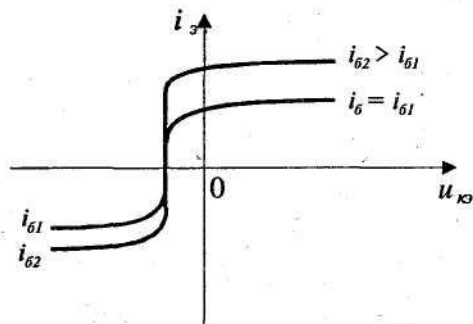
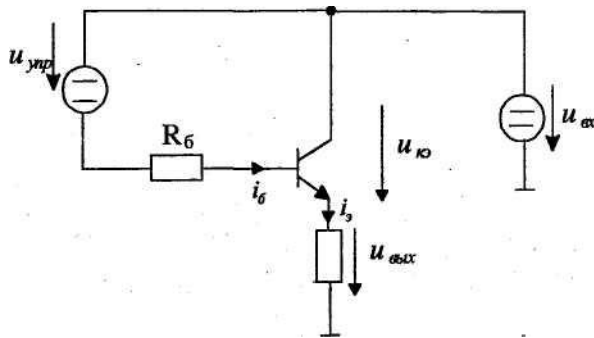


Рис. 3.14

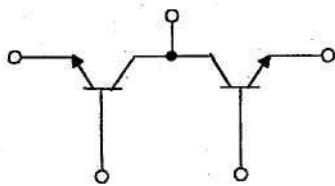


Рис. 3.15

предназначенные для такого использования. Изобразим принципиальную схему интегральной микросхемы 101КТ1А (рис. 3.15). Такие устройства называют также прерывателями. Изобразим схему аналогового ключа на основе такой микросхемы (рис. 3.16). Входной сигнал $u_{вх}$ может быть постоянным любой полярности или переменным. Управляющий сигнал передается через трансформатор.

Пусть в некоторый момент времени имеют место те полярности входного напряжения и напряжения на вторичной обмотке трансформатора, которые указаны без скобок, тогда транзисторы будут открыты и входной ток $i_{вх}$ будет положительным. Транзистор T_1 будет работать в нормальном режиме, причем он включен по схеме с общим коллектором. В соответствии с приведенными выше характеристиками в режиме насыщения $u_{кз1} < 0$.

The diagram shows a differential amplifier circuit. It consists of two transistors, T_1 and T_2 , whose emitters are connected to a common center tap of a transformer. The primary winding of the transformer is connected to the emitters, and its secondary winding is connected to a load resistor R_2 . The collector of T_1 is connected to a supply voltage u_{ex} through a resistor R_1 . The collector of T_2 is connected to the same supply voltage u_{ex} through a resistor R_H . The output voltage u_{ex} is measured across R_H . The transformer has a turns ratio k and a primary voltage u_{ynp} . The circuit is powered by a DC source U_{ex} and a signal source u_{ex} .

ключи называют компенсированными. Благодаря этому общее напряжение на транзисторах оказывается очень малым. Для указанной микросхемы это напряжение не более 100 мкВ.

Компенсированные транзисторные ключи входят в состав различных микросхем серий 124, 129, 162.

Ключи на полевых транзисторах широко используются для коммутации аналоговых и цифровых сигналов.

Ключи на полевых транзисторах отличаются малым остаточным напряжением. Они могут коммутировать слабые сигналы (в единицы микровольт и меньше). Это следствие того, что выходные характеристики полевых транзисторов проходят через начало координат.

Для примера изобразим выходные характеристики транзистора с управляющим переходом и каналом *p-типа* в области, прилегающей к началу координат (рис. 3.17). Обратим внимание, что характеристики в третьем квадранте

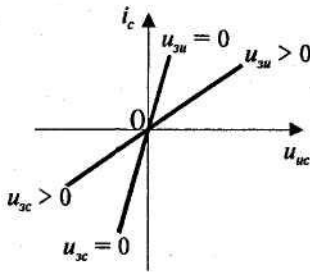
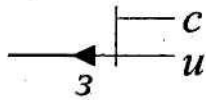


Рис. 3.17

соответствуют заданным напряжениям между затвором и стоком.

Однако минимальное сопротивление включенного ключа на полевом транзисторе может быть больше, чем ключа на биполярном транзисторе (т. е. наклон самой круто поднимающейся характеристики полевого транзистора может быть меньше, чем наклон соответствующей характеристики на биполярном транзисторе). Поэтому при значительном токе падение напряжения на полевом транзисторе может быть больше, чем падение напряжения на биполярном транзисторе.

Иногда остаточным напряжением на ключе называют не то напряжение, которое соответствует нулевому току, а то, которое соответствует некоторому значительному току ключа. Это нужно иметь в виду, чтобы понять смысл на первый взгляд парадоксального утверждения, встречающегося у некоторых авторов и состоящего в том, что остаточное напряжение ключей на полевых транзисторах больше, чем ключей на биполярных транзисторах, и поэтому «полевой транзистор обладает худшими ключевыми свойствами по сравнению с биполярным». Кстати будет сказать, что наличие подобных на первый взгляд противоречивых утверждений полезно воспринимать как знак того, что выбор конкретного решения (в данном случае выбор для коммутации полевого или биполярного транзистора) следует осуществлять на основе всестороннего анализа.

В статическом состоянии ключ на полевом транзисторе потребляет очень малый ток управления. Однако этот ток увеличивается при увеличении частоты переключения. Очень большое входное сопротивление ключей на полевых транзисторах фактически обеспечивает гальваническую развязку входных и выходных цепей. Это позволяет обойтись без трансформаторов в цепях управления. Ключи на полевых транзисторах часто менее быстродействующие в сравнении с ключами на биполярных транзисторах.

Изобразим схему цифрового ключа на МДП-транзисторе с индуцированным каналом n -типа и резистивной нагрузкой и соответствующие временные диаграммы (рис. 3.18). На схеме изображена емкость нагрузки C_n , моделирующая емкость устройств, подключенных к транзисторному ключу. Очевидно, что при нулевом входном сигнале транзистор заперт и $u_{сн} = E_c$. Если напряжение $u_{вх}$ больше порогового напряжения $U_{зи.порог}$ транзистора, то он открывается и напряжение $u_{сн}$ уменьшается.

Ключи на полевых транзисторах с управляющим p - n -переходом входят в состав различных микросхем серий 284, 504 и др..

Напряжение на ключе в его включенном состоянии $U_{вкл}$ зависит от сопротивления стока R_c , величины входного сигнала и особенностей стоковых характеристик транзистора. Скорость изменения напряжения на выходе определяется сопротивлением R_c , емкостью C_n и частотными свойствами транзистора.

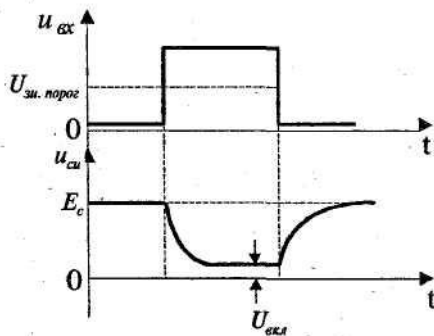
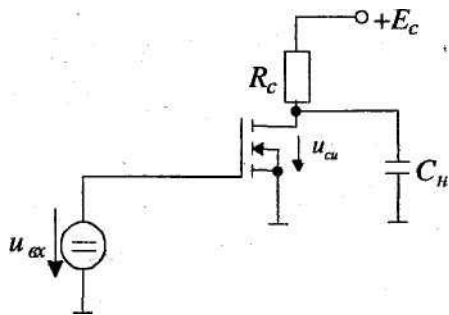


Рис. 3.18

Изобразим схему цифрового ключа на МДП-транзисторе с нагрузочным МДП-транзистором (с динамической нагрузкой) (рис. 3.19). Отметим, что при использовании интегральной технологии такой ключ, как ни странно на первый взгляд, изготовить проще в сравнении с рассмотренным выше, имеющим нагрузочный резистор. Транзистор T_1 называют активным, а транзистор T_2 — нагрузочным.

Вначале рассмотрим закрытое состояние ключа. При этом $u_{вх} < U_{зи.порог1}$, где $U_{зи.порог1}$ — пороговое напряжение для транзистора T_1 .

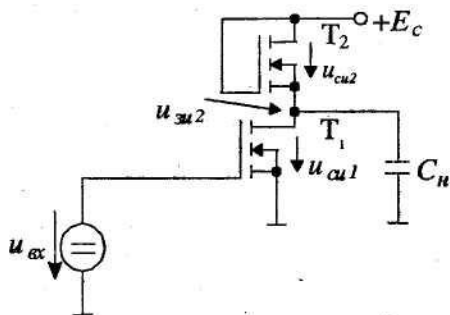


Рис. 3.19

В этом случае транзистор T_1 закрыт и через оба транзистора протекает очень малый ток (обычно не более 1 нА). При этом напряжение $u_{сш1}$ близко к напряжению E_c , а напряжение $u_{сш2}$ близко к нулю. В рассматриваемом состоянии транзистор T_2 также закрыт, хотя напряжение между затвором и истоком этого транзистора положительно (очевидно, что $u_{зи2} = u_{сш2}$). Но соотношение между параметрами транзисторов обеспечивается именно такое, чтобы в закрытом состоянии ключа выполнялось соотношение $u_{сш1} = E_c$. По крайней мере очевидно, что напряжение $u_{сш2}$ не может быть больше порогового напряжения $U_{зи.порог2}$ для транзистора T_2 , иначе бы транзистор T_2

открылся и напряжение на нем уменьшилось.

Теперь рассмотрим открытое состояние ключа. При этом $u_{ex} > u_{зипорог1}$. Транзистор T_1 открыт и напряжение u_{cu1} близко к нулю, а напряжение на транзисторе T_2 близко к напряжению питания. В рассматриваемом состоянии транзистор T_2 также открыт, при этом $u_{zu2} = u_{cu2} = E_c$. Но транзисторы конструируют таким образом, чтобы удельная крутизна транзистора T_2 была намного меньше, чем удельная крутизна транзистора T_1 . Именно поэтому в открытом состоянии ключа $u_{cu1} = 0$ (часто это напряжение лежит в пределах 50...100 мВ). Так как удельная крутизна транзистора T_2 мала, ток, протекающий через открытый ключ, сравнительно мал.

Изобразим схему цифрового ключа на комплементарных МДП-транзисторах (комплементарный МДП-ключ, КМОП-ключ) (рис. 3.20). Здесь использованы взаимодополняющие друг друга (комплементарные) транзисторы: транзистор T_1 с каналом n-типа и транзистор T_2 с каналом p-типа. Обозначим через $U_{зи.порог1}$ и $U_{зи.порог2}$ пороговые напряжения для транзисторов соответственно T_1 и T_2 . Стоит обратить внимание, что каждое из указанных пороговых напряжений является положительным.

Пусть $u_{ex} = 0$, тогда, очевидно, транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт. При этом $u_{cu1} = E_c$, $u_{cu2} = 0$. Если $u_{ex} > U_{зи.порог1}$, тогда транзистор T_1 открыт. Пусть, кроме того, $u_{ex} > E_c - U_{зи.порог2}$, тогда транзистор T_2 закрыт. При этом $u_{cu1} = 0$, $u_{cu2} = E_c$.

Надо отметить, что если $E_c < U_{зи.порог1} + U_{зи.порог2}$, то при изменении входного сигнала не возникает ситуация, когда оба транзистора включены. Но если данное неравенство не выполняется, то такая ситуация будет иметь место при некотором промежуточном напряжении u_{ex} , и тогда через транзисторы протекает так называемый сквозной ток. Если длительность переднего фронта и длительность среза (заднего фронта) входного импульса мала, то сквозной ток

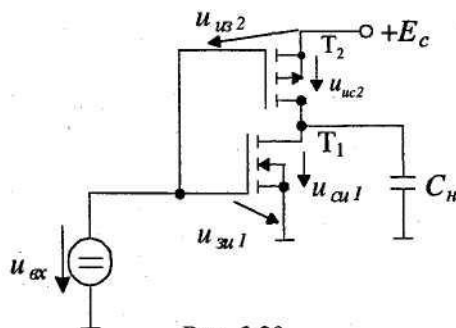


Рис. 3.20

протекает короткое время, но и в этом случае он оказывает негативное влияние на работу схемы.

Как следует из изложенного, в каждом из двух установившихся режимов, т. е. и в открытом, и в закрытом состоянии, ключ практически не потребляет ток от источника питания. Это первое важное достоинство комплементарного ключа. Вторым важным достоинством комплементарного ключа является резкое отличие выходного напряжения в открытом состоянии ключа (единицы микровольт и менее) и выходного напряжения в закрытом состоянии (это напряжение меньше напряжения питания всего лишь на единицы микровольт и менее). Это обеспечивает высокую помехоустойчивость цифровых схем на комплементарных ключах.

Третьим важным достоинством комплементарного ключа является его повышенное быстродействие. Оно может быть на порядок больше, чем у двух других ранее изученных ключей на полевых транзисторах. Повышенное быстродействие объясняется тем, что как разряд емкости C_n , так и ее заряд происходит через соответствующий открытый транзистор (емкость разряжается через транзистор T_1 и заряжается через транзистор T_2). При этом в начале заряда или разряда через соответствующий транзистор протекает большой ток, который быстро изменяет напряжение емкости. Естественно предположить, что входной сигнал поступает от такого же ключа, т. е. или $u_{ex} = 0$, или $u_{ex} = E_c$. В этом случае, чем больше

напряжение питания E_c , тем больше отпирающий сигнал на соответствующем транзисторе и тем больше его начальный ток (к примеру, при $u_{\text{вх}}=0$, $u_{\text{из2}}=E_c$). Поэтому при увеличении напряжения питания быстродействие комплементарного ключа увеличивается.

Описанные достоинства, а также отработанность технологии изготовления явились причиной широкого использования КМОП-ключей.

Рассмотрим простейшую схему аналогового ключа на МДП-транзисторе (рис. 3.21). Эта схема получается из предыдущей при замене транзистора T_1 резистором нагрузки, а источника питания — источником входного сигнала.

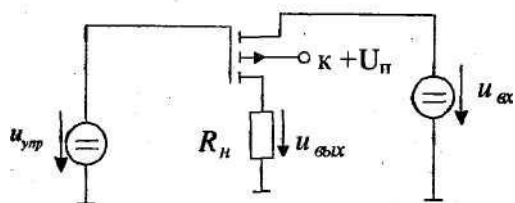


Рис. 3.21

Подложка транзистора подключена к положительному полюсу источника питания, т. е. к точке с наибольшим потенциалом, для того чтобы р-п-переходы между подложкой и истоком и подложкой и стоком не открывались.

Транзистор этого аналогового ключа работает подобно тому, как работает транзистор T_2 рассмотренного комплементарного ключа. Например, для отпираания транзистора необходимо, чтобы напряжение $u_{\text{вх}}$ было малым.

Ключ может коммутировать как положительное, так и отрицательное входное напряжение.

Рассмотрим теперь двунаправленный аналоговый ключ (передающий вентиль) на комплементарных транзисторах (рис. 3.22). Ключ предназначен для передачи напряжения u_a с вывода А на вывод В или напряжение u_b с вывода В на вывод А. Предполагается, что эти напряжения находятся в пределах от 0 до $+E_n$. Транзисторы T_1 и T_2 образуют рассмотренный выше комплементарный ключ. Двунаправленный ключ открыт, когда $u_{\text{вх}} = +E_n$. В этом случае по крайней мере один из транзисторов T_3 и T_4 открыт. Ключ закрыт, когда $u_{\text{вх}} = 0$.

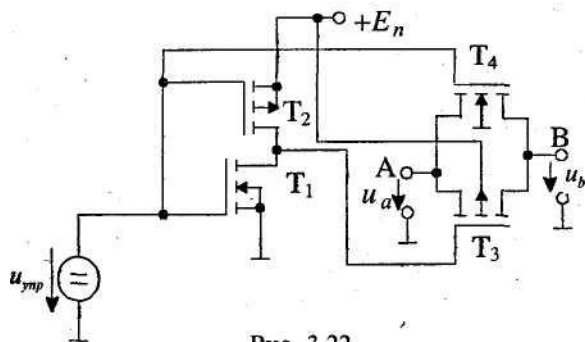


Рис. 3.22

Если схему изменить и на затворы транзисторов T_3 и T_4 подавать не только положительные, но и отрицательные напряжения, то ключ будет в состоянии работать не только при положительных, но и отрицательных напряжениях u_a и u_b .

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором входят в состав микросхем серий 168, 547 и др., а на комплементарных транзисторах — в состав микросхем серий 590, 591, 176, 561, 1564.

3.3. ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Логический элемент (логический вентиль) — это электронная схема, выполняющая некоторую простейшую логическую операцию. На рис. 3.23 приведены примеры условных графических обозначений некоторых логических элементов.

Логический элемент может быть реализован в виде отдельной интегральной схемы. Часто интегральная схема содержит несколько логических элементов.

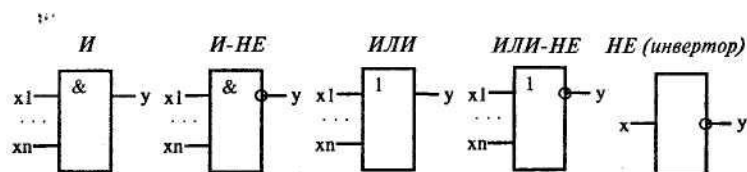


Рис. 3.23

Логические элементы используются в устройствах цифровой электроники (логических устройствах) для выполнения простого преобразования логических сигналов.

3.3.1. Классификация и основные параметры

Рассмотрим наиболее широко используемую исторически сложившуюся классификацию. Она построена и с учетом того, какие электронные приборы являются основными в соответствующих интегральных схемах, и с учетом особенностей использованных схемотехнических решений.

Выделяются следующие классы логических элементов (так называемые логики):

- резисторно-транзисторная логика (РТЛ);
- диодно-транзисторная логика (ДТЛ);
- транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ);
- эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ);
- транзисторно-транзисторная логика с диодами Шоттки (ТТЛШ);
- логика на основе МОП-транзисторов с каналами типа p (p -МДП);
- логика на основе МОП-транзисторов с каналами типа n (n -МДП);
- логика на основе комплементарных ключей на МДП-транзисторах (КМДП, КМОП);
- интегральная инжекционная логика I^2L ;
- логика на основе полупроводника из арсенида галлия GaAs;

В настоящее время наиболее широко используются следующие логики: ТТЛ, ТТЛШ, КМОП, ЭСЛ. Устарела и практически не используется РТЛ. Для разрабатываемых в настоящее время устройств можно рекомендовать использовать КМОП-логику, а также логику на основе GaAs.

Логические элементы и другие цифровые электронные устройства выпускаются в составе серий микросхем. Серия микросхем — это совокупность микросхем, характеризующих общими технологическими и схемотехническими решениями, а также уровнями электрических сигналов и напряжения питания.

Приведенная классификация охватывает не только собственно логические элементы, но и другие цифровые устройства, в том числе микропроцессорные. Однако здесь следует учитывать, что при производстве сложных цифровых устройств некоторые логики не использовались и не используются.

Приведем примеры серии микросхем: ТТЛ — К155, КМ155, К133, КМ133; ТТЛШ - 530, КР531, КМ531, КР1531, 533, К555, КМ555, 1533, КР1533; ЭСЛ - 100, К500, К1500; КМОП - 564, К561, 1564, КР1554; GaAs - К6500;

Каждая серия микросхем, несмотря на то, что она обычно содержит самые разнообразные цифровые устройства, характеризуется некоторым набором параметров, дающих достаточно подробное представление об этой серии. При определении этих

параметров ориентируются именно на логические элементы — простейшие устройства серии микросхем. В соответствии с этим говорят о параметрах не серии микросхем, а о параметрах логических элементов данной серии.

Рассмотрим наиболее важные из параметров.

Быстродействие характеризуют временем задержки распространения сигнала $t_{зр}$ и максимальной рабочей частотой F_{\max} . Обратимся к идеализированным временным диаграммам, соответствующим элементу НЕ (инвертору) (рис. 3.24). Через $U_{вх1}$ и $U_{вых1}$ обозначены уровни входного и выходного напряжений, соответствующие логической единице, а через $U_{вх0}$ и $U_{вых0}$ — соответствующие логическому нулю. Различают время задержки $t_{зр10}$ распространения при переключении из состояния 1 в состояние 0 и при переключении из состояния 0 в состояние 1 — $t_{зр01}$, а также среднее время задержки распространения $t_{зр}$, причем $t_{зр} = 0,5(t_{зр10} + t_{зр01})$. Время задержки принято определять по перепадам уровней $0,5\Delta U_{вх}$ и $0,5\Delta U_{вых}$. Максимальная рабочая частота F_{\max} — это частота, при которой сохраняется работоспособность схемы.

Нагрузочная способность характеризуется коэффициентом объединения по входу $K_{об}$ и коэффициентом разветвления по выходу $K_{раз}$ (иногда используют термин «ко-

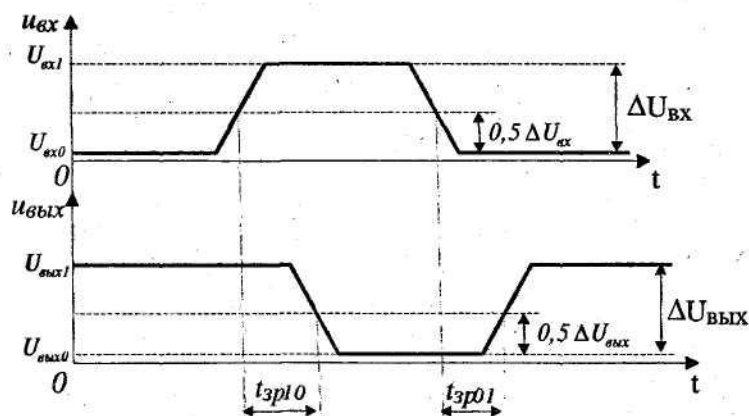


Рис. 3.24

эффициент объединения по выходу»). Величина $K_{об}$ — это число логических входов, величина $K_{раз}$ — максимальное число однотипных логических элементов, которые могут быть подключены к выходу данного логического элемента. Типичные значения их таковы: $K_{об} = 2...8$, $K_{раз} = 4...10$. Для элементов с повышенной нагрузочной способностью $K_{раз} = 20...30$.

Помехоустойчивость в статическом режиме характеризуют напряжением $U_{пст}$, которое называют статической помехоустойчивостью. Это такое максимально допустимое напряжение статической помехи на входе, при котором еще не происходит изменение выходных уровней логического элемента.

Важным параметром является мощность, потребляемая микросхемой от источника питания. Если эта мощность различна для двух логических состояний, то часто указывают среднюю потребляемую мощность для этих состояний.

Важными являются также следующие параметры:

- напряжение питания;
- входные пороговые напряжения высокого и низкого уровня $U_{вх1.порог}$ и $U_{вх0.порог}$, соответствующие изменению состояния логического элемента;
- выходные напряжения высокого и низкого уровней $U_{вых1}$ и $U_{вых0}$.

Используют и другие параметры.

3.3.2. Особенности выходных каскадов цифровых микросхем

Часто возникает необходимость подключения выходов нескольких цифровых микросхем к одной нагрузке. Одним из способов объединения выходов является использование в выходных каскадах микросхем транзисторов, один из выводов которых (коллектор, эмиттер, сток, исток) никуда не подключен. Такой вывод называют открытым.

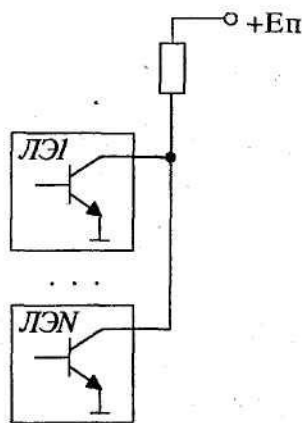


Рис. 3.25

Покажем схематически (рис. 3.25), как объединяются выходы микросхем с открытым коллектором. Такую схему называют «монтажным (проводным) ИЛИ».

Если открытым является коллектор транзистора n - p - n -типа, эмиттер транзистора p - n - p -типа, сток транзистора с каналом n -типа, исток транзистора с каналом p -типа, то вывод обозначают символом Q . Если открытым является коллектор транзистора p - n - p -типа, эмиттер транзистора n - p - n -типа, сток транзистора с каналом p -типа, исток транзистора с каналом n -типа, вывод обозначают символом O .

Выходные каскады некоторых микросхем могут работать в таком режиме, когда микросхема оказывается фактически отключенной от нагрузки. Это так называемое третье (высокоимпедансное) состояние микросхемы. Использование третьего состояния является еще одним способом объединения выходов микросхем, который широко используется в вычислительной технике, при подключении к общей шине многих устройств. Приведем фрагмент схемы, поясняющей возникновение третьего состояния (рис. 3.26). Если оба транзистора закрыты, то микросхема и нагрузка фактически являются разъединенными. Наличие третьего состояния обозначают символом \diamond .

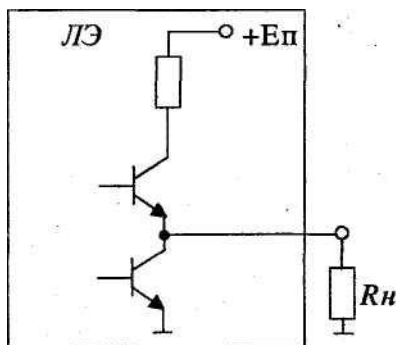


Рис. 3.26

При использовании в едином цифровом устройстве микросхем различных серий, и в особенности различных логик, может возникнуть проблема согласования уровней входных и выходных напряжений. Для указанных целей производятся специальные микросхемы, которые называют преобразователями уровня сигналов.

3.3.3. Особенности логических элементов различных логик

Для конкретной серии микросхем характерно использование типового электронного узла — базового логического элемента. Этот элемент является основой построения самых разнообразных цифровых электронных устройств.

Ниже рассмотрим особенности базовых логических элементов различных логик.

Элементы транзисторно-транзисторной логики. Характерной особенностью ТТЛ является использование мно-гоэмиттерных транзисторов. Эти транзисторы сконструированы таким образом, что отдельные эмиттеры не оказывают влияния друг на друга. Каждому эмиттеру соответствует свой p-n-переход. В первом приближении многоэмиттерный транзистор может моделироваться схемой на диодах (см. пункт на рис. 3.27).

Упрощенная схема ТТЛ-элемента приведена на рис. 3.27. При мысленной замене многоэмиттерного транзистора диодами получаем элемент диодно-транзисторной логики «И-НЕ». Из анализа схемы можно сделать вывод, что если на один из входов или на оба входа подать низкий уровень напряжения, то ток базы транзистора T_2 будет равен нулю, и на коллекторе транзистора T_2 будет высокий уровень напряжения. Если на оба входа подать высокий уровень напряжения, то через базу T_2 транзистора будет протекать большой базовый ток и на коллекторе транзистора T_2 будет низкий уровень напряжения, т. е.

данный элемент реализует функцию И-НЕ: $u_{вых} = u_1 u_2$. Базовый элемент ТТЛ содержит многоэмиттерный транзистор, выполняющий логическую операцию И, и сложный инвертор (рис. 3.28). Если на один или оба входа одновременно подан низкий уровень напряжения, то многоэмиттерный транзистор находится в состоянии насыщения и транзистор T_2 закрыт, а следовательно, закрыт и транзистор T_4 , т. е. на выходе будет высокий уровень напряжения. Если на обоих входах одновременно действует высокий уровень напряжения, то

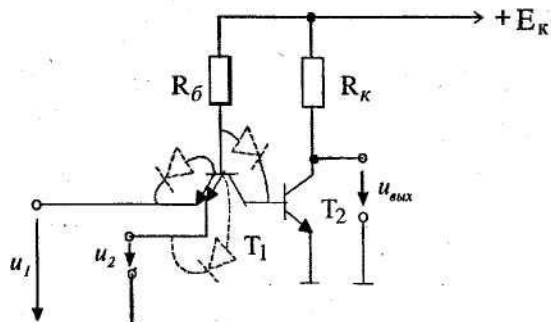


Рис. 3.27

транзистор T_2 открывается и входит в режим насыщения, что приводит к открытию и насыщению транзистора T_4 и запирающему транзистора T_3 , т. е. реализуется функция И-НЕ.

Для увеличения быстродействия элементов ТТЛ используются транзисторы с диодами Шоттки (транзисторы Шоттки).

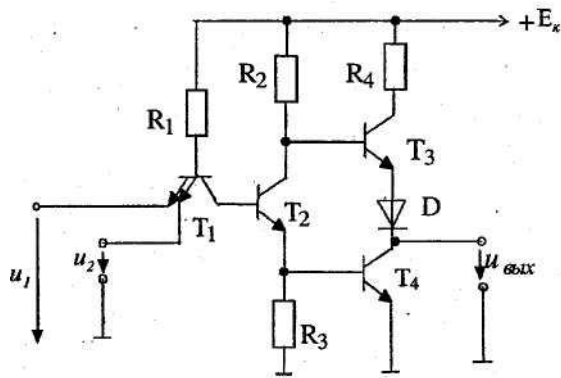


Рис. 3.28

Базовый логический элемент ТТЛШ (на примере серии К555). В качестве базового элемента серии микросхем К555 использован элемент И-НЕ. На рис. 3.29,а изображена схема этого элемента, а условное графическое обозначение транзистора Шоттки приведено на рис. 3.29,б. Такой транзистор эквивалентен рассмотренной выше паре из обычного транзистора и диода Шоттки. Транзистор VT4 — обычный биполярный транзистор.

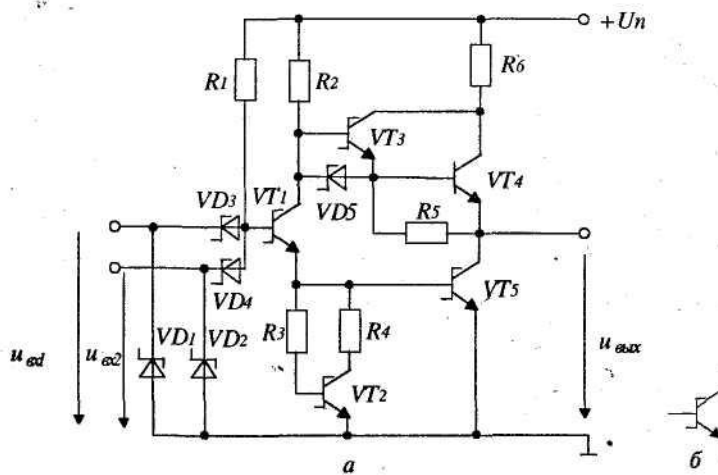


Рис. 3.29

Если оба входных напряжения $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ имеют высокий уровень, то диоды VD3 и VD4 закрыты, транзисторы VT1, VT5 открыты и на выходе имеет место напряжение низкого уровня. Если хотя бы на одном входе имеется напряжение низкого уровня, то транзисторы VT1 и VT5 закрыты, а транзисторы VT3 и VT4 открыты, и на выходе имеет место напряжение высокого уровня. Полезно отметить, что транзисторы VT3 и VT4 образуют так называемый составной транзистор (схему Дарлингтона).

Микросхемы ТТЛШ серии К555 характеризуются следующими параметрами:

- напряжение питания +5 В;
- выходное напряжение низкого уровня — не более 0,4 В;
- выходное напряжение высокого уровня — не менее 2,5 В;
- помехоустойчивость — не менее 0,3 В;
- среднее время задержки распространения сигнала — 20 нс;
- максимальная рабочая частота — 25 МГц.

Микросхемы ТТЛШ обычно совместимы по логическим уровням, помехоустойчивости и напряжению питания с микросхемами ТТЛ. Время задержки распространения сигнала элементов ТТЛШ в среднем в два раза меньше по сравнению с аналогичными элементами ТТЛ.

Особенности других логик. Основой базового логического элемента ЭСЛ является токовый ключ. Схема токового ключа (рис. 3.30) подобна схеме дифференциального усилителя.

Необходимо обратить внимание на то, что микросхемы ЭСЛ питаются отрицательным напряжением (к примеру, $-4,5$ В для серии К1500). На базу транзистора VT2 подано отрицательное постоянное опорное напряжение $U_{оп}$. Изменение входного напряжения $u_{вх1}$ приводит к перераспределению постоянного тока I_{30} , заданного сопротивлением R_3 между транзисторами, что имеет следствием изменение напряжений на их коллекторах. Транзисторы не входят в режим насыщения, и это является одной из причин высокого быстродействия элементов ЭСЛ.

Микросхемы серий 100, 500 имеют следующие параметры: напряжение питания $-5,2$ В; потребляемая мощность — 100 мВт; коэффициент разветвления по выходу — 15; задержка распространения сигнала — 2,9 нс.

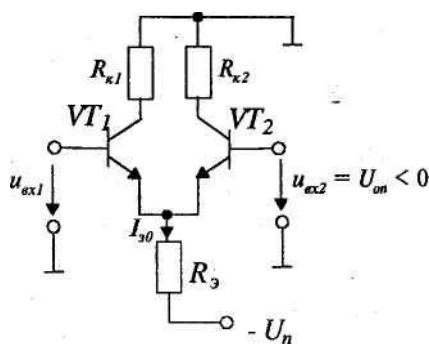


Рис. 3.30

В микросхемах *n*-МОП и *p*-МОП используются ключи соответственно на МОП-транзисторах с *n*-каналом и динамической нагрузкой (рассмотрены выше) и на МОП-транзисторах с *p*-каналом.

В качестве примера рассмотрим элемент логики *n*-МОП, реализующий функцию ИЛИ-НЕ (рис. 3.31). Он состоит из нагрузочного транзистора T_3 и двух управляющих транзисторов T_1 и T_2 . Если оба транзистора T_1 и T_2 закрыты, то на выходе устанавливается высокий уровень

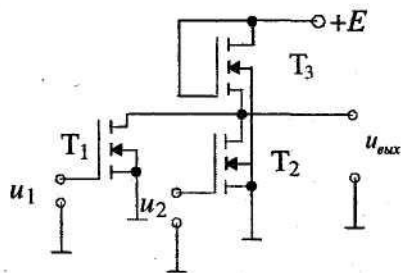


Рис. 3.31

напряжения. Если одно или оба напряжения u_1 и u_2 имеют высокий уровень, то открывается один или оба транзистора T_1 и T_2 и на выходе устанавливается низкий уровень напряжения, т. е. реализуется функция $u_{вых} = \overline{u_1 + u_2}$. Для исключения потребления мощности логическим элементом в статическом состоянии используются комплементарные МДП — логические элементы (КМДП или КМОП-логика). В микросхемах КМОП используются комплементарные ключи на МОП-транзисторах. Они отличаются высокой помехоустойчивостью. Логика КМОП является очень перспективной. Рассмотренный ранее комплементарный ключ фактически является элементом НЕ (инвертором).

Рассмотрим КМОП — логический элемент, реализующий функцию ИЛИ-НЕ (рис. 3.32). Если входные напряжения имеют низкие уровни (u_1 и u_2 меньше порогового напряжения $U_{зи. порог.п}$), то транзисторы T_1 и T_2 закрыты, транзисторы T_3 и T_4 открыты и выходное напряжение имеет высокий уровень. Если одно или оба входных напряжения u_1 и u_2 имеют высокий уровень, превышающий $U_{зи. порог.п}$, то открывается один или оба транзистора T_1 и T_2 , а между истоком и затвором одного или обоих транзисторов T_3 и T_4 устанавливается низкое напряжение, что приводит к запирающему эффекту одного или обоих транзисторов T_3 и T_4 , а следовательно, на выходе устанавливается низкое напряжение. Таким образом, этот элемент реализует функцию $u_{вых} = \overline{u_1 + u_2}$ и потребляет мощность от источника питания лишь в короткие промежутки времени, когда происходит его переключение.

Интегральная инжекционная логика (ИИЛ или I^2L) построена на использовании биполярных транзисторов и применении оригинальных схемотехнических и технологических решений. Для нее характерно очень экономичное использование площади кристалла полупроводника. Элементы I^2L могут быть реализованы только в интегральном исполнении и не имеют аналогов в дискретной схемотехнике.

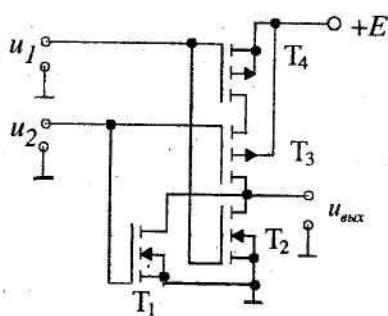


Рис. 3.32

Структура такого элемента и его эквивалентная схема приведены на рис. 3.33, из которого видно, что транзистор T_1 ($p-n-p$) расположен горизонтально, а многоколлекторный транзистор T_2 ($n-p-n$) расположен вертикально. Транзистор T_1 выполняет роль инжектора, обеспечивающего поступление дырок из эмиттера транзистора T_1 (при подаче на него положительного напряжения через ограничивающий резистор) в базу транзистора T_2 . Если u_1 соответствует логическому «0», то инжекционный ток не протекает по базе многоколлекторного транзистора T_2 и токи в цепях коллекторов транзистора T_2 не протекают,

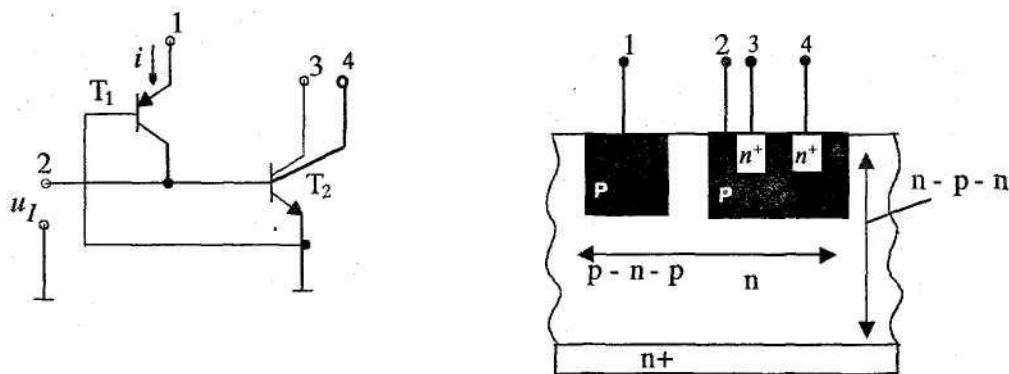


Рис. 3.33

т. е. на выходах транзистора T_2 устанавливаются логические «1». При напряжении u_1 соответствующем логической «1», инжекционный ток протекает по базе транзистора T_2 и на выходах транзистора T_2 — логические нули.

Рассмотрим реализацию элемента ИЛИ-НЕ на основе элемента, представленного на рис. 3.34 (для упрощения другие коллекторы многоколлекторных транзисторов T_3 и T_4 на рисунке не показаны). Когда на один или оба входа подается логический сигнал «1», то напряжение $u_{\text{вых}}$ соответствует логическому нулю. Если на обоих входах логические сигналы «0», то напряжение $u_{\text{вых}}$ соответствует логической единице.

Логика на основе полупроводника из арсенида галлия GaAs характеризуется наиболее высоким быстродействием, что является следствием высокой подвижности электронов (в 3...6 раз больше по сравнению с кремнием). Микросхемы на основе GaAs могут работать на частотах порядка 10 ГГц и более.

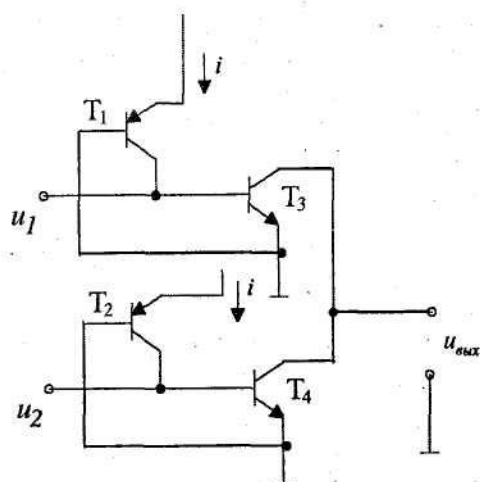


Рис. 3.34

3.4. КОМБИНАЦИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Логические устройства разделяют на два класса: комбинационные и последовательностные.

Устройство называют комбинационным, если его выходные сигналы в некоторый момент времени однозначно определяются входными сигналами, имеющими место в этот момент времени.

Иначе устройство называют последовательностным или конечным автоматом (цифровым автоматом, автоматом с памятью). В последовательностных устройствах обязательно имеются элементы памяти. Состояние этих элементов зависит от предыстории поступления входных сигналов. Выходные сигналы последовательностных устройств определяются не только сигналами, имеющимися на входах в данный момент времени, но и состоянием элементов памяти. Таким образом, реакция последовательностного устройства на определенные входные сигналы зависит от предыстории его работы.

Среди как комбинационных, так и последовательностных устройств выделяются типовые, наиболее широко используемые на практике.

3.4.1. Шифраторы, дешифраторы и преобразователи кодов

Шифратор — это комбинационное устройство, преобразующее десятичные числа в

двоичную систему счисления, причем каждому входу может быть поставлено в соответствие десятичное число, а набор выходных логических сигналов соответствует определенному двоичному коду. Шифратор иногда называют «кодером» (от англ. *coder*) и используют, например, для перевода десятичных чисел, набранных на клавиатуре кнопочного пульта управления, в двоичные числа. Если количество входов настолько велико, что в шифраторе используются все возможные комбинации сигналов на выходе, то такой шифратор называется полным, если не все, то неполным. Число входов и выходов в полном шифраторе связано соотношением $n = 2^m$, где n — число входов, m — число выходов. Так, для преобразования кода кнопочного пульта в четырехразрядное двоичное число достаточно использовать лишь 10 входов, в то время как полное число возможных входов будет равно 16 ($n = 2^4 = 16$), поэтому шифратор 10x4 (из 10 в 4) будет неполным.

Рассмотрим пример построения шифратора для преобразования десятиразрядного единичного кода (десятичных чисел от 0 до 9) в двоичный код. При этом предполагается, что сигнал, соответствующий логической единице, в каждый момент времени подается только на один вход. Условное обозначение такого шифратора и таблица соответствия кода приведены на рис. 3.35. Используя данную таблицу соответствия, запишем логические выражения, включая в логическую сумму те входные переменные, которые соответствуют единице некоторой выходной переменной. Так, на выходе y_1 будет логическая «1» тогда, когда логическая «1» будет или на входе X_1 , или X_3 , или X_5 , или X_7 , или X_9 , т. е.

$$y_1 = X_1 + X_3 + X_5 + X_7 + X_9.$$

Аналогично получаем

$$y_2 = X_2 + X_3 + X_6 + X_7.$$

$$y_3 = X_4 + X_5 + X_6 + X_7, \quad y_4 = X_8 + X_9.$$

Представим на рис. 3.36 схему такого шифратора, используя элементы ИЛИ.

На практике часто используют шифратор с приоритетом. В таких шифраторах код двоичного числа соответствует наивысшему номеру входа, на который подан сигнал

X_0 0	CD	1	y_1
X_1 1		2	y_2
X_2 2		4	y_3
X_3 3		8	y_4
X_4 4			
X_5 5			
X_6 6			
X_7 7			
X_8 8			
X_9 9			

Десятичное число	Двоичный код 8421			
	y_4	y_3	y_2	y_1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Рис. 3.35

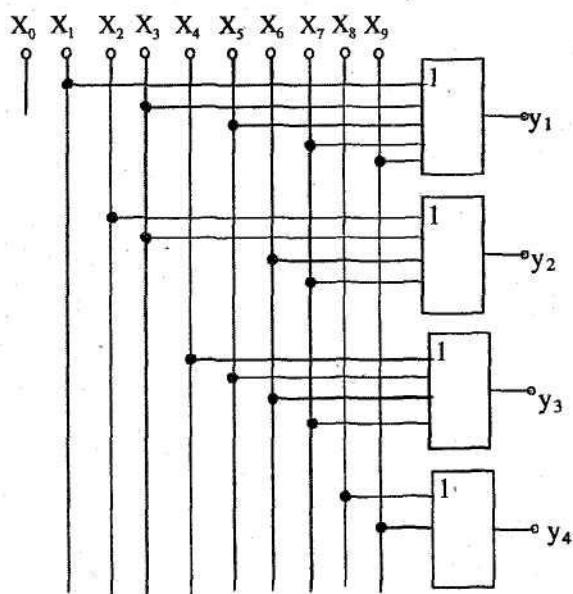


Рис. 3.36

«1», т. е. на приоритетный шифратор допускается подавать сигналы на несколько входов, а он выставляет на выходе код числа, соответствующего старшему входу.

Рассмотрим в качестве примера (рис. 3.37) шифратор с приоритетом (приоритетный шифратор) K555ИВ3 серии микросхем К555 (ТТЛШ). Шифратор имеет 9 инверсных

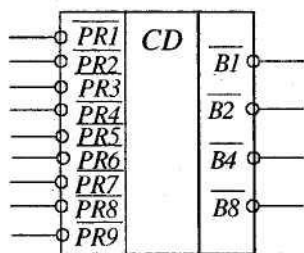


Рис. 3.37

входов, обозначенных через $\overline{PR1}, \dots, \overline{PR9}$. Аббревиатура PR обозначает «приоритет».

Шифратор имеет четыре инверсных выхода $\overline{B1}, \dots, \overline{B8}$. Аббревиатура B означает «шина» (от англ. *bus*). Цифры определяют значение активного уровня (нуля) в соответствующем разряде двоичного числа. Например, $\overline{B8}$ обозначает, что ноль на этом выходе соответствует числу 8. Очевидно, что это неполный шифратор.

Если на всех входах — логическая единица, то на всех выходах также логическая единица, что соответствует числу 0 в так называемом инверсном коде (1111). Если хотя бы на одном входе имеется логический ноль, то состояние выходных сигналов определяется наибольшим номером входа, на котором имеется логический ноль, и не зависит от сигналов на входах, имеющих меньший номер.

Например, если на входе $\overline{PR1}$ — логический ноль, а на всех остальных входах — логическая единица, то на выходах име-

ются следующие сигналы: $B1 - 0, B2 - 1, B4 - 1, B8 - 1$, что соответствует числу 1 в инверсном коде (1110).

Если на входе $\overline{PR9}$ логический ноль, то независимо от других входных сигналов на выходах имеются следующие

сигналы: $B1-0, B2-1, B4-1, B8-0$, что соответствует числу 9 в инверсном коде (0110).

Основное назначение шифратора — преобразование номера источника сигнала в код (например, номера нажатой кнопки некоторой клавиатуры).

Дешифратором называется комбинационное устройство, преобразующее n -разрядный двоичный код в логический сигнал, появляющийся на том выходе, десятичный номер которого соответствует двоичному коду. Число входов и выходов в так называемом полном дешифраторе связано соотношением $m = 2^n$, где n — число входов, а m — число выходов. Если в работе дешифратора используется неполное число выходов, то такой дешифратор называется неполным. Так, например, дешифратор, имеющий 4 входа и 16 выходов, будет полным, а если бы выходов было только 10, то он являлся бы неполным.

Обратимся для примера к дешифратору K555ИД6 серии K555 (рис. 3.38). Дешифратор имеет 4 прямых входа,

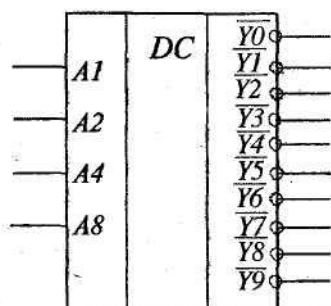


Рис. 3.38

обозначенных через $A1, \dots, A8$. Аббревиатура А обозначает «адрес» (от англ. *address*). Указанные входы называют адресными. Цифры определяют значения активного уровня (единицы) в соответствующем разряде двоичного числа.

Дешифратор имеет 10 инверсных выходов $Y0, \dots, Y9$. Цифры определяют десятичное число, соответствующее заданному двоичному числу на входах. Очевидно, что этот дешифратор неполный.

Значение активного уровня (нуля) имеет тот выход, номер которого равен десятичному числу, определяемому двоичным числом на входе. Например, если на всех входах — логические нули, то на выходе $Y0$ — логический ноль, а на остальных выходах — логическая единица. Если на входе $A2$ — логическая единица, а на остальных входах — логический ноль, то на выходе $Y2$ — логический ноль, а на остальных выходах — логическая единица. Если на входе — двоичное число, превышающее 9 (например, на всех входах единицы, что соответствует двоичному числу 1111 и десятичному числу 15), то на всех выходах — логическая единица.

Дешифратор — одно из широко используемых логических устройств. Его применяют для построения различных комбинационных устройств.

Рассмотренные шифраторы и дешифраторы являются примерами простейших преобразователей кодов.

Преобразователями кодов, в общем случае, называют устройства, предназначенные для преобразования одного кода в другой, при этом часто они выполняют нестандартные преобразования кодов. Преобразователи кодов обозначают через X/Y.

Рассмотрим особенности реализации преобразователя на примере преобразователя трехэлементного кода в пятиэлементный. Допустим, что необходимо реализовать таблицу соответствия кодов, приведенную на рис. 3.39. Здесь через N обозначено десятичное число, соответствующее входному двоичному коду. Преобразователи кодов часто создают по схеме дешифратор — шифратор. Дешифратор преобразует входной код в некоторое десятичное число, а затем шифратор формирует выходной код. Схема преобразователя, созданного по такому принципу, приведена на рис. 3.40, где использован матричный диодный шифратор. Принцип работы такого преобразователя довольно прост. Например, когда на всех входах дешифра-

N	Трехэлементный код			Пятиэлементный код				
	X ₃	X ₂	X ₁	y ₁	y ₂	y ₃	y ₄	y ₅
0	0	0	0	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1
3	0	1	1	1	0	0	0	1
4	1	0	0	0	1	1	0	0
5	1	0	1	1	0	1	0	0
6	1	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	1	0	0	1	1	0

Рис. 3.39

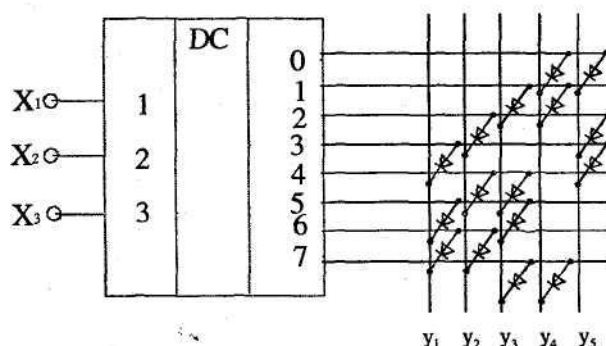


Рис. 3.40

тора логический «0», то на его выходе 0 появляется логическая «1», что приводит к появлению «1» на выходах y₄ и y₅, т. е. реализуется первая строка таблицы соответствия кодов.

Промышленность выпускает большое число шифраторов, дешифраторов и преобразователей кодов, таких как дешифратор 4x16 со стробированием (К555ИД3), преобразователь кода для управления светодиодной матрицей 7x5 (К155ИД8), преобразователь кода для управления шкальным индикатором (К155ИД15) и др.

3.4.2. Мультиплексоры и демультиплексоры

Мультиплексором называют комбинационное устройство, обеспечивающее передачу в желаемом порядке цифровой информации, поступающей по нескольким входам на один выход. Мультиплексоры обозначают через MUX (от англ. *multiplexor*), а также через MS (от англ. *multiplexor selector*). Схематически мультиплексор можно изобразить в виде

коммутатора, обеспечивающего подключение одного из нескольких входов (их называют информационными) к одному выходу устройства. Кроме информационных входов в мультиплексоре имеются адресные входы и, как правило, разрешающие (стробирующие). Сигналы на адресных входах определяют, какой конкретно информационный канал подключен к выходу. Если между числом информационных входов n и числом адресных входов m действует соотношение $n = 2^m$, то такой мультиплексор называют полным. Если $n < 2^m$, то мультиплексор называют неполным.

Разрешающие входы используют для расширения функциональных возможностей мультиплексора. Они используются для наращивания разрядности мультиплексора, синхронизации его работы с работой других узлов. Сигналы на разрешающих входах могут разрешать, а могут и запрещать подключение определенного входа к выходу, т. е. могут блокировать действие всего устройства.

Рассмотрим функционирование двухвходового мультиплексора ($2 \rightarrow 1$), который условно изображен в виде коммутатора, а состояние его входов X_1 X_2 и выхода Y приведено в таблице (рис. 3.41). Исходя из таблицы, можно записать следующее уравнение:

$$Y = X_1A + X_2\bar{A}$$

На рис. 3.42 показаны реализация такого устройства и его условное графическое обозначение. Основой данной схемы являются две схемы совпадения на элементах И, которые при логическом уровне «1» на одном из своих входов повторяют на выходе то, что есть на другом входе.

Если необходимо расширить число входов, то используют каскадное включение мультиплексоров. В качестве примера рассмотрим мультиплексор с четырьмя входами ($4 \rightarrow 1$), построенный на основе мультиплексоров ($2 \rightarrow 1$).

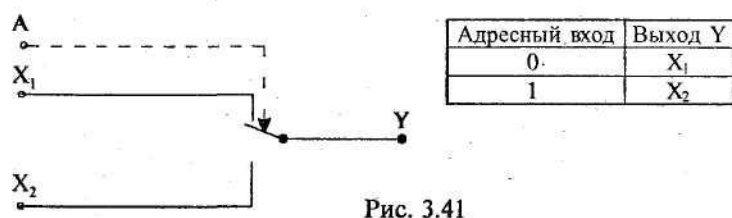


Рис. 3.41

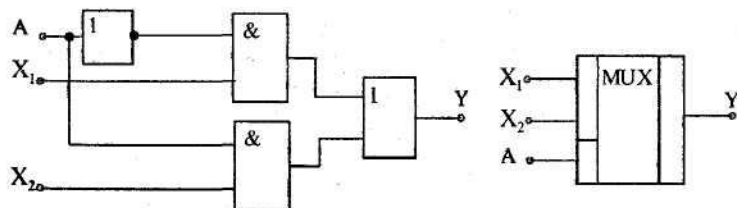


Рис. 3.42

Схема и таблица состояний такого мультиплексора приведены на рис.3.43.

Мультиплексоры являются универсальными логическими устройствами, на основе которых создают различные комбинационные и последовательностные схемы. Мультиплексоры могут использоваться в делителях частоты, триггерных устройствах, сдвигающих устройствах и др. Мультиплексоры часто используют для преобразования

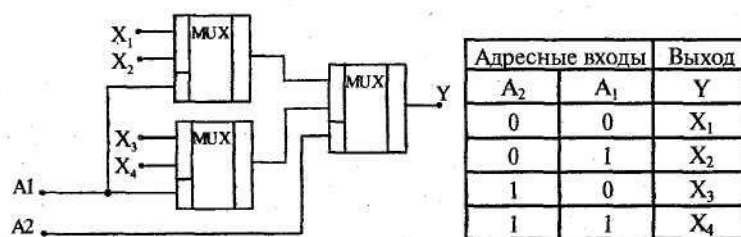
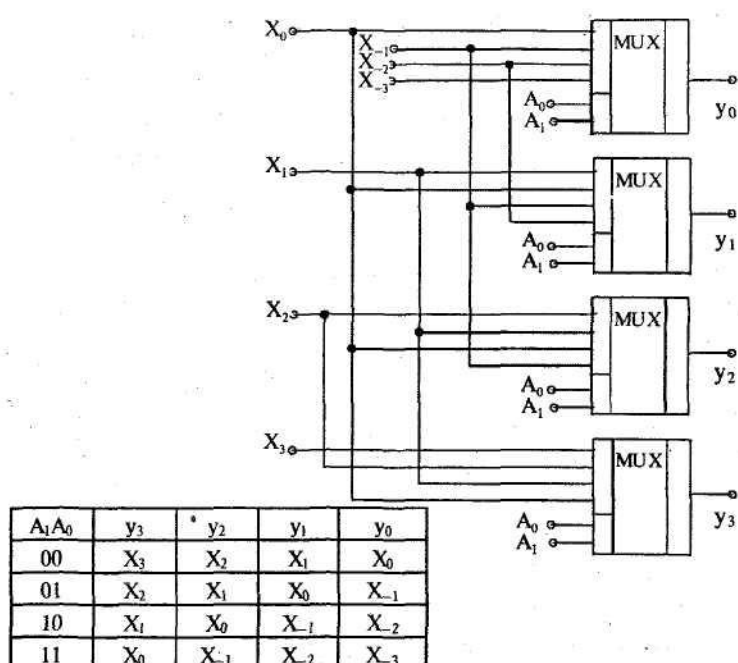


Рис. 3.43

параллельного двоичного кода в последовательный. Для такого преобразования достаточно подать на информационные входы мультиплексора параллельный двоичный код, а сигналы на адресные входы подавать в такой последовательности, чтобы к выходу поочередно подключались входы, начиная с первого и кончая последним.

Рассмотрим пример использования мультиплексоров для реализации так называемого комбинационного устройства сдвига, обеспечивающего сдвиг двоичного, числа по разрядам. Принцип функционирования данного устройства понятен из схемы устройства и таблицы состояний его входов и выходов (рис. 3.44).

В обозначении мультиплексоров используют две русские буквы КП, например, промышленностью выпускаются такие мультиплексоры, как К155КП1, К531КШ8, К561КП3, К555КП17 и др.



Демультимплексором называют устройство, в котором сигналы с одного информационного входа, поступают в желаемой последовательности по нескольким выходам в зависимости от кода на адресных шинах. Таким образом, демультимплексор в функциональном отношении противоположен мультиплексору. Демультимплексоры обозначают через DMX или DMS.

Если соотношение между числом выходов n и числом адресных входов m определяется равенством $n = 2^m$, то такой демультимплексор называется полным, при $n < 2^m$ демультимплексор является неполным.

Рассмотрим функционирование демультимплексора с двумя выходами, который условно изображен в виде коммутатора, а состояние его входов и выходов приведено в таблице (рис. 3.45). Из этой таблицы следует:

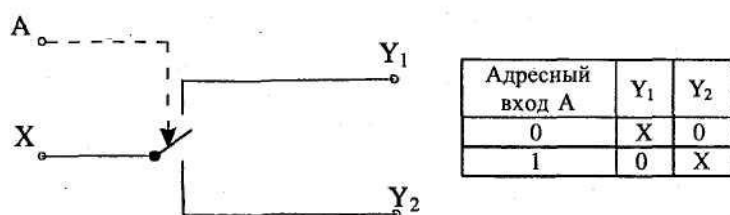
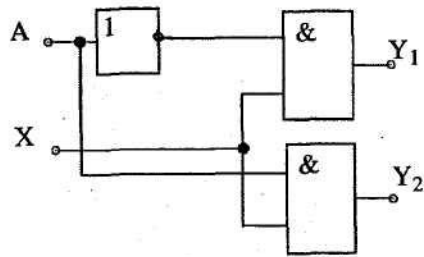


Рис. 3.45

$Y_1 = X \cdot A$; $Y_2 = X \cdot \bar{A}$, т. е. реализовать такое устройство можно так, как показано на рис. 3.46.



Для наращивания числа выходов демультиплексора используют каскадное включение демультиплексоров. В качестве примера (рис. 3.47) рассмотрим построение демультиплексоров с 16 выходами (1-16) на основе демультиплексоров с 4 выходами (1-4). При наличии на адресных шинах A_0 и A_1 нулей информационный вход X подключен к верхнему выходу DMX_0 и в зависимости от состояния адресных шин A_2 и A_3 он может быть подключен к одному из выходов DMX_1 . Так, при $A_2 = A_3 = 0$ вход X подключен к Y_0 . При $A_0 = 1$ и $A_1 = 0$ вход X подключен к DMX_2 , в зависимости от состояния A_2 и A_3 вход соединяется с одним из выходов Y_4 - Y_7 и т.д.

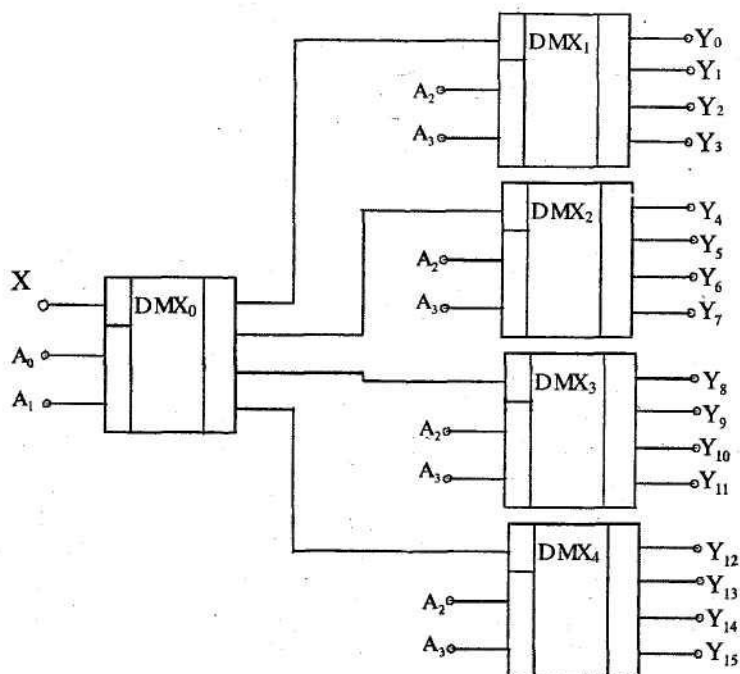


Рис. 3.47

Функции демультиплексоров сходны с функциями дешифраторов. Дешифратор можно рассматривать как де-мультиплексор, у которого информационный вход поддерживает напряжение выходов в активном состоянии, а адресные входы выполняют роль входов дешифратора. Поэтому в обозначении как дешифраторов, так и демультиплексоров используются одинаковые буквы — ИД. Выпускают дешифраторы (демультиплексоры) К155ИД3, К531ИД7 и др.

При использовании КМОП-технологии можно построить двунаправленные ключи, которые обладают возможностью пропускать ток в обоих направлениях и передавать не только цифровые, но и аналоговые сигналы. Благодаря этому можно строить мультиплексоры-демультиплексоры, которые могут использоваться либо как мультиплексоры, либо как демультиплексоры. Мультиплексоры-демультиплексоры обозначаются через МХ. Среди выпускаемых мультиплексоров-демультиплексоров можно выделить такие, как К564КП1, К590КП1. Мультиплексоры-демультиплексоры входят в состав серий К176, К561, К591, К1564.

3.4.3. Сумматоры

Сумматоры — это комбинационные устройства, предназначенные для сложения чисел. Рассмотрим сложение двух одноразрядных двоичных чисел, для чего составим таблицу сложения (таблицу истинности), в которой отразим значения входных чисел А и В, значение результата суммирования S и значение переноса в старший разряд Р (см. рис. 3.48).

A	B	P	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Рис. 3.48

Работа устройства, реализующего таблицу истинности (рис. 3.48), описывается следующими уравнениями

$S = AB + \bar{A}B + A\bar{B}$; $P = AB$. Очевидно, что по отношению к столбцу S реализуется логическая функция «исключающее ИЛИ», т. е. $S = A \oplus B$. Устройство, реализующее таблицу (рис. 3.48), называют полусумматором, и оно имеет логическую структуру, изображенную на рис. 3.49. Поскольку

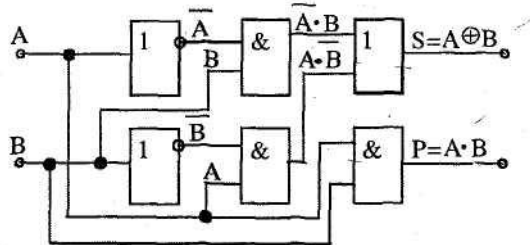


Рис. 3.49

полусумматор имеет только два входа, он может использоваться для суммирования лишь в младшем разряде.

При суммировании двух многоразрядных чисел для каждого разряда (кроме младшего) необходимо использовать устройство, имеющее дополнительный вход переноса. Такое устройство (рис. 3.50) называют полным сумматором и его можно представить как объединение двух полусумматоров ($P_{вх}$ — дополнительный вход переноса). Сумматор обозначают через SM.

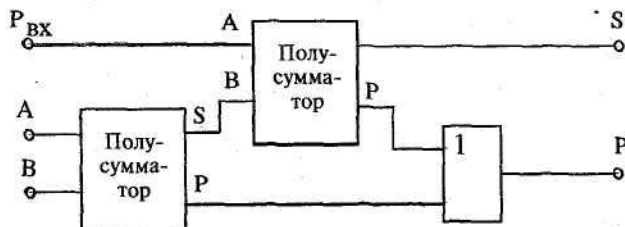
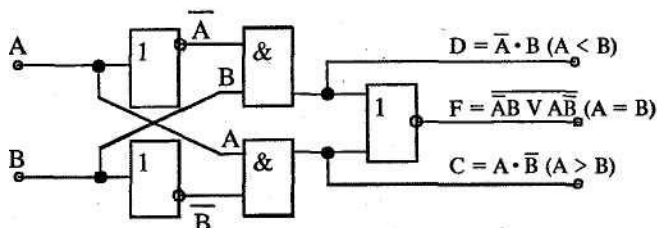


Рис. 3.50

3.4.4. Цифровые компараторы

Цифровые компараторы выполняют сравнение двух чисел, заданных в двоичном коде. Они могут определять равенство двух двоичных чисел A и B с одинаковым количеством разрядов либо вид неравенства $A > B$ или $A < B$. Цифровые компараторы имеют три выхода.

Схема одноразрядного компаратора представляет собой структуру логического элемента «исключающее ИЛИ-НЕ» (рис. 3.51).



Из анализа схемы следует, что если $A = B$, то $F = 1$, в противном случае, т. е. при $A \neq B$, $F = 0$. Если $A > B$, т. е. $A = 1$, $B = 0$, то $C = 1$, а если $A < B$, т. е. $A = 0$, $B = 1$, то $D = 1$.

Если попарно равны между собой все разряды двух n -разрядных двоичных чисел, то равны и эти два числа A и B. Применяя цифровой компаратор для каждого разряда, например, четырехзначных чисел, и определяя значения F_1, F_2, F_3, F_4 логических переменных на выходах компараторов, факт равенства $A = B$ установим в случае, когда $F = F_1 \cdot F_2 \cdot F_3 \cdot F_4 = 1$. Если же $F = 0$, то $A \neq B$.

Неравенство $A > B$ обеспечивается (для четырехразрядного числа) в четырех случаях: или $A_4 > B_4$, или $A_4 = B_4$ и $A_3 > B_3$, или $A_4 = B_4$, $A_3 = B_3$ и $A_2 > B_2$, или $A_4 = B_4$, $A_3 = B_3$, $A_2 = B_2$ и $A_1 > B_1$ (где A_4 и B_4 — старшие разряды чисел A и B). Очевидно, что если поменять местами A_1 и B_1 , то будет выполняться неравенство $A < B$.

Цифровые компараторы выпускают, как правило, в виде самостоятельных микросхем. Так, микросхема К564ИП2 (рис. 3.52) является четырехразрядным компаратором, в котором каждый из одноразрядных компараторов аналогичен рассмотренной ранее схеме. Данная микросхема имеет расширяющие входы $A < B$, $A = B$, $A > B$, что позволяет наращивать разрядность

обоих чисел. Для этого компараторы соединяют каскадно или параллельно (пирамидально).

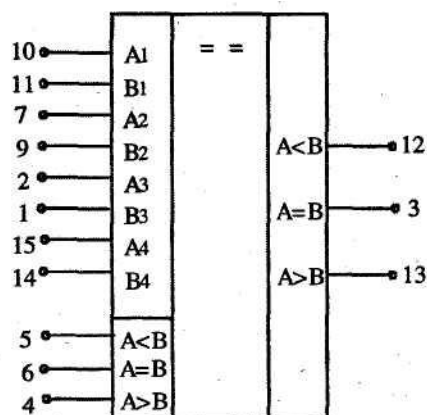


Рис. 3.52

Рассмотрим каскадное соединение компараторов К564ИП2 для сравнения двух восьмиразрядных чисел (рис. 3.53). При этом соединении выходы $A = B$ и $A < B$ предыдущей микросхемы (младшие разряды) подключают к соответствующим входам последующей. На входы $A < B$, $A = B$, $A > B$ микросхемы младших разрядов подают соответственно потенциалы U^0 , U^1 и U^1 (U^0 соответствует логическому 0, а U^1 — «1»). В последующих микросхемах на входах $A > B$ поддерживают потенциал логической единицы U^1 .

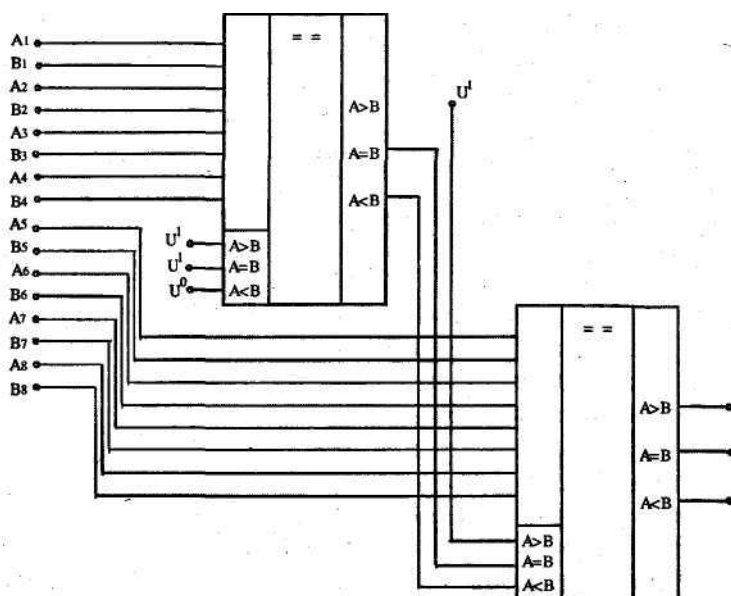


Рис. 3.53

3.5. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫЕ ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

3.5.1. Триггеры

Триггер — простейшее последовательностное устройство, которое может находиться в одном из двух возможных состояний и переходить из одного состояния в другое под воздействием входных сигналов. Триггер является базовым элементом последовательностных логических устройств. Входы триггера разделяют на информационные и управляющие (вспомогательные). Это разделение в значительной степени условно. Информационные входы используются для управления состоянием триггера. Управляющие входы обычно используются для предварительной установки триггера в некоторое состояние и для синхронизации.

Триггеры могут иметь 2 выхода: прямой Q и инверсный \bar{Q} .

Триггеры классифицируют по различным признакам, поэтому существует достаточно большое число классификаций. К сожалению, эти классификации не образуют стройной системы, но инженеру необходимо их знать.

Триггеры классифицируют по следующим признакам:

- способу приема информации;
- принципу построения;
- функциональным возможностям.

Различают асинхронные и синхронные триггеры.

Асинхронный триггер изменяет свое состояние непосредственно в момент появления соответствующего информационного сигнала.

Синхронные триггеры реагируют на информационные сигналы только при наличии соответствующего сигнала на так называемом входе синхронизации C (от англ. *clock*). Этот вход также обозначают терминами «строб», «такт».

Синхронные триггеры в свою очередь подразделяют на триггеры со статическим (статические) и динамическим (динамические) управлением по входу синхронизации C . Статические триггеры воспринимают информационные сигналы при подаче на вход C логической единицы (прямой вход) или логического нуля (инверсный вход). Динамические триггеры воспринимают информационные сигналы при изменении (перепаде) сигнала на входе C от 0 к 1 (прямой динамический C -вход) или от 1 к 0 (инверсный динамический C -вход).

Статические триггеры в свою очередь подразделяют на одноступенчатые (однотактные) и двухступенчатые (двухтактные). В одноступенчатом триггере имеется одна ступень запоминания информации, а в двухступенчатом — две такие ступени. Вначале информация записывается в первую ступень, а затем переписывается во вторую и появляется на выходе. Двухступенчатый триггер обозначают через ТТ.

По функциональным возможностям триггеры разделяют на следующие классы:

- с раздельной установкой состояния 0 и 1 (RS-триггеры);
- универсальные (JK-триггеры);
- с приемом информации по одному входу D (D-триггеры, или триггеры задержки);
- со счетным входом T (T-триггеры).

Входы триггеров обычно обозначают следующим образом:

S — вход для установки в состояние «1»;

R — вход для установки в состояние «0»;

J — вход для установки в состояние «1» в универсальном триггере;

K — вход для установки в состояние «0» в универсальном триггере;

T — счетный (общий) вход;

D — вход для установки в состояние «1» или в состояние «0»;

V — дополнительный управляющий вход для разрешения приема информации (иногда используют букву E вместо V).

Рассмотрим некоторые типы триггеров и их реализацию на логических элементах.

Обратимся к асинхронному RS-триггеру, имеющему условное графическое обозначение, приведенное на рис. 3.54. Триггер имеет два информационных входа: S (от англ. *set*) и R (от англ. *reset*).

Закон функционирования триггеров удобно описывать таблицей переходов, которую иногда также называют таблицей истинности (рис. 3.55). Через S', R', Q' обозначены

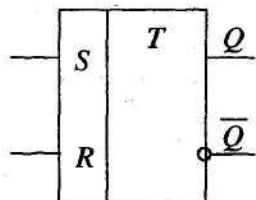


Рис. 3.54

S^t	R^t	Q^{t+1}	Режим
0	0	Q^t	Хранение
1	0	1	Установка 1
0	1	0	Установка 0
1	1	—	Неопределенность

Рис. 3.55

соответствующие логические сигналы, имеющие место в некоторый момент времени t , а через Q^{t+1} — выходной сигнал в следующий момент времени $t+1$. Комбинацию входных сигналов $S'=1, R'=1$ часто называют запрещенной, так как после нее триггер оказывается в состоянии (1 или 0), предсказать которое заранее невозможно. Подобных ситуаций нужно избегать.

Рассматриваемый триггер может быть реализован на двух элементах ИЛИ-НЕ (рис. 3.56). Необходимо убедиться, что эта схема функционирует в полном соответствии с приведенной выше таблицей переходов.

Микросхема К564ТР2 содержит 4 асинхронных RS-триггера и один управляющий вход (рис. 3.57). При подаче на вход V низкого уровня выходы триггеров отключаются от выводов микросхем и переходят в третье так называемое высокоимпедансное состояние. При подаче на вход V логического сигнала «1» триггеры работают в соответствии с вышеприведенной таблицей переходов.

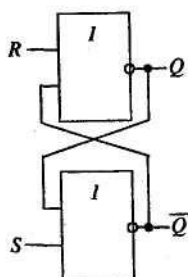


Рис. 3.56

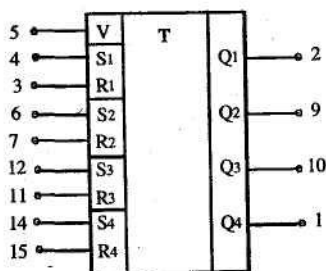


Рис. 3.57

В асинхронном RS-триггере на элементах И-НЕ переключение производится логическим «0», подаваемым на вход R или S , т. е. реализуется обратная рассмотренной ранее таблица переходов (рис. 3.58). Запрещенная комбинация соответствует логическим «0» на обоих входах.

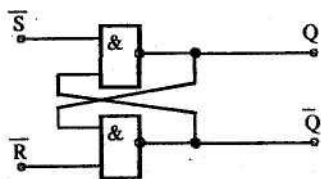
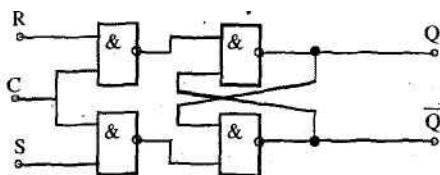


Рис. 3.58

Рассмотрим синхронный RS-триггер (рис. 3.59). Если на входе C — логический «0», то и на выходе верхнего входного элемента «И-НЕ», и на выходе нижнего будет логическая «1». А это, как отмечалось выше, обеспечивает хранение информации. Таким образом, если на входе C — логический «0», то воздействие на входы R, S не приводит к изменению состояния триггера. Если же на вход синхронизации C подана логическая единица, то схема реагирует на входные сигналы точно так же, как и рассмотренная ранее (рис. 3.56).



R^t	S^t	Q^{t+1}	C
1	0	0	1
0	1	1	1
0	0	Q^t	1
1	1	—	1

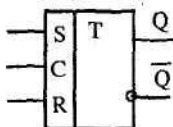


Рис. 3.59

Рассмотрим принцип построения двухступенчатого триггера, который называют также триггером типа MS (от англ. *master, slave*, что переводят обычно как «ведущий» и «ведомый»). Его упрощенная структурная схема приведена на рис. 3.60. В схеме имеются два одноступенчатых триггера (ведущий M и ведомый S) и два электронных ключа ($Kл1$ и $Kл2$).

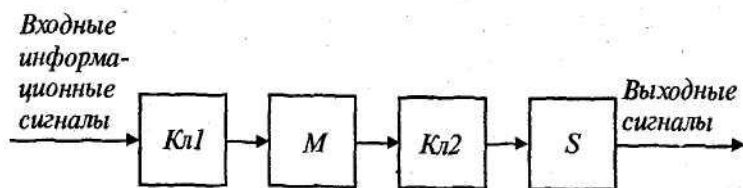


Рис. 3.60

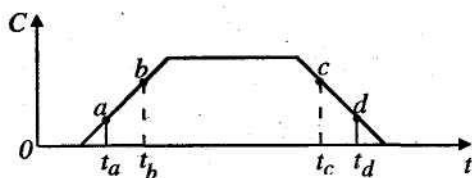


Рис. 3.61

Временная диаграмма сигнала синхронизации, поясняющая работу триггера, приведена на рис. 3.61.

Рассмотрим ряд временных интервалов указанной диаграммы:

- $t < t_a$ — ведущий триггер отключен от информационных входов, ведомый триггер подключен к ведущему;
- $t_a < t < t_b$ — ведущий триггер отключен от информационных входов, ведомый триггер отключен от ведущего;
- $t_b < t < t_c$ — ведущий триггер подключен к информационным входам, ведомый триггер отключен от ведущего. В ведущий триггер записывается информация, поданная на входы;
- $t_c < t < t_d$ — ведущий триггер отключен от информационных входов, ведомый триггер отключен от ведущего;
- $t_d < t$ — ведущий триггер отключен от информационных входов, ведомый триггер подключен к ведущему, информация из ведущего триггера переписывается в ведомый. Это происходит сразу после момента времени t_d и означает, что фактически двухступенчатый триггер срабатывает при изменении сигнала синхронизации от 1 к 0. При этом выходные сигналы определяются теми входными информационными сигналами, которые имели место непосредственно перед отрицательным фронтом сигнала синхронизации.

Рассмотрим JK-триггер (от англ. *jump* и *keep*), отличающийся от рассмотренного RS-триггера тем, что появление на обоих информационных входах (J и K) логических единиц (для прямых входов) приводит к изменению состояния триггера. Такая комбинация сигналов для Ж-триггера не является запрещенной. В остальном JK-триггер подобен RS-триггеру, причем роль входа S играет вход J, а роль входа R — вход K. JK-триггеры реализуют в виде триггеров типа MS или в виде динамических триггеров (т. е. JK-триггеры являются синхронными).

На рис. 3.62 приведено условное графическое обозначение двухступенчатого Ж-триггера.

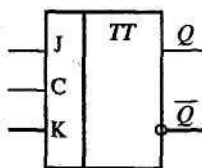


Рис. 3.62

Обратимся к динамическим триггерам. Для них характерно блокирование информационных входов в тот момент, когда полученная информация передается на выход. Нужно отметить, что в отношении реакции на входные сигналы динамический триггер, срабатывающий при изменении сигнала на входе C от 1 к 0, подобен рассмотренному двухступенчатому триггеру, хотя они отличаются внутренним устройством.

Для прямого динамического C-входа используют обозначения, приведенные на рис. 3.63, а, а для инверсного динамического C-входа, используют обозначения, приведенные на рис. 3.63, б.

Рассмотрим D-триггер (от англ. *delay*), повторяющий на своем выходе состояние входа. Рассуждая чисто Теоретически, D-триггер можно образовать из любых RS- или

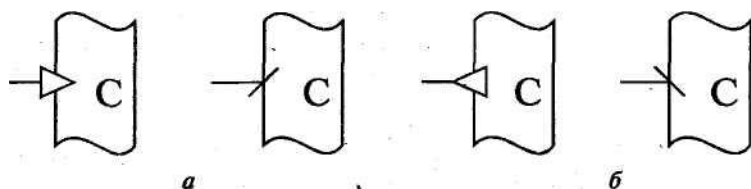


Рис. 3.63

JK-триггеров, если на их входы одновременно подавать взаимно инверсные сигналы (рис. 3.64).

Хранение информации в D-триггерах обеспечивается за счет синхронизации, поэтому все реальные D-триггеры имеют два входа: информационный D и синхрониза-

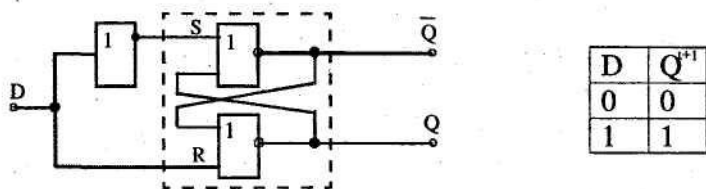


Рис. 3.64

ции C. В этом триггере сигнал на входе по сигналу синхронизации записывается и передается на выход. Так как информация на выходе остается неизменной до прихода очередного импульса синхронизации, D-триггер называют также триггером с запоминанием информации или триггером-защелкой.

Условное графическое обозначение D-триггера приведено на рис. 3.65.

Рассмотрим T-триггер, который изменяет свое логическое состояние на противоположное по каждому активному сигналу на информационном входе T. Условное графическое

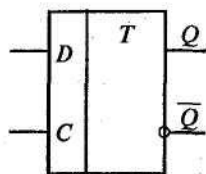


Рис. 3.65

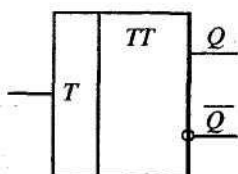


Рис. 3.66

обозначение двухступенчатого T-триггера приведено на рис. 3.66.

3.5.2. Счетчики импульсов

Счетчик импульсов — это последовательностное цифровое устройство, обеспечивающее хранение слова информации и выполнение над ним микрооперации счета, заключающейся в изменении значения числа в счетчике на 1. По существу счетчик представляет собой совокупность соединенных определенным образом триггеров. Основным параметр счетчика — модуль счета. Это максимальное число единичных сигналов, которое может быть сосчитано счетчиком. Счетчики обозначают через СТ (от англ. *counter*).

Счетчики классифицируют:

по модулю счета:

- двоично-десятичные;

- двоичные;
- с произвольным постоянным модулем счета;
- с переменным модулем счета;

по направлению счета:

- суммирующие;
- вычитающие;
- реверсивные;

по способу формирования внутренних связей:

- с последовательным переносом;
- с параллельным переносом;
- с комбинированным переносом;
- кольцевые.

Рассмотрим суммирующий счетчик (рис. 3.67, а). Такой счетчик построен на четырех JK-триггерах, которые при наличии на обоих входах логического сигнала «1» переключаются в моменты появления на входах синхронизации отрицательных перепадов напряжения.

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу счетчика, приведены на рис. 3.67, б. Через $K_{\text{си}}$ обозначен модуль счета (коэффициент счета импульсов). Состояние левого триггера соответствует младшему разряду двоичного числа, а правого — старшему разряду. В исходном состоянии на всех триггерах установлены логические нули. Каждый триггер меняет свое состояние лишь в тот момент,

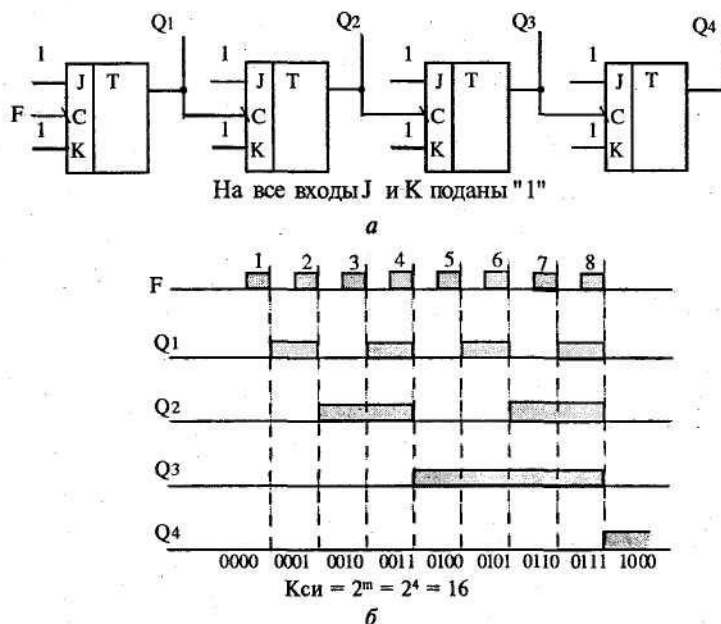


Рис. 3.67

когда на него действует отрицательный перепад напряжения. Таким образом, данный счетчик реализует суммирование входных импульсов. Из временных диаграмм видно, что частота каждого последующего импульса в два раза меньше, чем предыдущая, т. е. каждый триггер делит частоту входного сигнала на два, что и используется в делителях частоты.

Рассмотрим трехразрядный вычитающий счетчик с последовательным переносом, схема и временные диаграммы работы которого приведены на рис. 3.68. В счетчике используются три JK-триггера, каждый из которых работает в режиме Т-триггера (триггера со счетным входом). На входы J и K каждого триггера поданы логические 1, поэтому по приходу заднего фронта импульса,

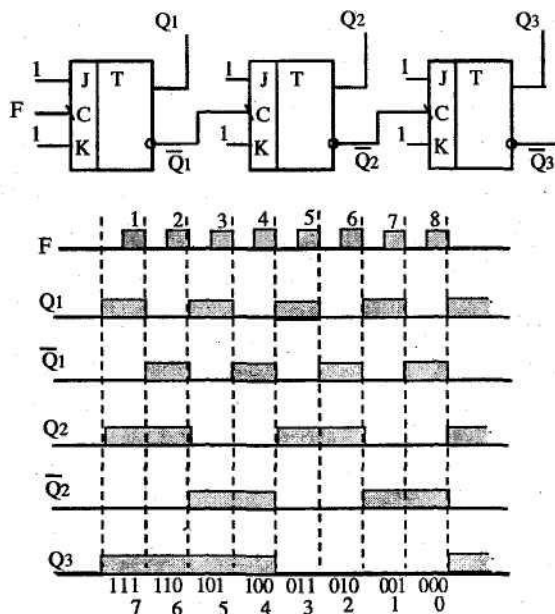


Рис. 3.68

подаваемого на его вход синхронизации C , каждый триггер изменяет предыдущее состояние.

Вначале сигналы на выходах всех триггеров равны 1. Это соответствует хранению в счетчике двоичного числа 111 или десятичного числа 7. После окончания первого импульса F первый триггер изменяет состояние: сигнал Q_1 станет равным 0, а \bar{Q}_1 — 1.

Остальные триггеры при этом свое состояние не изменяют. После окончания второго импульса синхронизации

первый триггер вновь изменяет свое состояние, переходя в состояние 1, ($Q_x = 0$). Это обеспечивает изменение состояния второго триггера (второй триггер изменяет состояние с некоторой задержкой по отношению к окончанию второго импульса синхронизации, так как для его опрокидывания необходимо время, соответствующее времени срабатывания его самого и первого триггера). После первого импульса F счетчик хранит состояние ПО. Дальнейшее изменение состояния счетчика происходит аналогично изложенному выше. После состояния 000 счетчик вновь переходит в состояние 111.

Рассмотрим трехразрядный самоостанавливающийся вычитающий счетчик с последовательным переносом (рис. 3.69). После перехода счетчика в состояние 000 на выходах всех триггеров возникает сигнал логического 0, который подается через логический элемент ИЛИ на входы J и K первого триггера, после чего этот триггер выходит

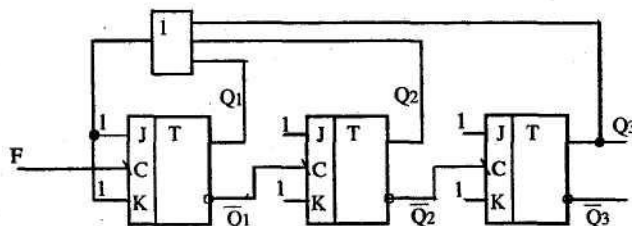


Рис. 3.69

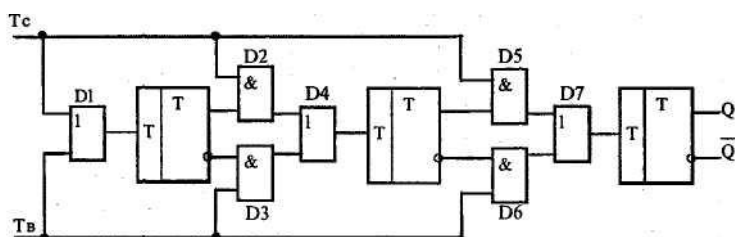


Рис. 3.70

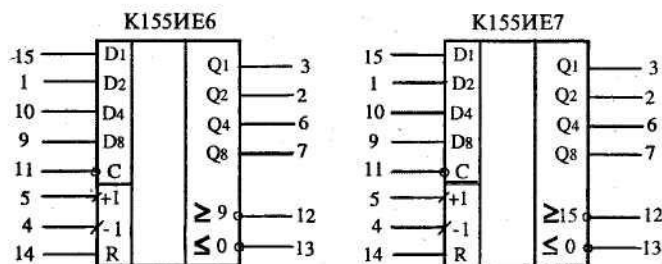
из режима Т-триггера и перестает реагировать на импульсы F.

Рассмотрим трехразрядный реверсивный счетчик с последовательным переносом (рис. 3.70). В режиме вычитания входные сигналы должны подаваться на вход T_B . На вход T_C при этом подается сигнал логического 0. Пусть все триггеры находятся в состоянии 111. Когда первый сигнал поступает на вход T_B , на входе Т первого триггера появляется логическая 1, и он изменяет свое состояние. После этого на его инверсном входе возникает сигнал логической 1. При поступлении второго импульса на вход T_B на входе второго триггера появится логическая 1, поэтому второй триггер изменит свое состояние (первый триггер также изменит свое состояние по приходу второго импульса). Дальнейшее изменение состояния происходит аналогично. В режиме сложения счетчик работает аналогично 4-разрядному суммирующему счетчику. При этом сигнал подается на вход T_C . На вход T_B подается логический 0.

В качестве примера рассмотрим микросхемы реверсивных счетчиков (рис: 3.71) с параллельным переносом серии 155 (ТТЛ):

ИЕ6 — двоично-десятичный реверсивный счетчик;

ИЕ7 — двоичный реверсивный счетчик.



R	C	+1	-1	D1	D2	D4	D8	Q1	Q2	Q4	Q8	$\geq 9, \geq 15$	≤ 0	Режим
1	*	*	0	*	*	*	*	0	0	0	0	1	0	Установка 0
1	*	*	1	*	*	*	*	0	0	0	0	1	1	Установка 0
0	0	*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	Предустановка
0	0	*	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	Предустановка
0	0	0	*	1	*	*	1	Q = D				0	1	Предустановка
0	0	1	*	1	*	*	1	Q = D				1	1	Предустановка
0	1	1	1	*	*	*	*	Суммирующий				1	1	Прямой счет
0	1	1	1	*	*	*	*	Вычитающий				1	1	Обратный счет

Знак * означает любое состояние.

Рис. 3.71

Направление счета определяется тем, на какой вывод (5 или 4) подаются импульсы. Входы 1, 9, 10, 15 — информационные, а вход 11 используется для предварительной записи. Эти 5 входов позволяют осуществить предварительную запись в счетчик (предустановку). Для этого нужно подать соответствующие данные на информационные входы, а затем подать импульс записи низкого уровня на вход 11, и счетчик запомнит число. Вход 14 — вход установки 0 при подаче высокого уровня напряжения. Для построения счетчиков большей разрядности используются

выходы прямого и обратного переноса (выводы 12 и 13 соответственно). С вывода 12 сигнал должен подаваться на вход прямого счета следующего каскада, а с 13 — на вход обратного счета.

3.5.3. Регистры

Регистр — это последовательностное логическое устройство, используемое для хранения n -разрядных двоичных чисел и выполнения преобразований над ними. Регистр представляет собой упорядоченную последовательность триггеров, число которых соответствует числу разрядов в слове. С каждым регистром обычно связано комбинационное цифровое устройство, с помощью которого обеспечивается выполнение некоторых операций над словами.

Типичными являются следующие операции:

- прием слова в регистр;
- передача слова из регистра;
- поразрядные логические операции;
- сдвиг слова влево или вправо на заданное число разрядов;
- преобразование последовательного кода слова в параллельный и обратно;
- установка регистра в начальное состояние (сброс).

Фактически любое цифровое устройство можно представить в виде совокупности регистров, соединенных друг с другом при помощи комбинационных цифровых устройств. Регистры классифицируются по следующим видам:

- накопительные (регистры памяти, хранения);
- сдвигающие.

В свою очередь сдвигающие регистры делятся:

- по способу ввода-вывода информации на
 - параллельные,
 - последовательные,
 - комбинированные;
- по направлению передачи информации на
 - однонаправленные,
 - реверсивные.

Рассмотрим накопительный регистр с параллельными входом и выводом информации (рис. 3.72). Основой

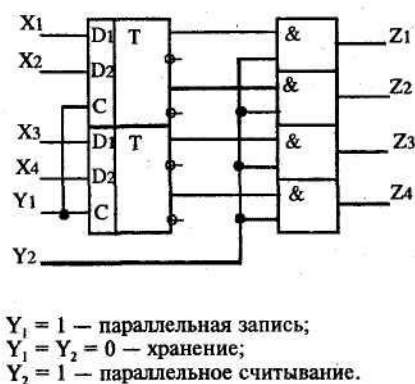
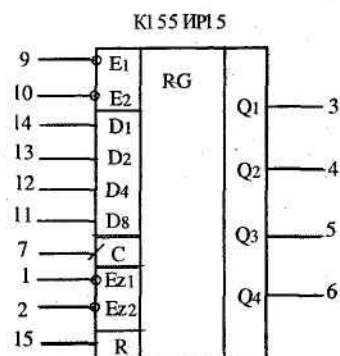


Рис. 3.72

регистра являются D-триггеры, которые на своих выходах повторяют значения сигналов на входах $X_1 \dots X_4$ (информационные входы) при логическом сигнале 1 на входе синхронизации (т. е. осуществляется параллельный ввод входной информации в регистр). На четырех двухвходов-вых элементах «И» реализованы схемы совпадения, входные сигналы которых совпадают с выходными сигналами триггеров в том случае, когда на вход Y_2 подана логическая единица. Таким образом осуществляется параллельный вывод информации.

В качестве примера рассмотрим микросхему регистра К155ИР15. Приведем условное обозначение и таблицы внутренних и выходных состояний (рис. 3.73).

На рис. 3.74 представлен сдвигающий регистр. В исходном состоянии на выходах всех триггеров логический сигнал «0». При подаче логического сигнала «1» младшего разряда числа на вход 1-го триггера он запоминается в нем в момент действия положительного перепада тактового импульса. Состояние же остальных триггеров не меняется, так как на их входах были логические сигналы «0». Во время второго тактового импульса на входе первого триггера



R	C	E ₁	E ₂	D _i	Q _i	Режим
0	⌄	0	0	0	0	Параллельный ввод
0	⌄	0	0	1	1	Параллельный ввод
0	*	1	*	*	Q _i ⁿ	Хранение
0	*	*	1	*	Q _i ⁿ	Хранение
1	*	*	*	*	0	Установка 0

Выходы регистров	EZ ₁	EZ ₂	Q _i	Режим
0	0	0	0	Вывод цифр
1	0	0	1	Вывод цифр
*	1	*	Z	Выходы отключ
*	*	1	Z	Выходы отключ

Знак * означает любое состояние

Знак ⌄ означает передний фронт импульса

Знак Z означает третье состояние

Рис. 3.73

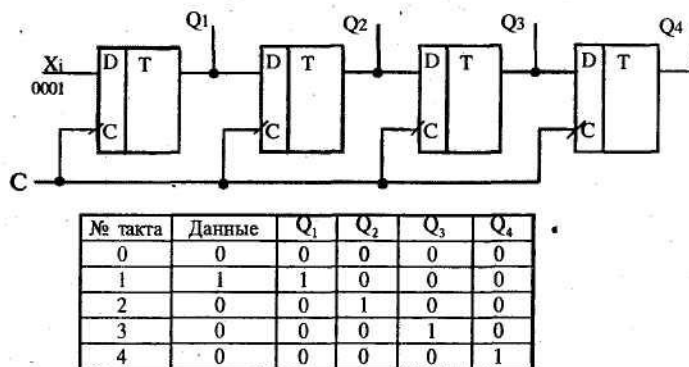
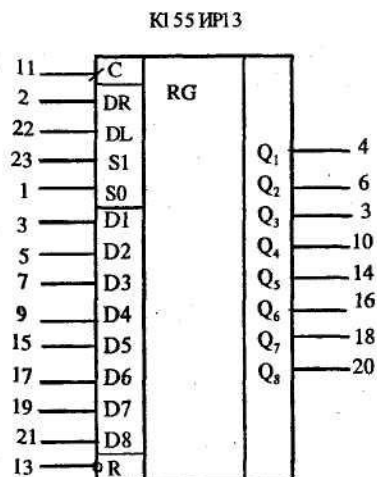


Рис. 3.74

действует логический сигнал «0», на входе второго триггера — логический сигнал «1», на входе третьего и четвертого — логические сигналы «0». Эти сигналы запоминаются триггерами, на входе которых они действовали, т. е. осуществляется сдвиг единицы вправо и т. д. Таким образом, за четыре такта осуществляется последовательный ввод в регистр 4-разрядного двоичного числа.

В качестве примера приведем микросхему сдвигающего регистра К155ИР13 и его таблицу состояний (рис. 3.75).



R	C	S1	S0	DR	DL	Q ₁ ...Q ₈	Режим
1		1	1	1	*	Q ₁ ...Q ₈	Параллельный ввод
1		0	0	*	*	D ₁ ...D ₈	Хранение
1		1	0	*	0	Q ₂ ...Q ₈ 0	Сдвиг влево
1		1	0	*	1	Q ₂ ...Q ₈ 1	Сдвиг влево
1		0	1	0	*	0 Q ₁ ...Q ₇	Сдвиг вправо
1		0	1	1	*	1 Q ₁ ...Q ₇	Сдвиг вправо
0	*	*	*	*	*	0...0	Сброс

Знак * означает любое состояние

Знак означает передний фронт импульса

Рис. 3.75

3.6. ЦИФРОВЫЕ ЗАПОМИНАЮЩИЙ УСТРОЙСТВА

3.6.1. Общая характеристика устройств

Цифровыми запоминающими называют устройства, предназначенные для записи, хранения и считывания информации, представленной в цифровом коде. Запоминающие устройства (ЗУ) классифицируют по назначению, технологии изготовления, способу адресации, способу хранения информации и т.д. По назначению запоминающие устройства подразделяют на оперативные запоминающие устройства (ОЗУ) и постоянные запоминающие устройства (ПЗУ). ОЗУ обеспечивает режим записи, хранения и считывания информации в процессе ее обработки. ПЗУ в рабочем режиме допускает только считывание информации.

По технологии изготовления ЗУ делятся на биполярные (ТТЛ-, ТТЛШ-, ЭСЛ-, И²Л-технологии) и униполярные (п-МОП, КМОП- и другие технологии).

По способу адресации все ЗУ делятся на адресные и безадресные (ассоциативные). В адресных ЗУ обращение к элементам памяти производится в соответствии с их адресом, задаваемым двоичным кодом. Большинство ЗУ являются адресными. В ассоциативных ЗУ считывание информации осуществляется по ее содержанию и не зависит от физических координат элементов памяти. Ассоциативные ЗУ не имеют входов адресных сигналов.

К основным параметрам ЗУ относятся информационная емкость, потребляемая мощность, время хранения информации, быстродействие и др.

Информационная емкость определяется числом ячеек памяти ЗУ и указывает максимальный объем хранимой информации. Если ЗУ рассчитано на хранение n чисел (слов), каждое из которых имеет m разрядов, то информационная емкость N определяется выражением $N = n \cdot m$. Так, например, если ЗУ предназначено для хранения 16 слов, каждое из которых содержит 4 разряда, то ЗУ имеет структурную организацию 16×4 и информационную емкость $N = 16 \times 4 = 64$ бит. ЗУ емкостью 64 бит может быть организовано и как ЗУ 32×2 (32 слова по 2 разряда каждое). Емкость часто выражают в байтах (1 байт = 8 бит). Емкость ЗУ составляет от нескольких десятков до нескольких миллионов бит.

Потребляемая мощность — мощность, потребляемая ЗУ в установившемся режиме работы.

Время хранения информации — интервал времени, в течение которого ЗУ сохраняет информацию в заданном режиме.

Быстродействие — промежуток времени, необходимый для записи или считывания информации.

Основой любого ЗУ является матрица памяти (накопитель), которая состоит из n строк. Каждая строка имеет m ячеек памяти, образующих m -разрядное слово. Соответствующие шины в матрице памяти управляются от дешифраторов строк и столбцов. Выбор требуемой ячейки памяти осуществляется с помощью дешифраторов строк и столбцов путем подачи на них соответствующих адресных сигналов.

3.6.2. Оперативные запоминающие устройства

ОЗУ (их обозначают английской аббревиатурой RAM) подразделяются на статические и динамические. В статических ОЗУ запоминающая ячейка представляет собой триггер на биполярных или полевых транзисторах, что определяет потенциальный характер управляющих сигналов и возможность считывания информации без ее разрушения. В динамических ОЗУ элементом памяти является емкость (например, затвора полевого транзистора), что требует периодического восстановления (регенерации) записанной информации в процессе ее хранения.

ОЗУ динамического типа позволяют реализовать большой объем памяти, но они сложнее в использовании, так как необходимо наличие специальной схемы управления режимами работы. В современных динамических ОЗУ имеются встроенные системы регенерации и синхронизации. Такие ОЗУ по внешним сигналам управления не отличаются от статических ОЗУ.

Рассмотрим в качестве примера некоторые микросхемы ОЗУ (рис. 3.76).

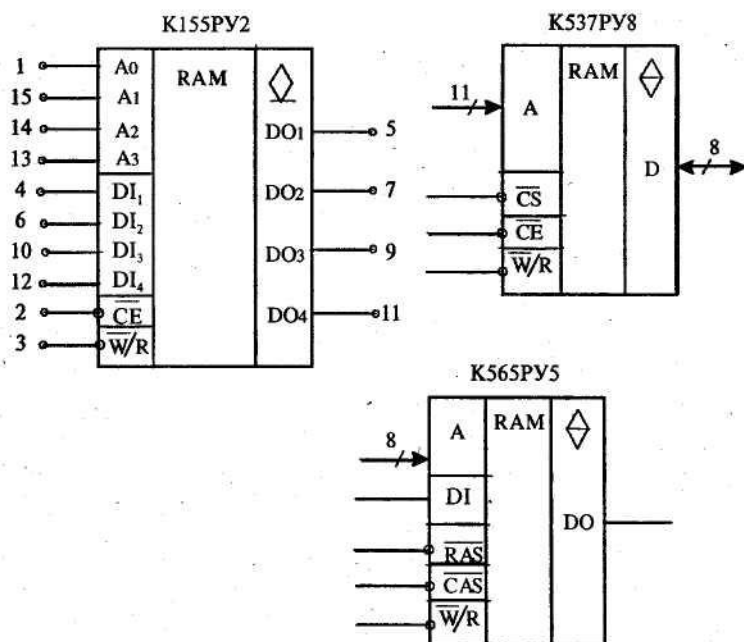


Рис. 3.76

Выводы микросхем имеют следующие назначения: CS — выбор микросхемы, A_i — адресные входы, DI_i — информационные входы, DO_i — информационные выходы, W/R — разрешение записи/считывания, RAS — строб адреса строки, CAS — строб адреса столбца, CE — сигнал разрешения.

Микросхема K155PY2 — это статическое ОЗУ с открытым коллекторным выходом — выполнена на основе ТТЛ-структур емкостью 64 бит. Имеет структуру 16x4, т. е. может хранить 16 слов длиной 4 разряда каждое.

Микросхема K537PY8 — это статическое ОЗУ объемом 2 Кбайта, выполнена на основе структур КМОП, по входу и выходу совместима с ТТЛ-структурами. Имеет двунаправленную 8-разрядную шину данных, которая используется и для записи, и для считывания информации.

Микросхема K565PY5 — это динамическое ОЗУ на основе n-МОП-структур, по входам и выходам совместима с ТТЛ-структурами, имеет организацию 64Kx1. Шина адреса работает в мультиплексном режиме. Вначале на ней выставляются адреса строк, которые запоминаются во внутреннем регистре по спаду сигнала RAS. Затем выставляются адреса столбцов, которые запоминаются по спаду сигнала CAS.

3.6.3. Постоянные запоминающие устройства

Все ПЗУ можно разделить на следующие группы:

- программируемые при изготовлении (обозначают как ПЗУ или ROM);
- с однократным программированием, позволяющим пользователю однократно изменить состояние матрицы памяти электрическим путем по заданной программе (обозначают как ППЗУ или PROM);
- перепрограммируемые (репрограммируемые), с возможностью многократного электрического перепрограммирования, с электрическим или ультрафиолетовым стиранием информации (обозначают как РПЗУ или RPPROM).

Для обеспечения возможности объединения по выходу при наращивании памяти все ПЗУ имеют выходы с тремя состояниями или открытые коллекторные выходы.

В ППЗУ накопитель построен на запоминающих ячейках с плавкими перемычками,

изготовленными из нихрома или других тугоплавких материалов. Процесс записи состоит в избирательном пережигании плавких перемычек.

В РПЗУ запоминающие ячейки строятся на основе МОП-технологий. Используются различные физические явления хранения заряда на границе между двумя различными диэлектрическими средами или проводящей и диэлектрической средой.

В первом случае диэлектрик под затвором МОП-транзистора делают из двух слоев: нитрида кремния и двуокси кремния (SiN_4 — SiO_2). Было обнаружено, что в сложной структуре SiN_4 — SiO_2 при изменении электрического напряжения возникает гистерезис заряда на границе раздела двух слоев, что и позволяет создавать запоминающие ячейки.

Во втором случае основой запоминающей ячейки является лавинно-инжекционный МОП-транзистор с плавающим затвором (ЛИПЗ МОП). Упрощенная структура такого транзистора приведена на рис. 3.77.

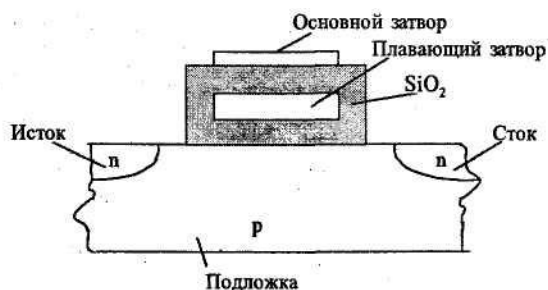


Рис. 3.77

В лавинно-инжекционном транзисторе с плавающим затвором при достаточно большом напряжении на стоке происходит обратимый лавинный пробой диэлектрика, и в область плавающего затвора инжектируются носители заряда. Поскольку плавающий затвор окружен диэлектриком, то ток утечки мал и хранение информации обеспечивается в течение длительного промежутка времени (десятки лет). При подаче напряжения на основной затвор происходит рассасывание заряда за счет туннельного эффекта, т. е. стирание информации. Приведем некоторые характеристики ПЗУ (табл. 3.1).

Таблица 3.1

Тип ПЗУ	Быстродействие, нс	Потребляемая мощность, МВт/бит	Информационная емкость, Кбит
ПЗУ и ППЗУ на биполярных структурах	15—150	0,01—0,8	< 64
ПЗУ и ППЗУ на МОП-структурах	70—4000	0,01—0,3	< 256
РПЗУ	50—1500	< 0,1	< 256

Промышленность выпускает большое количество микросхем ПЗУ. Приведем в качестве примера две микросхемы ПЗУ (рис. 3.78). На схемах использованы следующие обозначения: A_i — адресные входы; D_i — информационные выходы; CS — выбор микросхемы; CE — разрешение выхода.

Микросхема К573РФ5 — это репрограммируемое ПЗУ (РПЗУ) с ультрафиолетовым стиранием, имеющее структуру 2Кх8. По входу и выходу эта микросхема совместима с ТТЛ-структурами. Микросхема К556РТ5 — это одно-

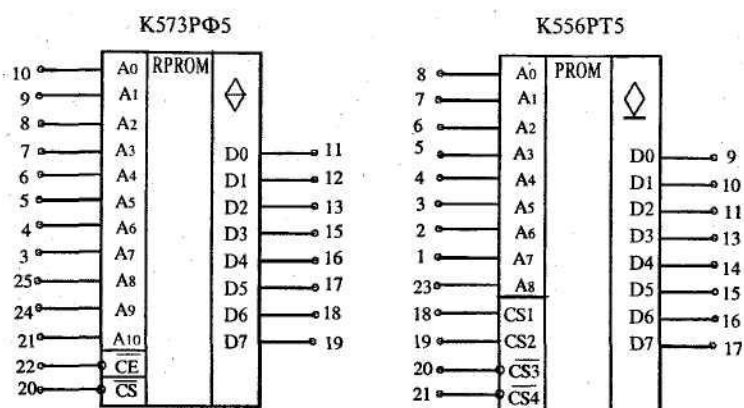


Рис. 3.78

кратно программируемая ПЗУ, выполнена на основе ТТЛШ-структур, по входу и выходу совместима с ТТЛ-структурами, имеющая структуру 512 бит x 8.

3.7. УСТРОЙСТВА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ И АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

3.7.1. Амплитудные ограничители

Различают односторонние и двусторонние амплитудные ограничители.

Односторонний ограничитель — это устройство, напряжение на выходе которого $U_{вых}(t)$ остается на постоянном уровне $U_{отр}$, когда входное напряжение $U_{вх}(f)$ либо превышает некоторое пороговое значение $U_{пор}$ (ограничение сверху), либо ниже порогового значения (ограничение снизу). Иначе выходное напряжение повторяет форму входного.

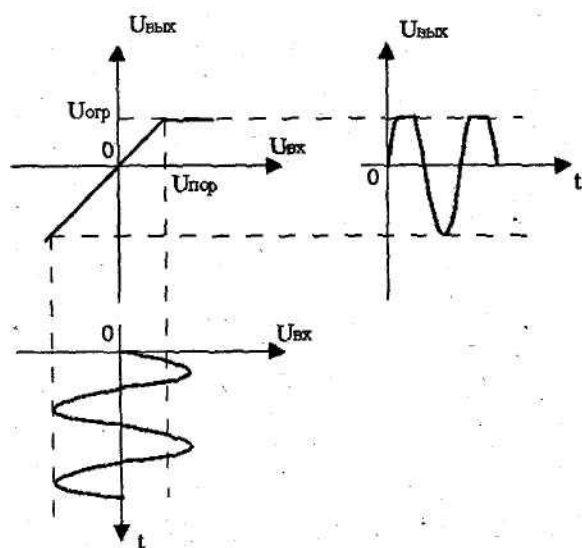
Двусторонние ограничители ограничивают сигнал на двух уровнях.

На рис. 3.79, а приведены передаточная характеристика и графики входного и выходного напряжений для одностороннего ограничителя сверху, на рис. 3.79, б — для одностороннего ограничителя снизу, а на рис. 3.79, в — для двустороннего ограничителя.

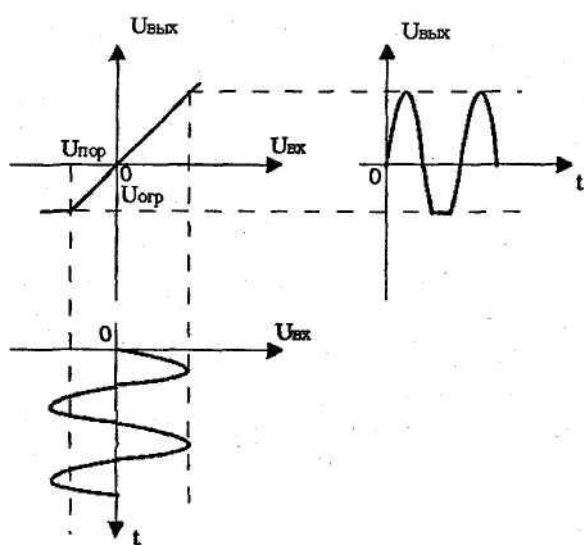
Наиболее простыми являются ограничители на диодах (диодные ограничители).

Диодные ограничители бывают последовательные и параллельные. В последовательных ограничителях диод включен последовательно с нагрузкой, а в параллельных — параллельно нагрузке.

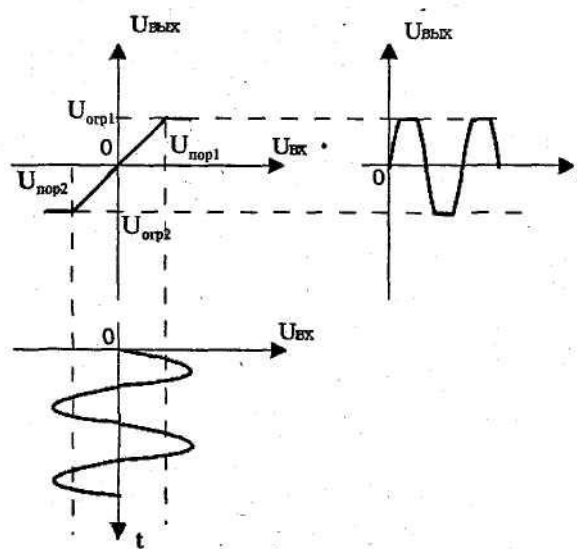
Рассмотрим идеализированную схему последовательного диодного ограничителя (рис. 3.80). До тех пор пока входное напряжение меньше E_o , диод закрыт и $U_{вых}$ равно



а
Рис. 3.79



б



в

Рис. 3.79

E_o . В промежутках времени, когда входное напряжение превышает E_o диод открыт и $U_{вых}$ повторяет $U_{вх}$. Таким образом, рассмотренный ограничитель является последовательным диодным ограничителем на положительном уровне снизу.

Практически используемая схема рассмотренного ограничителя приведена на рис. 3.81. Она позволяет регулировать уровень ограничения, сделав одно из сопротивлений R_1 или R_2 переменным. Данную схему можно преобразовать в предыдущую, применив теорему об эквивалентном генераторе. Тогда R_n и E_o будут иметь следующие значения: $R_n = R_1/R_2$, $E_o = ER/(R_1 + R_2)$.

Рассмотрим принцип действия параллельного диодного ограничителя (рис. 3.82). Лишь в промежутках времени, когда входное напряжение более отрицательно, чем E_o , диод открыт (его при анализе можно заменить закорот-кой) и $U_{вых}$ равно E . Во все остальные моменты времени

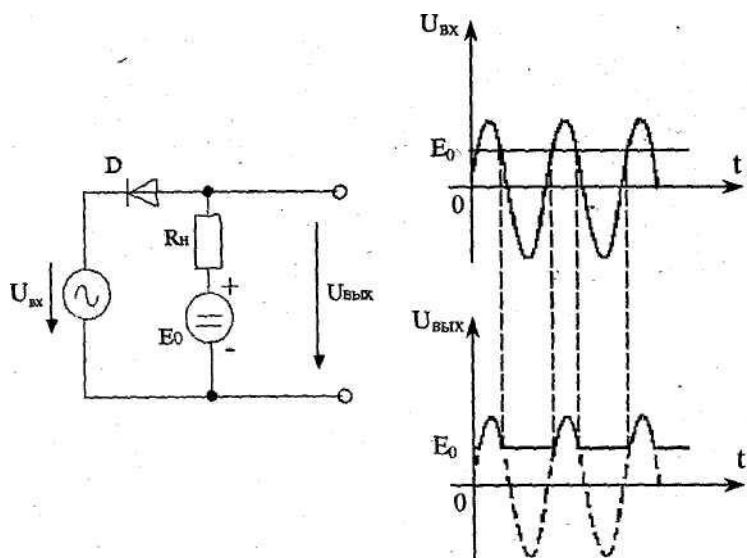


Рис. 3.80

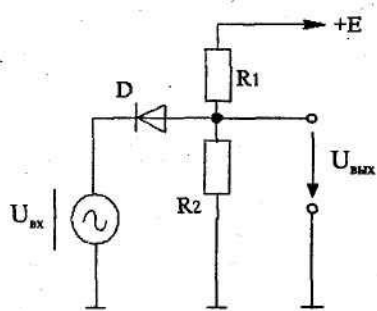


Рис. 3.81

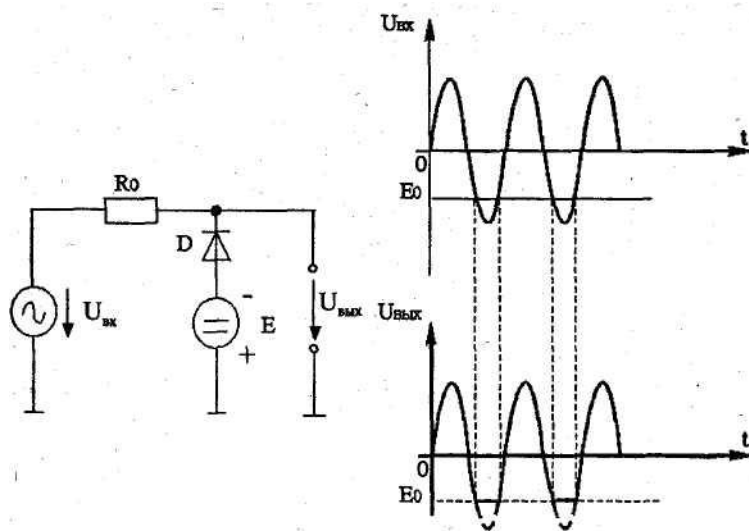


Рис. 3.82

диод закрыт (его при анализе можно заменить разрывом цепи) и $U_{\text{вых}}$ повторяет $U_{\text{вх}}$. Таким образом, данный ограничитель является параллельным диодным ограничителем на отрицательном уровне снизу.

Рассмотрим работу параллельного ограничителя в случае, когда сопротивление нагрузки соизмеримо с ограничителем (рис. 3.83).

Исходная схема (рис. 3.83, а) по теореме об эквивалентном генераторе преобразуется в эквивалентную схему (рис. 3.83, б), в которой ограничивается уже не входное напряжение, а эквивалентное, являющееся результатом

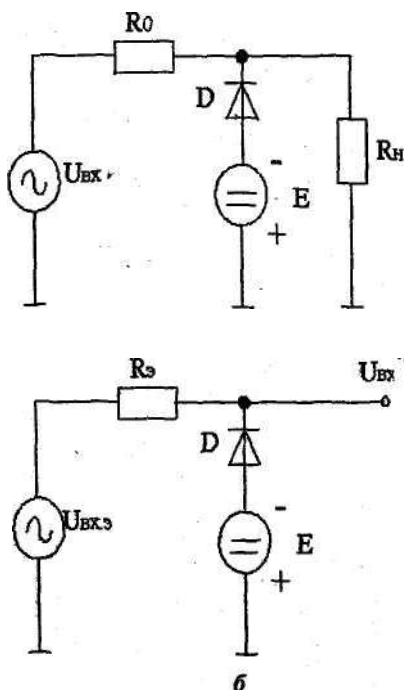


Рис. 3.83

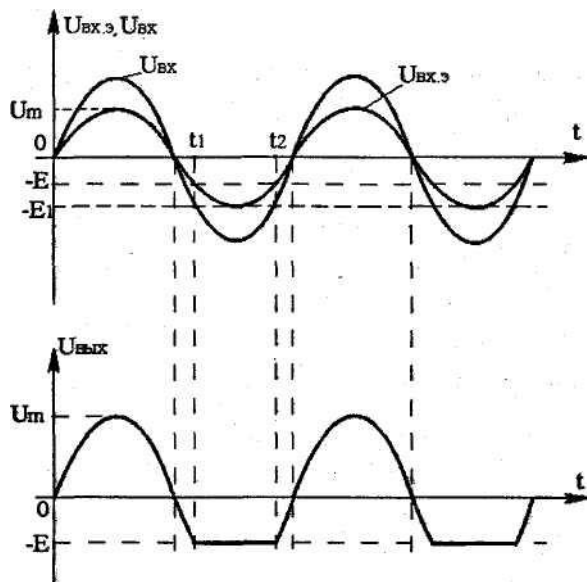


Рис. 3.84

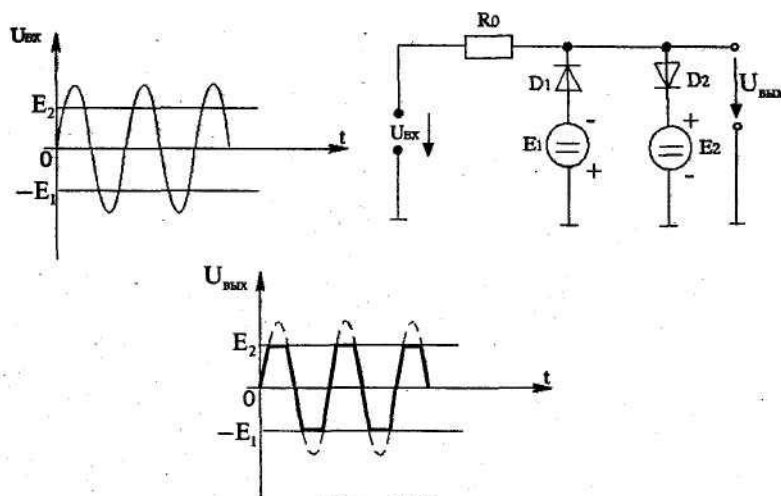


Рис. 3.85

деления входного напряжения между сопротивлениями R_0 и R_n , $U_{вх,э} = U_m R_n / (R_n + R_0)$, $R_n = R_0 I_{R_n}$. Диаграммы работы этого ограничителя приведены на рис. 3.84. В момент начала ограничения (t_1) входное напряжение будет соответствовать некоторому напряжению $-E_1$.

Рассмотрим двусторонний диодный ограничитель (рис. 3.85), который является комбинацией двух параллельных односторонних диодных ограничителей. Из анализа схемы видно, что диод D_1 открыт лишь в промежутках времени, когда входное напряжение меньше $-E_1$ и $U_{вых}$ на этом промежутке ограничивается на уровне $-E_1$. Диод D_2 открыт лишь в промежутках времени, когда $U_{вх}$ больше, чем E_2 , и в этих промежутках времени $U_{вых}$ ограничивается уровнем E_2 .

Широкое распространение нашли ограничители амплитуды, построенные на основе ОУ. Рассмотрим некоторые из них. На рис. 3.86, а приведена схема одностороннего ограничителя на основе ОУ, на рис. 3.86, б — передаточная характеристика ограничителя, а на рис. 3.86, в — временные диаграммы его работы.

Основой данного ограничителя является инвертирующий усилитель на основе ОУ. В промежутках времени, когда напряжение $U_{вых}$ отрицательное или меньше, чем $U_{ст} + U_{д}$, диод закрыт

(его при анализе можно заменить разрывом цепи) и устройство работает как обычный инвертирующий усилитель ($U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона, U_d — прямое падение напряжения на диоде). В промежутках времени, когда напряжение $U_{вх}$ выше уровня $U_{ст} + U_d$, диод открыт, а стабилитрон находится в режиме стабилизации и напряжение $U_{вых}$ ограничивается на уровне $U_{ст} + U_d$. Входное напряжение U_1 , при котором начинается ограничение выходного, определяется выражением

$$U_1 = -(U_{ст} + U_d)/K,$$

где $K = R_2/R_1$

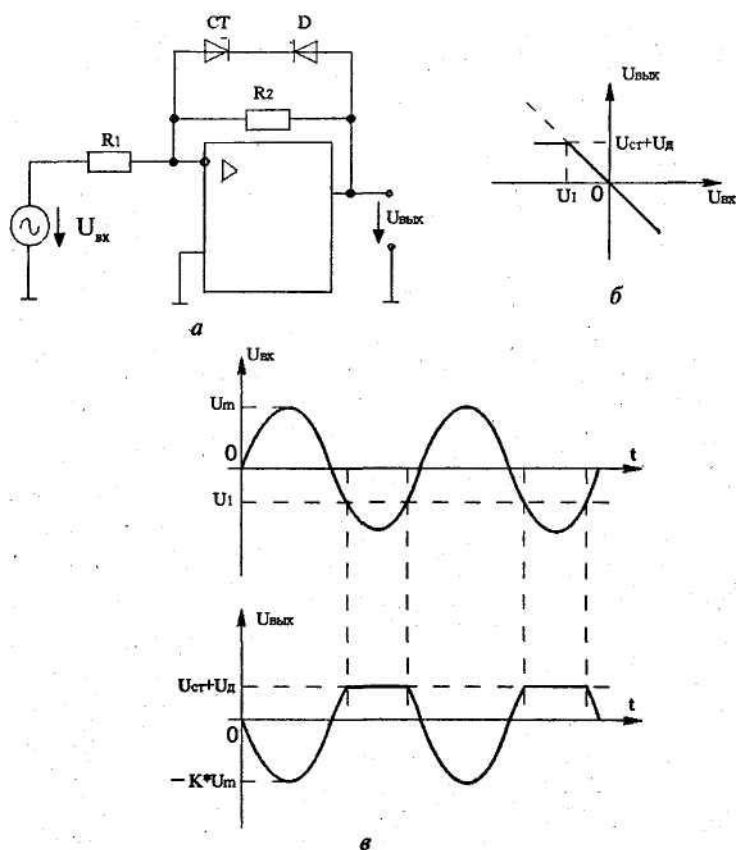


Рис. 3.86

Рассмотрим двусторонний ограничитель на основе ОУ (рис. 3.87, а). Если к стабилитрону приложено прямое напряжение, то он выполняет функции диода, и напряжение $U_{пр}$ на нем достаточно мало (около 0,7 В). Поэтому при положительном выходном напряжении стабилитрон СТ1 выполняет функции диода, и как только выходное напряжение достигает уровня $U_{ст2} + U_{пр}$, оно ограничивается на

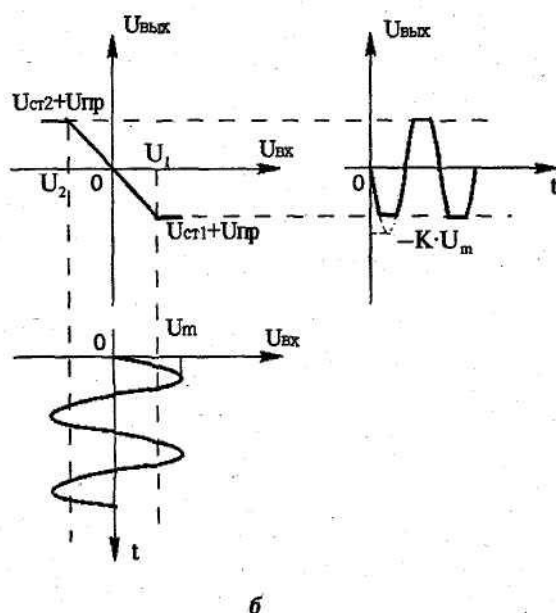
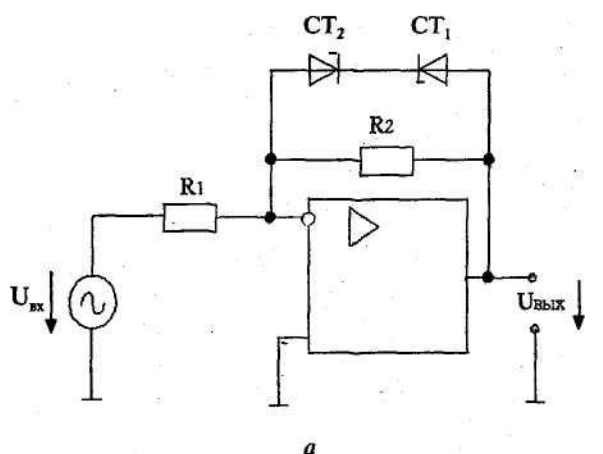


Рис. 3.87

этом уровне ($U_{ст2}$ - напряжение стабилизации стабилитрона СТ2). При отрицательном выходном напряжении стабилитрон СТ2 используется как диод. Как только напряжение $U_{вых}$ достигает значения $-(U_{ст1} + U_{пр})$, оно ограничивается на этом уровне (рис. 3.87, б) ($U_{ст1}$ — напряжение стабилизации стабилитрона СТ1). Входные напряжения U_1 и U_2 , при которых начинаются ограничения, определяются выражениями $U_1 = (U_{ст1} + U_{пр})/K$, $U_2 = -(U_{ст2} + U_{пр})/K$, где $K = R_2/R_1$

3.7.2 Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) предназначены для преобразования цифровых сигналов в аналоговые. Такое преобразование необходимо, например, при восстановлении аналогового сигнала, предварительно преобразованного в цифровой для передачи на большое расстояние или хранения (таким сигналом, в частности, может быть звук). Другой пример использования такого преобразования — получение управляющего сигнала при цифровом управлении устройствами, режим работы которых определяется непосредственно аналоговым сигналом

(что, в частности, имеет место при управлении двигателями).

К основным параметрам ЦАП относят разрешающую способность, время установления, погрешность нелинейности и др. Разрешающая способность — величина, обратная максимальному числу шагов квантования выходного аналогового сигнала. Время установления $t_{уст}$ — интервал времени от подачи кода на вход до момента, когда выходной сигнал войдет в заданные пределы, определяемые погрешностью. Погрешность нелинейности — максимальное отклонение графика зависимости выходного напряжения от напряжения, задаваемого цифровым сигналом, по отношению к идеальной прямой во всем диапазоне преобразования.

Как и рассматриваемые ниже аналого-цифровые преобразователи (АЦП), ЦАП являются «связующим звеном» между аналоговой и цифровой электроникой. Существуют различные принципы построения АЦП.

Рассмотрим наиболее используемые из них. На рис. 3.88 приведена схема ЦАП с суммированием весовых токов.

Ключ $S5$ замкнут только тогда, когда разомкнуты все ключи $S1...S4$ (при этом $u_{вых}=0$). U_o — опорное напряжение. Каждый резистор во входной цепи соответствует определенному разряду двоичного числа.

По существу этот ЦАП — инвертирующий усилитель на основе операционного усилителя. Анализ такой схемы не представляет затруднений. Так, если замкнут один ключ

$S1$, то $u_{вых} = -U_o R_{oc} / R$,

Что соответствует в первом и нулям в остальных разрядах.

Из анализа схемы следует, что модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется состоянием ключей $S1...S4$. Токи ключей

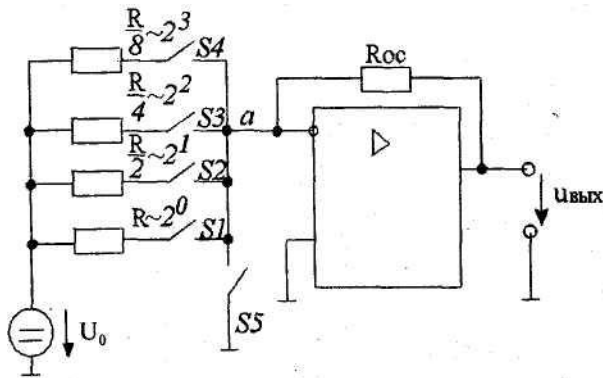


Рис. 3.88

$S1...S4$ суммируются в точке «а», причем токи различных ключей различны (имеют разный «вес»). Это и определяет название схемы.

Из вышеизложенного следует, что

$$u_{\text{вых}} = -U_0 \frac{R_{oc}}{R} \cdot S_1 - U_0 \frac{R_{oc}}{R/2} \cdot S_2 - U_0 \frac{R_{oc}}{R/4} \cdot S_3 - U_0 \frac{R_{oc}}{R/8} S_4,$$

$$\text{т. е. } u_{\text{вых}} = -U_0 \frac{R_{oc}}{R} (8S_4 + 4S_3 + 2S_2 + S_1),$$

где $S_i, i = 1, 2, 3, 4$ принимает значение 1, если соответствующий ключ замкнут, и 0, если ключ разомкнут.

Состояние ключей определяется входным преобразуемым кодом. Схема проста, но имеет недостатки: значительные изменения напряжения на ключах и использование резисторов с сильно отличающимися сопротивлениями. Требуемую точность этих сопротивлений обеспечить затруднительно.

Рассмотрим ЦАП на основе резистивной матрицы $R — 2R$ (матрицы постоянного сопротивления) (рис. 3.89). В

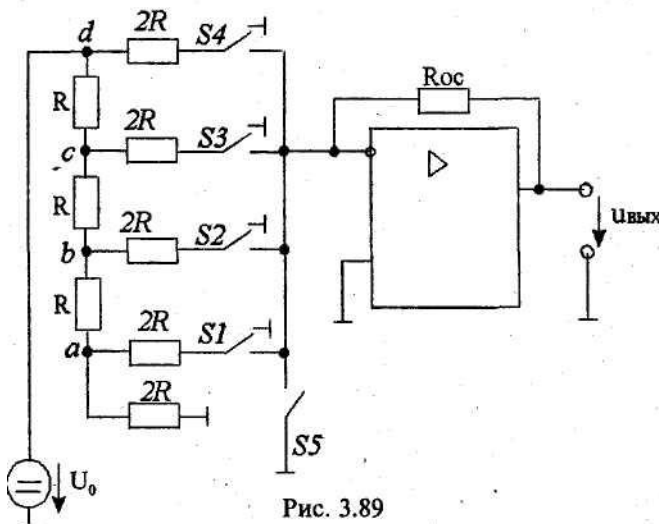


Рис. 3.89

схеме использованы так называемые перекидные ключи $S1...S4$, каждый из которых в одном из состояний подключен к общей точке, поэтому напряжения на ключах невелики. Ключ $S5$ замкнут только тогда, когда все ключи $S1...S4$ подключены к общей точке. Во входной цепи использованы резисторы всего с двумя различными значениями сопротивлений.

Из анализа схемы можно увидеть, что и для нее модуль выходного напряжения пропорционален числу, двоичный код которого определяется состоянием ключей $S1...S4$. Анализ легко выполнить, учитывая следующее. Пусть каждый из ключей $S1...S4$ подключен к общей точке. Тогда, каклегко заметить, напряжение относительно общей точки в каждой следующей из точек «а»...«d» в 2 раза больше, чем в предыдущей. К примеру, напряжение в точке «b» в 2 раза больше, чем в точке «а» (напряжения U_a , U_b , U_c и U_d в указанных точках определяются следующим образом: $U_d = U_0$; $U_c = U_0/2$; $U_b = U_0/4$; $U_a = U_0/8$). Допустим, что состояние указанных ключей изменилось. Тогда напряжения в точках «а»...«d» не изменятся, так как напряжение между входами операционного усилителя практически нулевое. Из вышеизложенного следует, что:

$$u_{\text{вых}} = -U_0 \frac{R_{oc}}{2R} \cdot S_4 - \frac{U_0}{2} \cdot \frac{R_{oc}}{2R} \cdot S_3 - \frac{U_0}{4} \cdot \frac{R_{oc}}{2R} \cdot S_2 - \frac{U_0}{8} \cdot \frac{R_{oc}}{2R} \cdot S_1,$$

$$\text{т. е. } u_{\text{вых}} = -U_0 \frac{R_{oc}}{16R} (8S_4 + 4S_3 + 2S_2 + S_1),$$

где $S_i, i = 1, 2, 3, 4$ принимает значение 1, если соответствующий ключ замкнут, и 0, если ключ разомкнут.

Рассмотрим ЦАП для преобразования двоично-десятичных чисел (рис. 3.90).

Для представления каждого разряда десятичного числа используется отдельная матрица R — $2R$ (обозначены прямоугольниками). $Z_0...Z_3$ обозначают числа, определенные

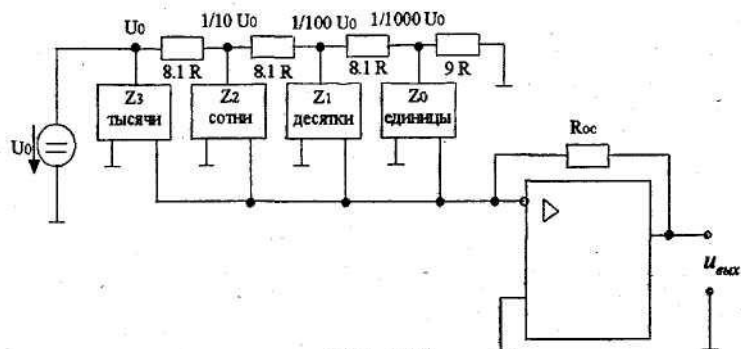


Рис. 3.90

состоянием ключей каждой матрицы R — $2R$. Принцип действия становится понятным, если учесть, что сопротивление каждой матрицы R , и если выполнить анализ фрагмента схемы, представленного на рис. 3.91.

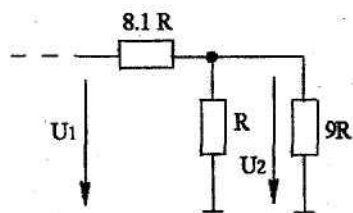


Рис. 3.91

Из анализа следует, что

$$U_2 = U_1 \frac{R \parallel 9R}{8,1R + R \parallel 9R},$$

где $R \parallel 9R = \frac{R \cdot 9R}{R + 9R} = 0,9R$.

Следовательно $U_2 = 0,1 U_1$. С учетом этого получим

$$u_{\text{вых}} = -U_0 \frac{R_{\text{ос}}}{16R} \cdot 10^{-3} (10^3 \cdot Z_3 + 10^2 \cdot Z_2 + 10 \cdot Z_1 + Z_0).$$

Наиболее распространенными являются ЦАП серий микросхем 572, 594, 1108, 1118 и др. В табл. 3.2 приведены параметры некоторых ЦАП.

Т а б л и ц а 3.2

Тип схемы	Число разрядов	$t_{\text{уст}}$, мкс	U_0 , В	$U_{\text{пит}}/I_{\text{пит}}$ В/А	$I_{\text{вых}}$, мА
К594ПА1	12	3,5	9 + 11	(5+15)/2,5 –15/3,5	2
К1108ПА1	12	0,4	2,2 + 10,5	+5/15 –16/46	5
К572ПА1А	10	5	–17 + +17	(5 + 17)/2	1
К575ПА2А	10	15	–15 + +15	5/2 15/2	0,8

3.7.3 Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) — это устройства, предназначенные для преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Для такого преобразования необходимо осуществить квантование аналогового сигнала, т. е. мгновенные значения аналогового сигнала ограничить определенными уровнями, называемыми уровнями квантования.

Характеристика идеального квантования имеет вид, приведенный на рис. 3.92.

Квантование представляет собой округление аналоговой величины до ближайшего уровня квантования, т. е. максимальная погрешность квантования равна $\pm 0,5h$ (h — шаг квантования).

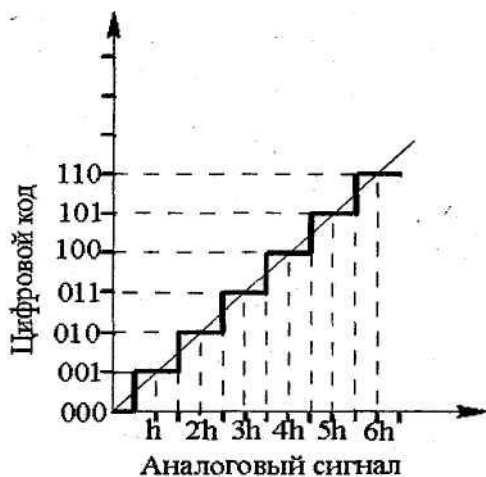


Рис. 3.92

К основным характеристикам АЦП относят число разрядов, время преобразования, нелинейность и др. Число разрядов — количество разрядов кода, связанного с аналоговой величиной, которое может вырабатывать АЦП. Часто говорят о разрешающей способности АЦП, которую определяют величиной, обратной максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП. Так, 10-разрядный АЦП имеет разрешающую способность $(2^{10} = 1024)^{-1}$, т. е. при шкале АЦП, соответствующей 10В, абсолютное значение шага квантования не превышает ЮмВ. Время преобразования $t_{пр}$ — интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Характерными методами преобразования являются следующие: параллельного преобразования аналоговой величины и последовательного преобразования.

Рассмотрим АЦП с параллельным преобразованием входного аналогового сигнала. По параллельному методу входное напряжение одновременно сравнивается с n опорными напряжениями и определяют, между какими двумя опорными напряжениями оно лежит. При этом результат получают быстро, но схема оказывается достаточно сложной.

Рассмотрим принцип действия такого АЦП (рис. 3.93). При $U_{вх} = 0$, поскольку для всех ОУ разность напряжений $(U_+ - U_-) < 0$ (U_+ , U_- — напряжения относительно общей точки соответственно неинвертирующего и инвертирующего входа), напряжения на выходе всех ОУ равны — $E_{нум}$ а на выходах кодирующего преобразователя (КП) Z_0, Z_1, Z_2 устанавливаются нули. Если $U_{вх} > 0,5U$, но меньше $3/2 U$, лишь для нижнего ОУ $U_+ - U_- > 0$ и лишь на его выходе появляется напряжение $+E_{нум}$, что приводит к появлению на выходах КП следующих сигналов: $Z_0 = 1, Z_2 = Z_1 = 0$. Если $U_{вх} > 3/2 U$, но меньше $5/2 U$, то на выходе двух нижних ОУ появляется напряжение $+E_{нум}$, что приводит к появлению на выходах КП кода 010 и т. д.

Рассмотрим конкретный вариант АЦП с последовательным преобразованием входного сигнала (последовательного счета), который называют АЦП со следящей связью (рис. 3.94). В АЦП рассматриваемого типа используется ЦАП и реверсивный счетчик, сигнал с которого обеспечивает изменение напряжения на выходе ЦАП. Настройка схемы такова, что обеспечивается примерное равенство напряжений на входе $U_{вх}$ и на выходе ЦАП — U . Если входное напряжение $U_{вх}$ больше напряжения U на выходе ЦАП, то счетчик переводится в режим прямого счета и код на его выходе увеличивается, обеспечивая увеличение напряжения на выходе ЦАП. В момент равенства $U_{вх}$ и U счет прекращается и с выхода реверсивного счетчика снимается код, соответствующий входному напряжению.

Метод последовательного преобразования реализуется и в АЦП время — импульсного преобразования (АЦП с генератором линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН)). Принцип действия рассматриваемого АЦП

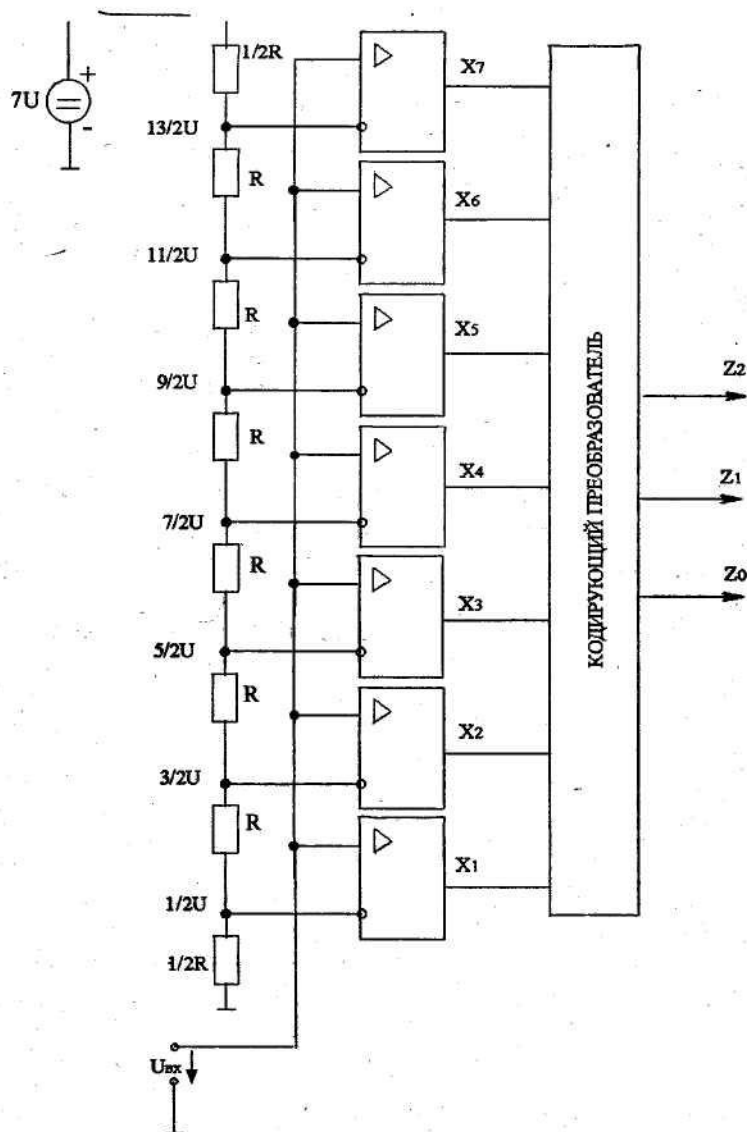


Рис. 3.93

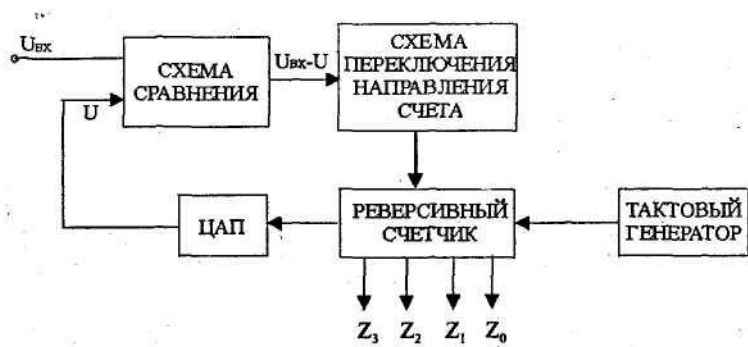


Рис. 3.94

рис. 3.95) основан на подсчете числа импульсов в отрезке времени, в течение которого линейно изменяющееся напряжение (ЛИН), увеличиваясь от нулевого значения, достигает уровня входного напряжения $U_{вх}$. Используются следующие обозначения: СС — схема сравнения, ГИ — генератор импульсов, Кл — электронный ключ, Сч — счетчик импульсов. Отмеченный во временной диаграмме

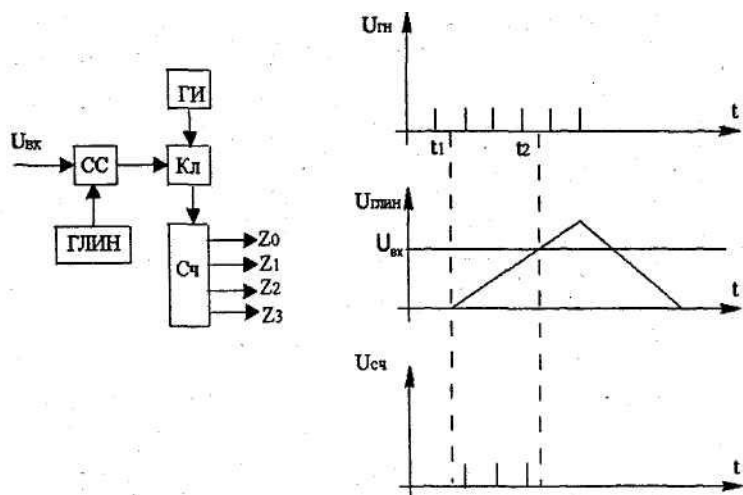


Рис. 3.95

момент времени t_1 соответствует началу измерения входного напряжения, а момент времени t_2 соответствует равенству входного напряжения и напряжения ГЛИН. Погрешность измерения определяется шагом квантования времени. Ключ Кл подключает к счетчику генератор импульсов от момента начала измерения до момента равенства $U_{вх}$ и $U_{ГЛИН}$. Через $U_{Сч}$ обозначено напряжение на входе счетчика. Код на выходе счетчика пропорционален входному напряжению. Одним из недостатков этой схемы является невысокое быстродействие.

Рассмотрим АЦП с двойным интегрированием, который также реализует метод последовательного преобразования входного сигнала (рис. 3.96). Используются следующие обозначения: СУ — система управления, ГИ — генератор импульсов, Сч — счетчик импульсов. Принцип действия АЦП состоит в определении отношения двух отрезков времени, в течение одного из которых выполняется интегрирование входного напряжения $U_{вх}$ интегратором на основе ОУ (напряжение U_{II} на выходе интегратора изменяется от нуля до максимальной по модулю величины), а в течение следующего — интегрирование опорного

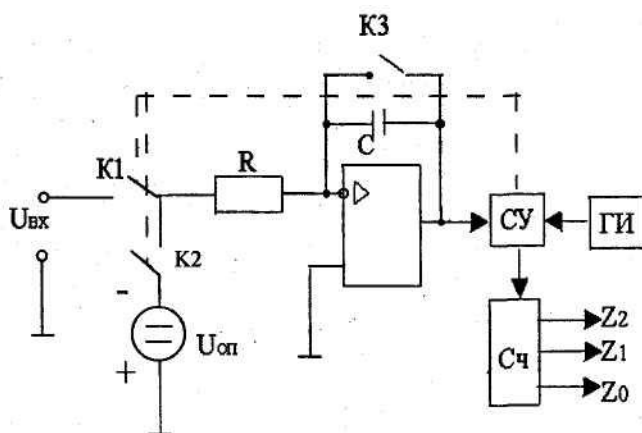


Рис. 3.96

напряжения U_{on} (U_{II} меняется от максимальной по модулю величины до нуля) (рис. 3.97). Пусть время t_1 интегрирования входного сигнала постоянно, тогда чем больше второй отрезок времени t_2 (отрезок времени, в течение которого интегрируется опорное напряжение), тем больше входное напряжение. Ключ КЗ предназначен для установки интегратора в исходное нулевое состояние. В первый из указанных отрезков времени ключ К1 замкнут, ключ К2 разомкнут, а во второй, отрезок времени их состояние является обратным по отношению к указанному. Одновременно с замыканием ключа К2 импульсы с генератора импульсов ГИ начинают поступать через схему управления СУ на счетчик Сч. Поступление этих импульсов заканчивается тогда, когда напряжение на выходе интегратора оказывается равным нулю.

Напряжение на выходе интегратора по истечении отрезка времени t_1 определяется выражением

$$U_u(t_1) = -\left(\frac{1}{RC}\right) \cdot \int_0^{t_1} U_{ex} dt = -(U_{ex} \cdot t_1) / RC.$$

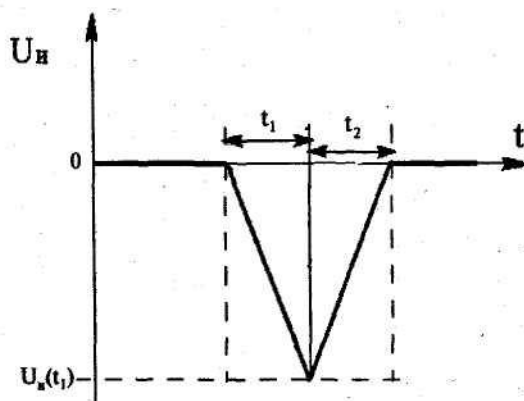


Рис. 3.97

Используя аналогичное выражение для отрезка времени t_2 , получим

$$t_2 = -(RC/U_{on}) \cdot U_u(t_1).$$

Подставив сюда выражение для $U_u(t_1)$, получим

$$t_2 = (U_{ex}/U_{on})t_1,$$

откуда $U_{ex} = U_{on}t_2/t_1$.

Код на выходе счетчика определяет величину входного напряжения.

Одним из основных преимуществ АЦП рассматриваемого типа является высокая помехозащищенность. Случайные выбросы входного напряжения, имеющие место в течение короткого времени, практически не оказывают влияния на погрешность преобразования. Недостаток АЦП — малое быстродействие.

Наиболее распространенными являются АЦП серий микросхем 572, 1107, 1138 и др. (табл. 3.3)

Из таблицы видно, что наилучшим быстродействием обладает АЦП параллельного преобразования, а наихудшим — АЦП последовательного преобразования.

Таблица 3.3

Тип м/схемы	Число разрядов	$t_{пр}$, мкс	$U_{пит}$, В	$P_{потр}$, мВт	Преобразование
K1107ПВ1	6	0,1	+5 –6	800	Параллельное
K1107ПВ2	8	0,1	+5 –6	3000	Параллельное
KP572ПВ1А	12	110	5+15 –15	30	Последовательное
K572ПВ3	8	15	5	25	Последовательное
K572ПВ4	8	32	5	15	Последовательное
K1108ПВ1А	10	0,9	9 –5,2	800	Последовательное
K1138ПВ1А	10	30	5 –15	225	Последовательное

3.8. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Наиболее распространены генераторы прямоугольных и линейно изменяющихся (пилообразных) импульсов напряжения.

Генераторы импульсных сигналов (импульсные генераторы) могут работать в одном из трех режимов: автоколебательном, ждущем или синхронизации.

В автоколебательном режиме генераторы непрерывно, формируют импульсные сигналы без внешнего воздействия. В ждущем режиме генераторы формируют импульсный сигнал лишь по приходе внешнего (запускающего) сигнала. В режиме синхронизации генераторы вырабатывают импульсы напряжения, частота которых равна или кратна частоте синхронизирующего сигнала.

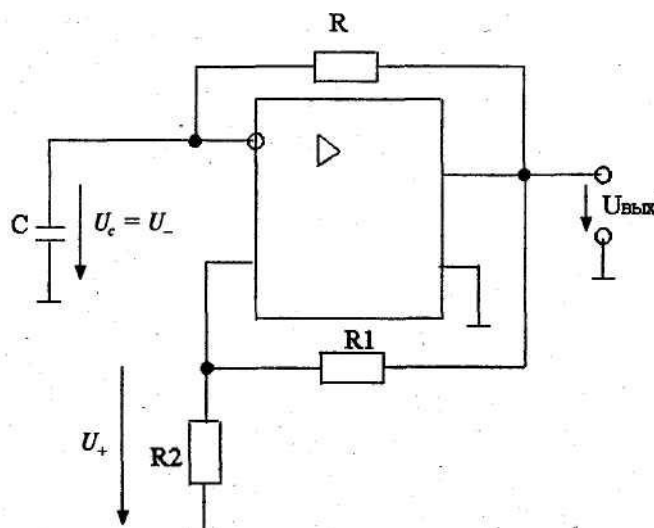
Рассмотрим некоторые из генераторов импульсных сигналов.

3.8.1. Генераторы прямоугольных импульсов

Генераторы прямоугольных импульсов делятся на мультивибраторы и блокинг-генераторы. И те и другие могут работать как в автоколебательном, так и в ждущем режимах.

Рассмотрим вначале автоколебательные мультивибраторы.

Такие генераторы могут быть построены на дискретных, логических элементах или на операционных усилителях. Автоколебательный мультивибратор на основе ОУ представлен на рис. 3.98. В данной схеме с помощью резисторов R_1 и R_2 введена положительная обратная связь, что является необходимым условием для возникновения



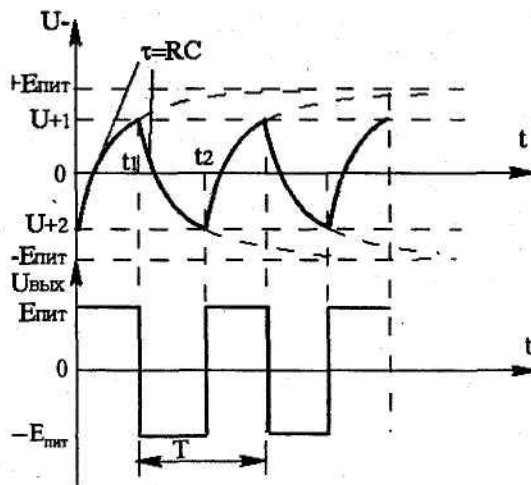


Рис. 3.98

в схеме электрических колебаний. В зависимости от напряжения на выходе (которое может быть равно либо $+E_{\text{пит}}$, либо $-E_{\text{пит}}$, где $E_{\text{пит}}$ — напряжения питания ОУ) на неинвертирующем входе ОУ устанавливается или напряжение U_{+1} , или напряжение U_{+2} , причем

$$U_{+1} = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad U_{+2} = -E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Емкость C , входящая в цепь отрицательной обратной связи, перезаряжается с постоянной времени $\tau = RC$. Напряжение U_c на емкости, равное напряжению U_- на инвертирующем входе, стремится либо к уровню $+E_{\text{пит}}$ (при $U_{\text{вых}} = +E_{\text{пит}}$), либо к уровню $-E_{\text{пит}}$ (при $U_{\text{вых}} = -E_{\text{пит}}$). До момента времени t_1 $U_+ - U_- = U_{+1} - U_c > 0$, следовательно, ОУ находится в режиме насыщения и на его выходе удерживается напряжение $+E_{\text{пит}}$. Начиная с момента времени t_1 эта разность меняет знак, что приводит к изменению напряжения на выходе ОУ на $-E_{\text{пит}}$. После момента времени t_1 емкость C перезаряжается, причем ее напряжение стремится к уровню $-E_{\text{пит}}$.

Очевидно, что до момента времени t_2 $U_+ - U_- = U_{+2} - U_c < 0$, что и удерживает выходное напряжение ОУ на уровне $-E_{\text{пит}}$. Начиная с момента времени t_2 , эта разность вновь меняет знак, происходит изменение напряжения $U_{\text{вых}}$ и т.д. Таким образом, данный мультивибратор формирует прямоугольные импульсы напряжения. Период следования импульсов T определяется выражением

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right).$$

В случае использования вместо резистора R двух разных резисторов и диодов можно построить несимметричный мультивибратор (рис. 3.99, а), у которого длительности положительного и отрицательного импульсов не совпадают. Принцип работы мультивибратора поясняют временные диаграммы (рис. 3.99, б).

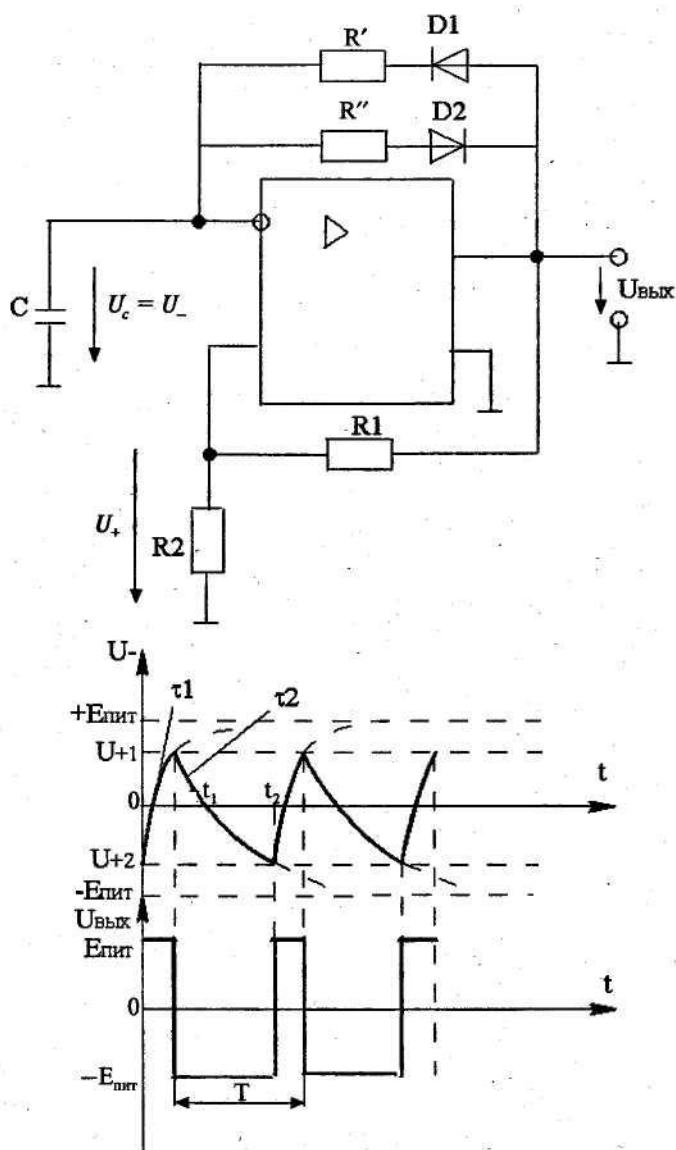


Рис. 3.99

Из приведенных построений очевидно, что разная длительность положительного и отрицательного импульсов обеспечивается разными постоянными времени перезаряда емкостей τ_1 и τ_2 :

$$\tau_1 = R' \cdot C; \quad \tau_2 = R'' \cdot C,$$

где $R'' > R'$.

Рассмотрим ждущий мультивибратор на основе ОУ (рис. 3.100), который иногда называют одновибратором.

Нетрудно заметить, что эта схема аналогична схеме автоколебательного мультивибратора, но в нее введены диод D_2 (для осуществления ждущего режима) и цепь запуска на элементах C_1, R_3, D_1 (рис. 3.100, а). Схема имеет одно устойчивое состояние, когда напряжение на выходе отрицательное (примерно равно $-E_{\text{пит}}$). Если бы по какой-либо причине напряжение на выходе оказалось положительным ($+E_{\text{пит}}$), то в результате рассматриваемых дальше процессов состояние схемы изменилось бы.

В исходном состоянии (на выходе $-E_{\text{пит}}$) диод D_2 открыт, напряжение на

инвертирующем входе U_- примерно равно нулю, а напряжение U_+ на неинвертирующем входе определяется выражением

$$U_+ = U_{+2} = -E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

$U_+ - U_- < 0$ и $U_{\text{вых}} = -E_{\text{пит}}$. Диод D_1 , подключенный к неинвертирующему входу, закрыт. В момент времени t_1 входной сигнал открывает этот диод, на неинвертирующий вход подается положительный сигнал (на инвертирующем входе остается нулевой сигнал), и ОУ переходит в режим с положительным напряжением на выходе. После этого начинается заряд конденсатора C . Когда напряжение на нем становится больше напряжения U_{+1} , определяемого выражением

$$U_{+1} = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

дифференциальный сигнал $U_+ - U_-$ становится отрицательным и ОУ возвращается

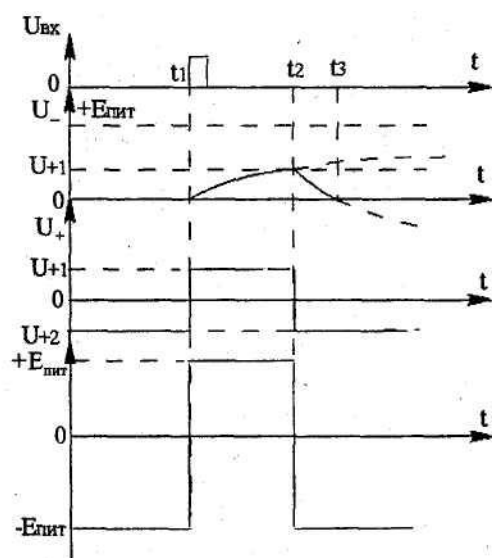
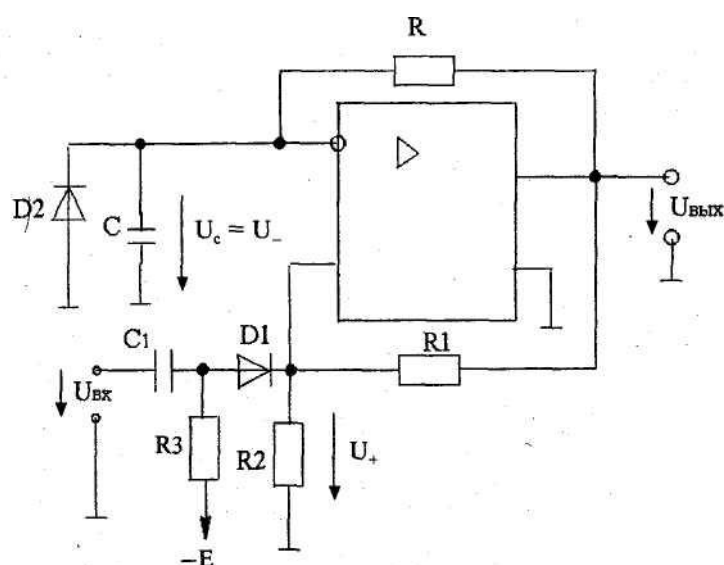


Рис. 3.100

в исходное устойчивое состояние (в таком состоянии дифференциальный сигнал отрицательный).

Из временных диаграмм (рис. 3.100, б) следует, что лишь после момента времени t_3 можно подавать очередной запускающий импульс.

Существуют схемы ждущих мультивибраторов на дискретных и логических элементах.

Для получения мощных прямоугольных импульсов малой длительности (от долей микросекунды до долей миллисекунды) и скважностью до нескольких десятков тысяч используют блокинг-генераторы. Основным элементом таких генераторов является импульсный трансформатор. Блокинг-генератор может работать в автоколебательном, ждущем режимах или режиме синхронизации.

Рассмотрим схему автоколебательного блокинг-генератора (рис. 3.101, а). Во время паузы (выходное напряжение отсутствует) происходит перезаряд конденсатора по цепи $E-R-W_2$ с постоянной времени $\tau_1 = RC$. В момент времени, когда напряжение на конденсаторе C (и, следовательно, на базе транзистора) становится равным нулю, транзистор начинает открываться (выходить из режима отсечки), начинает протекать ток коллектора, что вызывает появление сигнала положительной обратной связи (через обмотку трансформатора W_2), под действием которой транзистор скачкообразно переходит в режим насыщения. При этом конденсатор C перезаряжается по цепи W_2-C — входное сопротивление транзистора $r_{вх}$ с постоянной времени $\tau_2 = r_{вх} \cdot C$. При увеличении напряжения на конденсаторе C ток базы начинает уменьшаться и в конце концов транзистор выходит из насыщения и начинает закрываться. Возникает сигнал положительной обратной связи, который скачкообразно переводит транзистор в закрытое состояние. После этого энергия, запасенная в индуктивности намагничивания, рассеивается на сопротивлении нагрузки. Так как $r_{вх} \ll R$, то время нахождения транзистора в открытом состоянии t_o , а следовательно, и

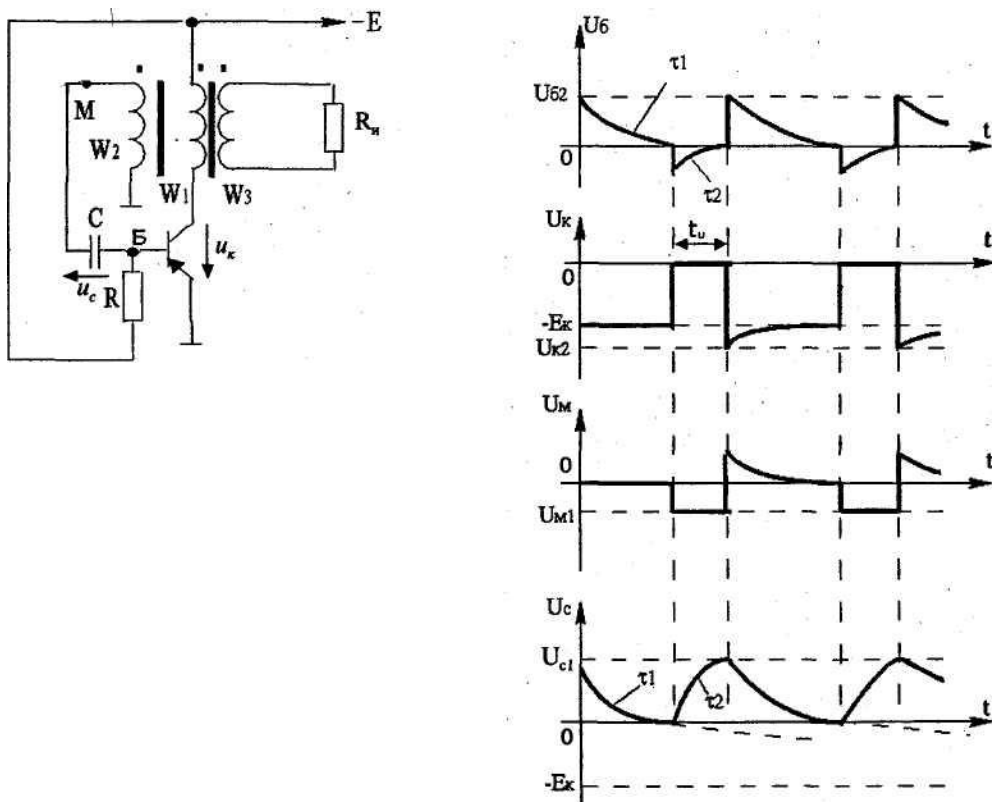


Рис. 3.101

длительность импульса на нагрузке значительно меньше периода следования импульсов.
Временные диаграммы работы автоколебательного блокинг-генератора приведены на рис. 3.101,6.

3.8.2. Генераторы линейно изменяющегося напряжения

Линейно изменяющимся напряжением (ЛИН) называют напряжение, которое в течение промежутка времени, называемого рабочим ходом, изменяется по линейному закону, а затем в течение промежутка времени, называемого обратным ходом, возвращается к исходному уровню (рис. 3.102).

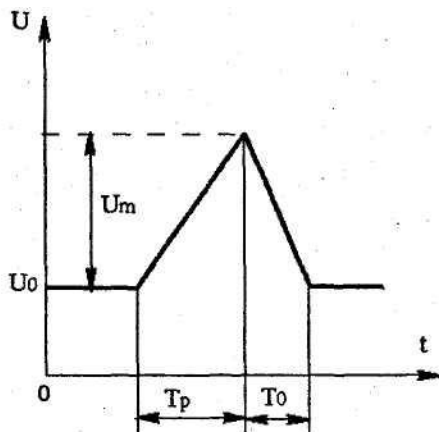


Рис. 3.102

На рис. 3.102 приняты следующие обозначения: U_0 — начальный уровень, U_m — амплитуда ЛИН, T_p — время рабочего хода, T_o — время обратного хода.

Линейность ЛИН оценивается коэффициентом нелинейности, который определяется по формуле

$$\xi = \frac{|U'(0) - U'(T_p)|}{|U'(0)|},$$

где $U'(0)$ — первая производная напряжения по времени (скорость изменения ЛИН) в начале рабочего хода; $U'(T_p)$ — первая производная напряжения по времени в конце рабочего хода.

Устройства, предназначенные для формирования ЛИН, называют генераторами ЛИН (ГЛИН). Генераторы ЛИН часто называют генераторами пилообразного напряжения.

Принцип построения генераторов ЛИН основан на заряде емкости постоянным или почти постоянным током. Основой ГЛИН (рис. 3.103) является емкость, через которую от источника постоянного тока ИТ протекает постоянный ток, благодаря чему при разомкнутом ключевом устройстве КУ напряжение на емкости определяется выражением

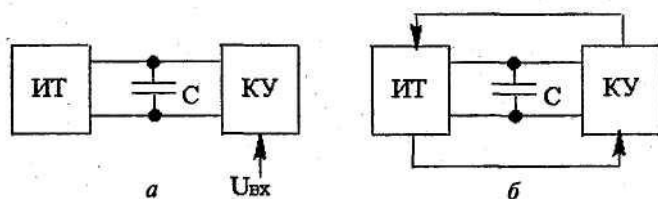


Рис. 3.103

$$U_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = \frac{I}{C} t ,$$

(при $i_c = I = \text{const}$), т. е. изменяется по линейному закону. При замыкании КУ емкость разряжается через сопротивление КУ и т. д.

ГЛИН могут работать либо в ждущем (рис. 3.103, а), либо в автоколебательном режиме (рис. 3.103, б). ГЛИН в автоколебательном режиме формирует ЛИН регулярно, а для получения ЛИН в ГЛИН в ждущем режиме необходим внешний импульс напряжения $U_{\text{вх}}$.

Все ГЛИН можно разделить на три типа:

- с интегрирующей RC-цепочкой;
- с токостабилизирующим двухполюсником;
- с компенсирующей обратной связью (ОС).

В простейшем случае (рис. 3.104) основой ГЛИН является интегрирующая RC-цепочка. В этой схеме

$$i_c = \frac{U - U_c}{R}, \quad i_c = C \frac{dU_c}{dt}, \quad \text{т. е.} \quad \frac{dU_c}{dt} = \frac{U - U_c}{RC}.$$

При $\tau = RC \gg t_1$ $U_{cl} \ll U$ и, следовательно, на отрезке времени $[0, t_1]$

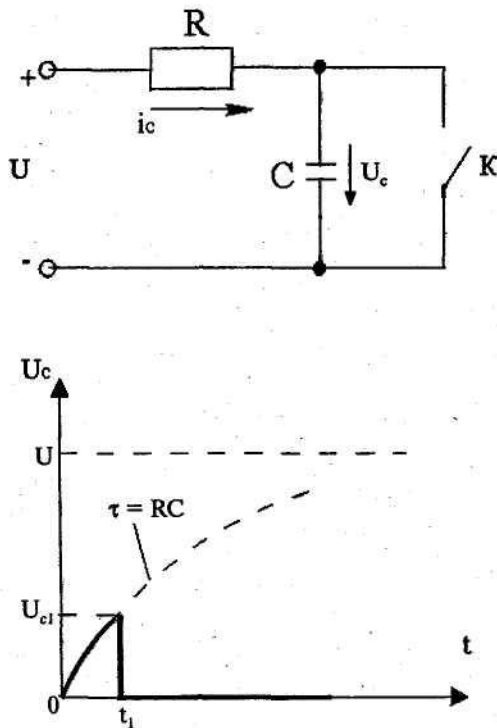


Рис. 3.104

$$\frac{dU_c}{dt} \approx \frac{U}{RC} = \text{const}$$

т. е. на начальном участке экспоненты скорость изменения напряжения U_c примерно постоянна и при малых значениях t формируется ЛИН.

Достоинством данных генераторов является простота их реализации. Существенным же недостатком является то, что для получения малого коэффициента нелинейности необходимо, чтобы напряжение генератора U было гораздо (на порядок и более) больше амплитуды ЛИН.

Такой генератор может быть реализован на основе транзисторного ключа (рис. 3.105).

До момента времени t_1 транзисторный ключ находится в режиме насыщения, т. е. напряжение $U_{кэ}$, а значит, и напряжение $U_{вых}$ равны нулю. При подаче в момент времени t_1 запирающего импульса напряжения транзистор входит в режим отсечки, и емкость C заряжается от источника E_k через сопротивление R_k , причем напряжение на емкости стремится к уровню E_k . В момент времени t_2 транзистор вновь входит в режим насыщения, и емкость через малое сопротивление промежутка коллектор-эмиттер транзистора разряжается. Если промежуток времени $t_2 - t_1$ гораздо меньше RC , то, как было показано выше, напряжение на емкости изменяется по линейному закону. Для предотвращения пробоя транзистора (например, при увеличении длительности входного импульса) к его коллектору подключен диодный ограничитель (D , E_ϕ). Если по какой-либо причине напряжение на емкости увеличивается, то, как только оно достигнет уровня E_ϕ , диод D открывается и напряжение $U_{вых}$ удерживается на уровне E_ϕ .

Рассмотрим принцип построения ГЛИН с токостабилизирующим двухполосником, обеспечивающим протекание через него постоянного тока независимо от приложенного напряжения. Схема, поясняющая принцип построения такого ГЛИН, приведена на рис. 3.106.

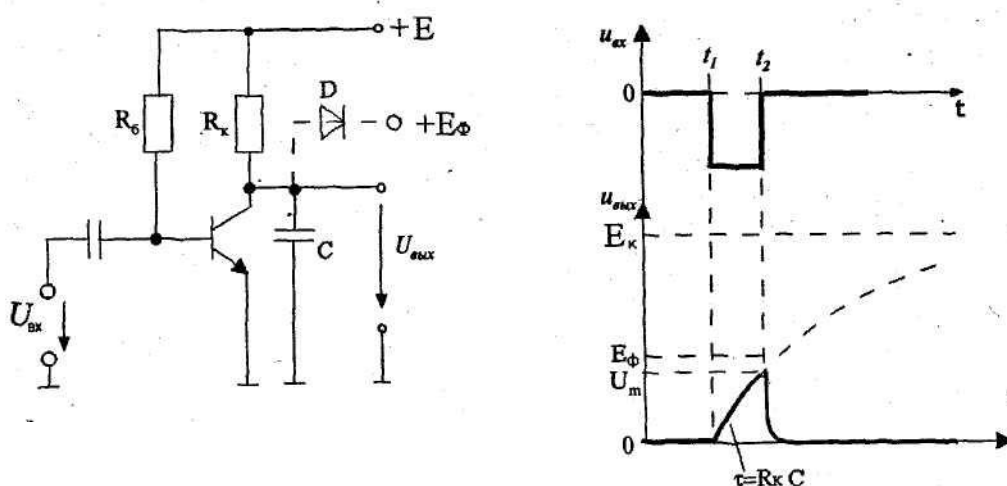


Рис. 3.105

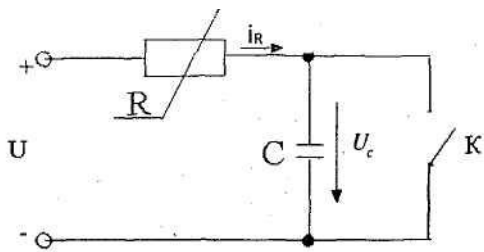


Рис. 3.106

В этой схеме через двухполюсник R и емкость C протекает ток i_R , определяемый выражением $i_R = (U - U_c)/R$.

По мере роста напряжения на емкости U_c числитель этого выражения уменьшается, но во столько же раз уменьшается и сопротивление двухполюсника R , так что частное от деления остается неизменным.

Простейшим токостабилизирующим элементом является транзистор. При постоянном токе базы (например, $i_{б3}$), даже при значительном уменьшении напряжения $u_{эк}$ между эмиттером и коллектором (например, от U_2 до U_1) коллекторный ток транзистора уменьшается незначительно. Эти изменения определяются выходной характеристикой транзистора, причем рабочая точка транзистора перемещается из точки А в С (рис. 3.107, а). Изменение тока коллектора обозначено через Δi_1 .

Более точный токостабилизирующий двухполюсник на основе транзистора приведен на рис. 3.107, б. Предположим, что напряжение $u_{эк}$ уменьшается от U_2 до U_1 , при этом коллекторный ток тоже стремится уменьшиться. Это должно привести к уменьшению тока i_3 , а значит, и к уменьшению падения напряжения $i_3 \cdot R$ на сопротивлении R . Согласно выражению $u_{эб} = E - i_3 \cdot R$ напряжение $u_{эб}$

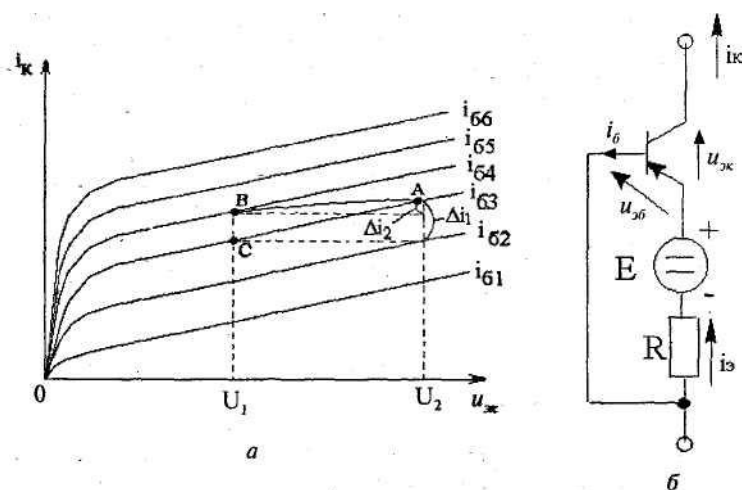


Рис. 3.107

при этом возрастет, что приведет к увеличению тока базы $i_б$. В конечном итоге ток коллектора i_k уменьшится менее значительно в сравнении со случаем, когда ток базы не изменяется. На рис. 3.107, а изменение тока коллектора, соответствующее схеме рис. 3.107, б; обозначено через Δi_2 .

Генератор ЛИН с токостабилизирующим двухполюсником приведен на рис. 3.108.

По принципу действия данный генератор аналогичен ранее рассмотренному ГЛИН с интегрирующей RC-цепочкой, но теперь вместо сопротивления R_K используется

токостабилизирующий двухполосник.

Недостатком данной схемы является то, что при подключении к выходу (т. е. к емкости C) сопротивления нагрузки искажается линейность выходного напряжения. Избежать этого можно, реализовав ГЛИН так, как показано на рис. 3.109. По отношению к выходу 2 на транзисторе T_1 построен эмиттерный повторитель, благодаря чему к этому выходу можно подключить низкоомную нагрузку, не искажая форму выходного ЛИН.

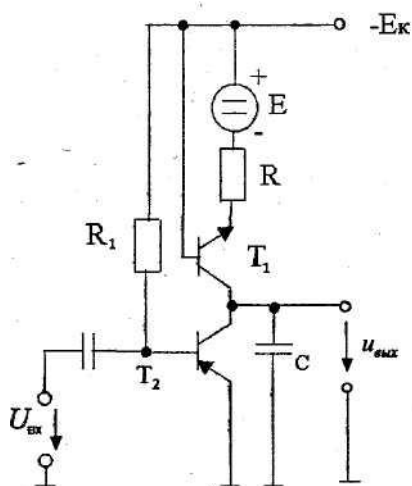


Рис. 3.108

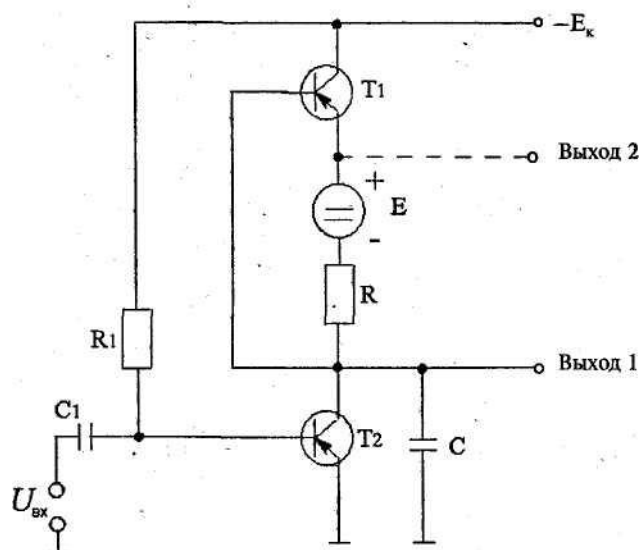


Рис. 3.109

Рассмотрим ГЛИН с компенсирующей ОС. Поясним принцип действия такого ГЛИН (рис. 3.110). Компенсирующее напряжение U_K повторяет напряжение на емкости U_C при размыкании ключа и заряде емкости от источника U . Поскольку компенсирующее напряжение включено встречно по отношению к напряжению на емкости, то напряжение, приложенное к сопротивлению R , все время постоянно и равно U . Следовательно, ток, проходящий через сопротивление, а значит, и через емкость, также постоянен, что и обеспечивает линейность выходного напряжения.

Укрупненная структурная схема такого ГЛИН приведена на рис. 3.111. Для этой схемы справедливы следующие соотношения:

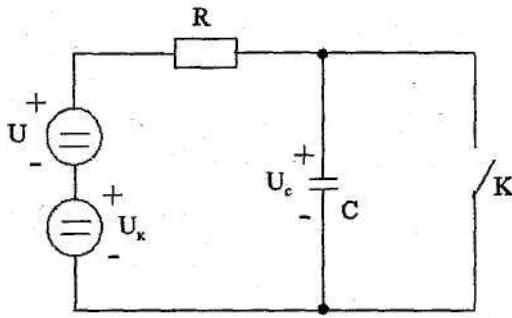


Рис. 3.110

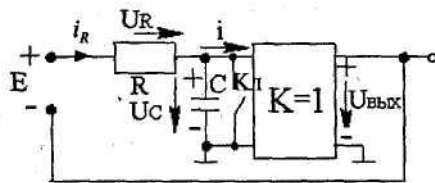


Рис. 3.111

$$U_R = E + U_{\text{вых}} - U_c; U_{\text{вых}} = K \cdot U_c = U_c \text{ (т. к. } K = 1); \\ U_R = i_R \cdot R.$$

Решая их относительно i_R , получим

$$i_R = \frac{E + U_{\text{вых}} - U_c}{R} = \frac{E}{R} = \text{const.}$$

С учетом того, что ток i в таких схемах пренебрежимо мал, можно записать

$$i_c = i_R = \text{const.}$$

Так как ток, проходящий через емкость, постоянен, то напряжение на ней, а значит, и на выходе изменяется по линейному закону. По окончании формирования прямого хода ЛИН ключ Кл замыкается и напряжение $U_{\text{вых}}$ устанавливается на нулевом уровне.

Принципиальная схема генератора ЛИН приведена на рис. 3.112.

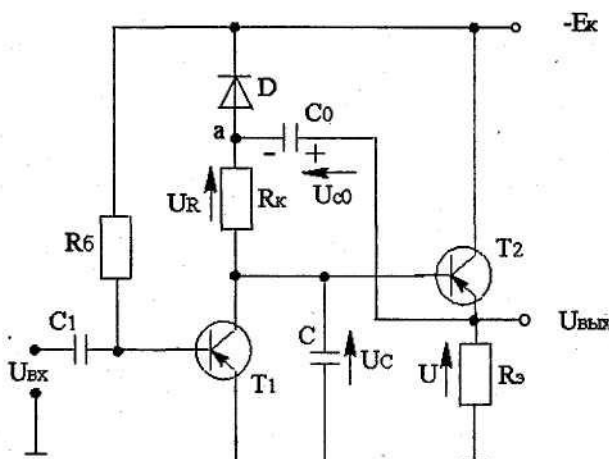


Рис. 3.112

На транзисторе Т1 реализован насыщенный транзисторный ключ, а на транзисторе Т2 — эмиттерный повторитель. В исходном состоянии емкость G разряжена: $U_c = 0$, $U = 0$; диод открыт, а значит $U_{c0} = E_k$. При подаче входного запирающего напряжения (положительного) транзистор Т1 запирается, емкость C начинает заряжаться, а напряжения U_c и U начинают возрастать. Следовательно, потенциал точки «а» становится меньше $-E_k$, диод закрывается и заряд емкости C происходит за счет разряда емкости C_0 . Так как $U_R = U_{c0} + U - U_c$ и $U = U_c$, то $U_R = U_{c0}$. Напряжение U_{c0} изменяется незначительно, поэтому ток, протекающий по сопротивлению R_k и емкости C , практически не изменяется, что и обеспечивает линейность выходного напряжения. Для обеспечения постоянства тока необходимо, чтобы за время формирования прямого хода напряжение на емкости C_0 сохранялось примерно постоянным, поэтому величину емкости C_0 выбирают как можно большей. В момент окончания входного запирающего напряжения транзистор Т1 входит в режим насыщения, и емкость C разряжается. ГЛИН можно реализовать, используя ОУ (рис. 3.113, а).

Анализ такой схемы прост и не требует особых пояснений (в момент времени t_1 ключ K размыкается и осуществляется прямой ход, а в момент времени t_2 ключ замыкается, емкость C разряжается и на выходе устанавливается нулевое напряжение). Из приведенных ниже выражений следует, что емкость C заряжается почти постоянным током, а значит, напряжение на ней (как и напряжение $U_{блх}$) изменяется по линейному закону (рис. 3.113, б).

Протекающий через резистор R ток определяется выражением $i_R = (E - U_{блх})/R$. Если ОУ близок к идеальному, ($K \rightarrow \infty$, $U_{блх} \rightarrow 0$, $i_- \rightarrow 0$), то $i_R = E/R = \text{const}$, и $U_{блх} = -U_c + U_{блх} =$

$$-U_c = -\frac{1}{C} \int_0^t i_c \cdot dt.$$

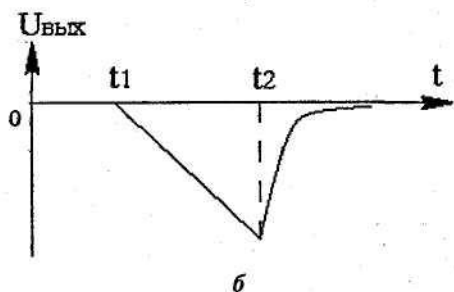
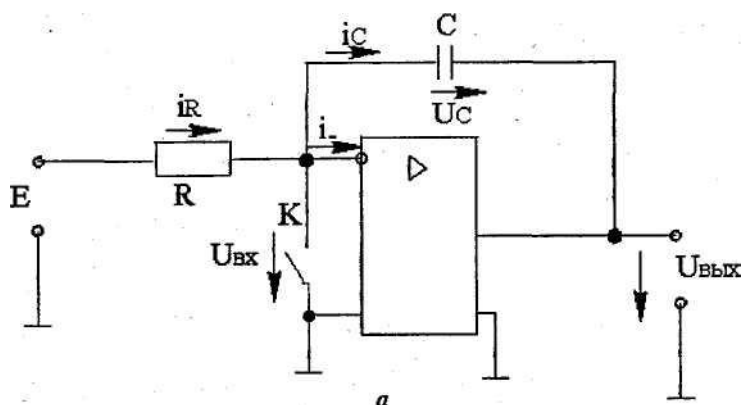
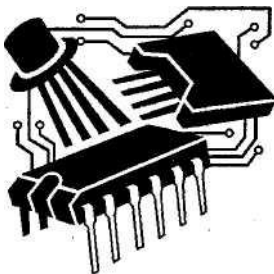


Рис. 3.113

Из выражения $i_R = i_C + i_-$ с учетом, что $i_- = 0$, получим $i_R = i_C$. Следовательно,

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{C} \int_0^t i_R \cdot dt = -\frac{1}{C} \int_0^t \frac{E}{R} \cdot dt = -\frac{E}{RC} t.$$



СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К АНАЛИЗУ И СИНТЕЗУ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Для создания электронного устройства, обладающего высокими технико-экономическими показателями, приходится рассматривать различные варианты его схемотехнической реализации и выполнять множество самых разнообразных расчетов. Например, может потребоваться определение токов и напряжений схемы, расчет амплитудно-частотной характеристики, вычисление входного сопротивления.

В настоящее время наиболее эффективным способом получения самой разнообразной информации, характеризующей разрабатываемое электронное устройство, является математическое моделирование.

4.1. ВВОДНЫЕ СВЕДЕНИЯ ПО МАТЕМАТИЧЕСКОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Математическое моделирование — это использование вместо реального объекта его математической модели. В свою очередь математическая модель по существу является количественным описанием объекта. Слово «математическая» в термине «математическая модель» подчеркивает тот факт, что это описание отличается строгим математическим характером.

Для современного специалиста исключительно важно осознать следующий факт. К настоящему времени развитие науки достигло такого уровня и количественное описание различных объектов является настолько точным, что очень многое отсутствующая информация об объекте может быть получена на основе только этого описания, без использования самого объекта.

В определенном смысле математическое моделирование — это уровень развития науки в настоящее время. Особую роль при математическом моделировании играет ЭВМ, являющаяся инструментом моделирования. Математическое моделирование радикально повышает эффективность труда специалиста.

Особенно важную роль математическое моделирование играет в электронике. Здесь

наиболее существенными являются следующие обстоятельства:

- большая сложность и большое разнообразие электронных устройств; традиционные методы анализа и синтеза и тем более интуитивные представления о работе устройств часто оказываются бесполезными;
- особое значение электроники в современном мире, которое заставляет направлять большие усилия на ее развитие; так как это развитие возможно только при постоянном совершенствовании математического моделирования электронных схем, ему уделяется особое внимание и выделяются значительные силы и средства;
- необходимость резкого сокращения сроков разработки и внедрения новых электронных устройств, что невозможно без математического моделирования; например, в настоящее время на подготовку опытного образца электронного устройства с момента выдачи технического задания может отводиться 2—3 недели;
- сравнительно хорошая изученность физических процессов, происходящих в электронных приборах и устройствах, и наличие развитой теории, что является благодатной почвой для математического моделирования; ясность задачи моделирования электронных схем, прозрачность проблемы описания устройств электроники средствами математики стимулирует применение математического моделирования.

Математическое моделирование электронной схемы начинается с ввода в ЭВМ информации об электронных приборах (или элементах и компонентах интегральных схем) и способе их соединения.

При использовании современных систем схемотехнического моделирования, оснащенных специальными программами (так называемыми графическими редакторами), ввод указанной информации обеспечивается изображением на экране ЭВМ электрической принципиальной схемы моделируемого устройства и указанием типов электронных приборов.

На рис. 4.1 приведен пример электронной схемы (RC-усилителя на биполярном транзисторе), подготовленной

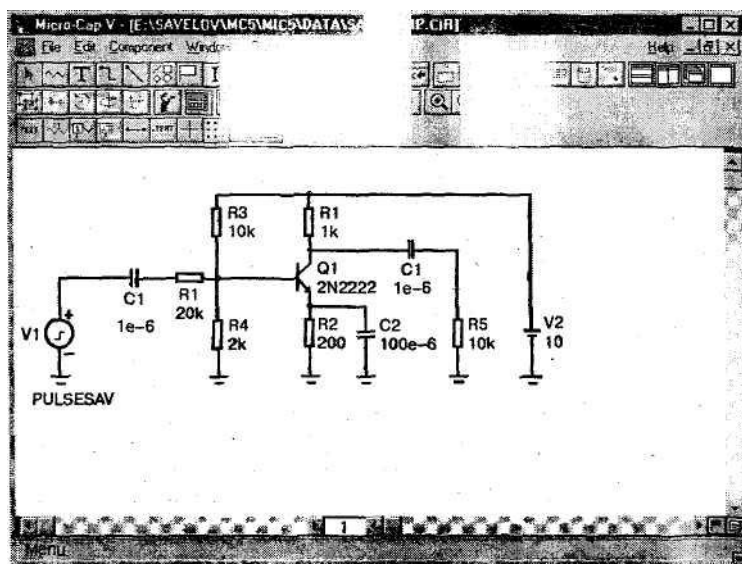


Рис. 4.1

к моделированию с помощью пакета программ Micro-Cap-V.

По указанному типу прибора система моделирования обращается к соответствующей математической модели прибора и заменяет ей прибор, изображенный на схеме. Как уже отмечалось при рассмотрении отдельных приборов, математическая модель прибора — это совокупность его эквивалентной схемы и математических выражений, описывающих элементы эквивалентной схемы. После замены каждого прибора его эквивалентной схемой образуется математическая модель всего электронного устройства, т. е. совокупность эквивалентной схемы устройства и математических выражений, описывающих элементы этой эквивалентной схемы.

Достаточные для первого ознакомления представления об используемых математических моделях приборов дают рассмотренные выше модели диодов и транзисторов.

4.2. ОСОБЕННОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Современные программные системы (Micro-Cap, Design Center 6.2 и др.) позволяют автоматизированно моделировать практически все режимы работы электронного устройства, представляющие интерес для специалиста.

Рассмотрим особенности моделирования различных режимов, используя их наименования, характерные для математического моделирования.

Режим постоянного тока. Это режим покоя, начальный режим работы электронной схемы. При моделировании этого режима предполагается, что к электронному устройству уже достаточно долго подключены только источники постоянного напряжения и тока.

Моделирование рассматриваемого режима основано на использовании метода Ньютона (Ньютона—Рафсона) для решения систем нелинейных уравнений или модификаций данного метода. Этот метод является итерационным. Характерной его особенностью является линеаризация системы нелинейных уравнений на каждом этапе вычисления очередной итерации (приближения к решению).

Важно отметить, что в системах схемотехнического моделирования этот метод реализован не в классической форме, рассматриваемой в различных руководствах по вычислительным методам, а в оригинальной схемотехнической форме, отличающейся логической красотой, совершенством и ориентированной именно на моделирование электронных схем. Моделирующая программа, фактически решая систему нелинейных уравнений, описывающую электронное устройство, не формирует эту систему. Вместо этого при вычислении очередной итерации каждый нелинейный элемент эквивалентной схемы электронного устройства заменяется линейной так называемой дискретной моделью, соответствующей методу Ньютона. В результате образуется линейная схема, анализ которой и приводит к определению очередной итерации.

Для полученной линейной схемы моделирующая программа формирует систему линейных узловых уравнений, в которой неизвестными являются узловые напряжения (потенциалы). Затем эта программа решает полученную систему линейных алгебраических уравнений, используя LU-факторизацию. LU-факторизация выполняется на основе метода исключения Гаусса для решения системы линейных алгебраических уравнений или по алгоритму Краута, который по существу является модификацией метода исключения Гаусса. Современные моделирующие программы учитывают разреженность матрицы системы узловых уравнений. Это значительно сокращает затраты машинного времени и памяти. По завершении решения системы узловых уравнений определяются все остальные искомые токи* и напряжения схемы.

После вычисления некоторого количества итераций (например, нескольких десятков) определяется решение, т. е. находится установившийся режим схемы.

На рис. 4.2 приведен график зависимости напряжения $V_{CE}(Q1)$ между коллектором и эмиттером транзистора от напряжения питания $V(V2)$ для схемы рис. 4.1.

Этот график получен при анализе режима постоянного тока в результате многократного расчета установившегося режима.

На рис. 4.3 показано соответствующее окно для задания параметров моделирования.

Динамический режим. Этим термином обозначают режим работы электронного устройства, при котором могут иметь место различные переходные процессы. По существу динамический режим — это реальный режим работы

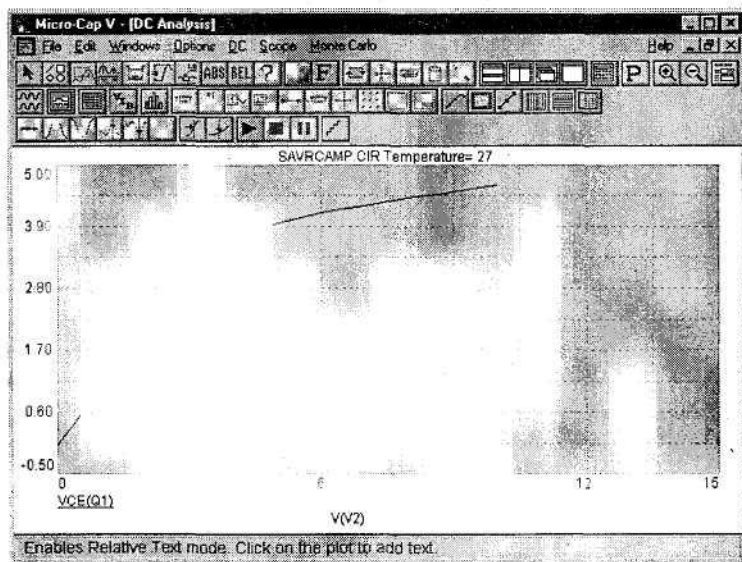


Рис. 4.2

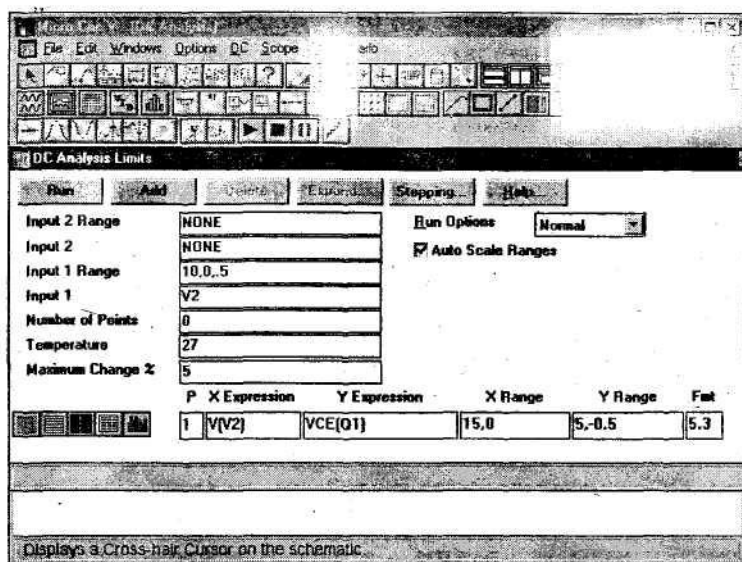


Рис. 4.3

электронной схемы во всем его многообразии, развивающийся во времени. При моделировании динамического режима учитывается воздействие на схему самых разнообразных источников сигналов.

Моделирование динамического режима основано на использовании неявных методов решения систем обыкновенных дифференциальных уравнений. Обычно используются методы Гира (формулы дифференцирования назад).

В системах схемотехнического моделирования указанные методы также реализованы не в классической, а в специфической схемотехнической форме, в наивысшей степени соответствующей задаче моделирования переходных процессов в электронных схемах. Система моделирования выполняет численный расчет переходных процессов без

формирования соответствующей системы обыкновенных дифференциальных уравнений. Для определения токов и напряжений схемы в некоторый следующий момент времени все реактивные элементы (конденсаторы и катушки индуктивности) заменяются дискретными моделями, соответствующими используемому неявному методу. В результате образуется схема без реактивных элементов, анализ которой и приводит к определению указанных токов и напряжений. Многократное повторение описанных действий и обеспечивает анализ динамического режима в течение достаточно длительного отрезка времени.

На рис. 4.4 приведены временные диаграммы напряжений на входе (V(7)) и выходе (V(5)) схемы, полученные при анализе динамического режима.

На рис. 4.5 показано соответствующее окно для задания параметров моделирования.

Режим переменного тока. Это установившийся режим работы схемы при воздействии на нее синусоидального входного сигнала настолько малой амплитуды, что нели-

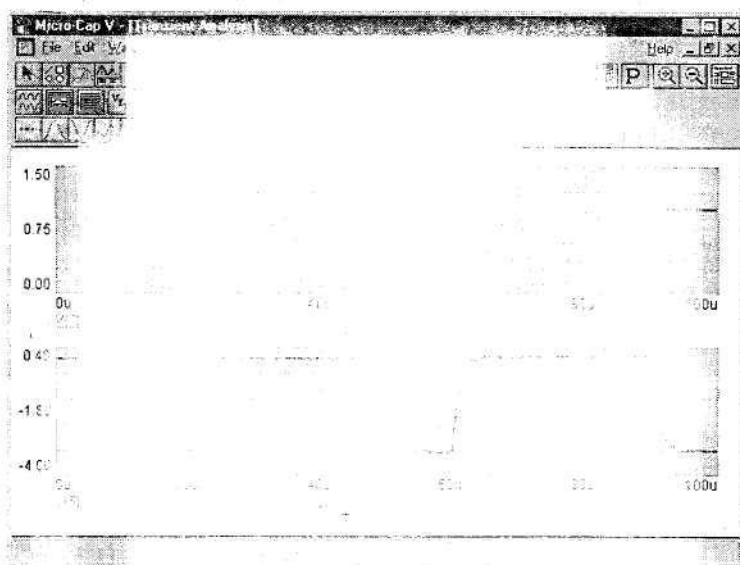


Рис. 4.4

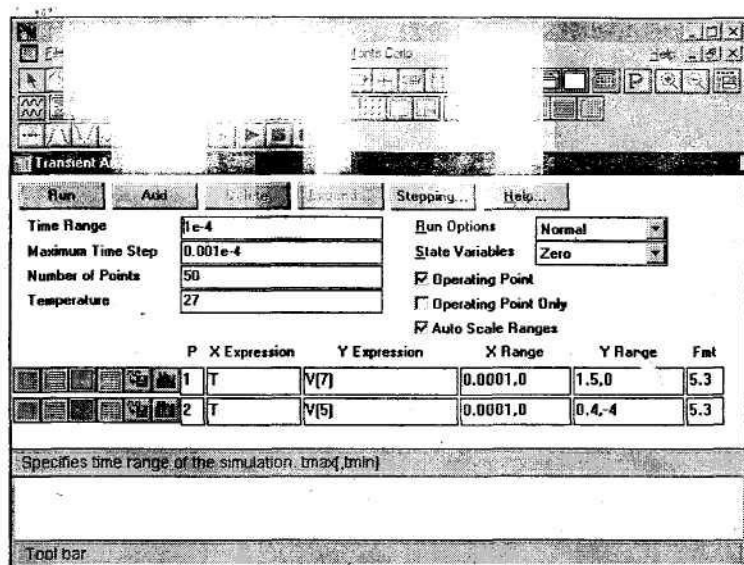


Рис. 4.5

нейности характеристик электронных приборов не проявляются и схема может анализироваться как линейная. В рассматриваемом режиме определяют различные частотные характеристики электронных схем, наиболее употребительными из которых являются амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики.

Моделирование режима переменного тока основано на использовании комплексного (символического) метода анализа электронных схем. При этом для каждой частоты входного сигнала формируется система линейных алгебраических уравнений, описывающая рассматриваемый режим и имеющая комплексную матрицу коэффициентов и комплексный столбец правых частей. Решение этой системы позволяет определить переменные составляющие токов и напряжений и значения соответствующих параметров схемы. При этом используют те же указанные выше методы решения систем линейных алгебраических уравнений, которые применяются при анализе режима постоянного тока (для которого характерно применение вещественных матриц коэффициентов и столбцов правых частей). Повторение таких вычислений при различных частотах обеспечивает анализ рассматриваемого режима в требуемом диапазоне частот.

На рис. 4.6 приведены амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики схемы рис. 4.1, полученные при анализе режима переменного тока.

На рис. 4.7 показано соответствующее окно для задания параметров моделирования.

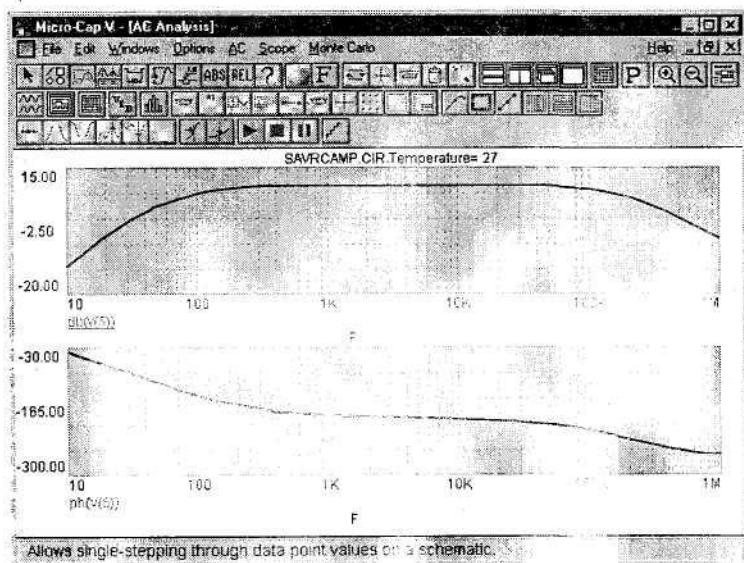


Рис. 4.6

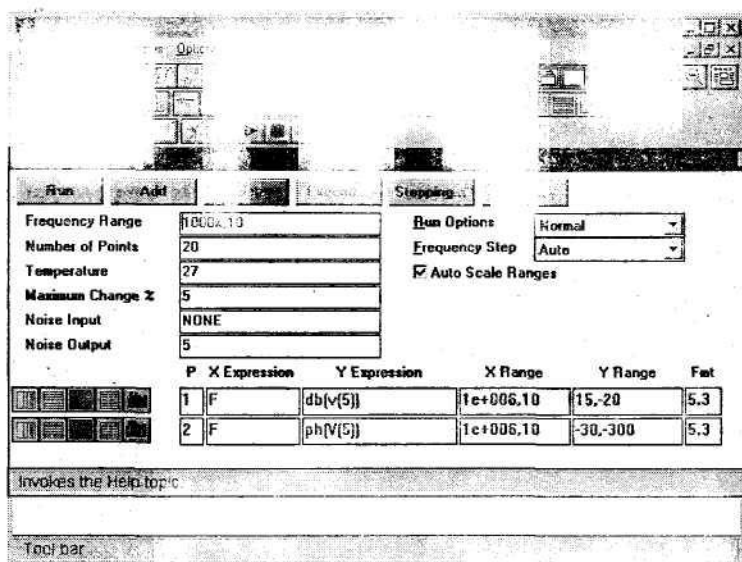


Рис. 4.7

4.3. УРОВЕНЬ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Системы математического моделирования устройств электроники на протяжении длительного времени постоянно развиваются и совершенствуются. Укажем характерные возможности современных систем моделирования.

Моделирование смешанных аналого-цифровых устройств. Электронная схема, подлежащая моделированию, может состоять как из аналоговых, так и цифровых устройств. Важно отметить, что допускается использование обратных связей. Цифровые устройства моделируются на логическом уровне. Система моделирования в автоматическом режиме обеспечивает взаимодействие аналоговых и цифровых устройств, поэтому математическая модель всего аналого-цифрового устройства электроники функционирует как единое целое, адекватно отражая особенности работы реального устройства.

На рис. 4.8 приведен пример аналого-цифровой схемы, подготовленной к моделированию с помощью пакета Micro-Cap V. В этой схеме кроме аналоговых элементов используется JK-триггер.

Статистический анализ. Для оценки влияния изменения параметров элементов электронной схемы (в рамках их заданных допусков) на режим ее работы, определение чувствительности режима работы схемы к изменению параметров элементов система моделирования выполняет многократный анализ схемы, случайным образом изменяя требуемые параметры элементов. При этом изменения выполняются в соответствии с конкретными законами распределения.

Спектральный анализ. Сигналы, полученные при моделировании, можно подвергнуть спектральному анализу, разлагая в усеченный ряд Фурье. Могут учитываться более сотни гармоник.

Анализ шумов. При моделировании предусмотрено задание шумовых параметров элементов электронных схем.

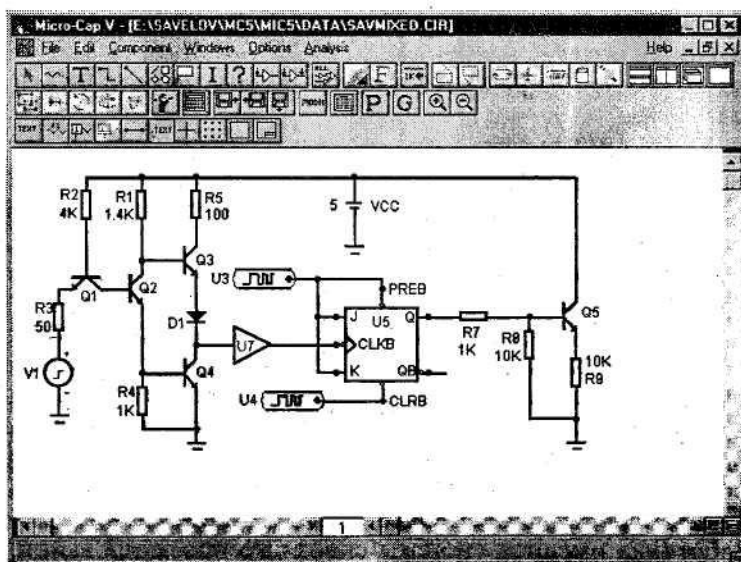


Рис. 4.8

Использование этих параметров дает возможность оценивать шумовые свойства электронных устройств.

Использование функциональных блоков. Отдельные узлы электронного устройства могут моделироваться как функциональные блоки, описываемые передаточными функциями. Нелинейные передаточные функции могут задаваться как аналитически, так и в табличной форме.

Параметрический синтез (параметрическая оптимизация). Для конкретной схемы электронного устройства программная система может осуществить поиск наилучшего соотношения параметров элементов схемы в соответствии с заданной целевой функцией. Параметрический синтез позволяет создавать устройства электроники, обладающие наивысшими технико-экономическими показателями.

Структурный синтез. Схемы электронных устройств отдельных классов (в частности, активных фильтров) могут создаваться в автоматизированном режиме в соответствии с заданными требованиями.

Создание математических моделей элементов. Системы моделирования комплектуются программами, обеспечивающими получение в автоматизированном режиме математических моделей элементов электронных схем. При этом используются справочные данные, характеризующие эти элементы.

На рис. 4.9 приведен пример графика зависимости коэффициента b транзистора от тока коллектора, который строится по точкам, задаваемым пользователем на основе справочных данных.

Проектирование печатных плат. В последнее время появились программные системы (Design Center 6.2, Design Lab 8.0), обеспечивающие, кроме моделирования электромагнитных процессов, также и проектирование печатных плат электронных устройств. Ранее для этого проектирования использовались специализированные программы разработки печатных плат (P-CAD, OrCAD), которые не осуществляли моделирования этих процессов. Таким образом, в настоящее время в распоряжении разработчика имеются системы сквозного проектирования, обеспечивающие выполнение всех основных этапов разработки устройств электроники.

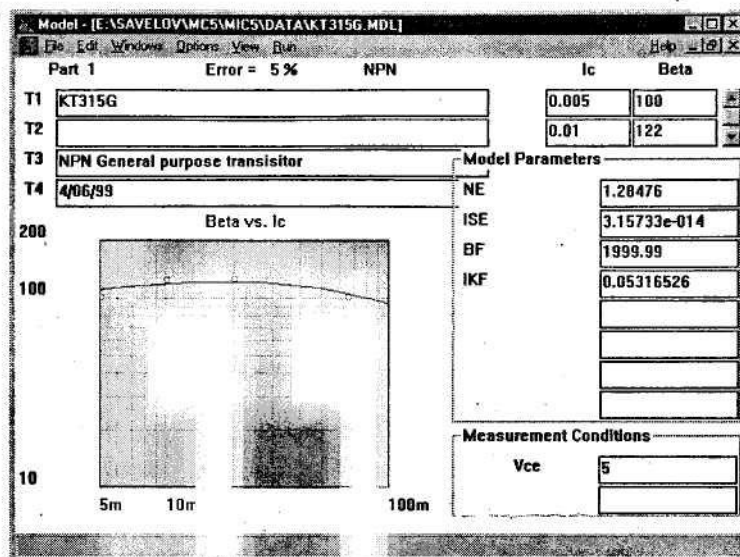


Рис. 4.9

4.4. ВЛИЯНИЕ РАЗВИТИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ НА ХАРАКТЕР ТРУДА РАЗРАБОТЧИКА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Для продуктивной работы по созданию устройств электроники важно осознать, что достижения математического моделирования электронных схем в очень сильной степени изменили характер работы современного специалиста. Теперь эффективность его деятельности непосредственно зависит от уровня подготовки в области моделирования. Уже можно утверждать, что без овладения основами математического моделирования практически нельзя надеяться на получение результатов, составляющих конкуренцию результатам работы тех специалистов, которые хорошо освоили моделирование.

В то же время важно рассмотреть вопрос о том, что может дать математическое моделирование и чего оно, по крайней мере в настоящее время, дать не может.

Математическое моделирование берет на себя многие прежние обязанности разработчика электронных схем, но при этом возлагает на него новые обязанности, что можно считать вполне справедливой платой за новые, исключительно полезные возможности.

Существует заблуждение, в соответствии с которым использование математического моделирования освобождает от необходимости глубоко изучать особенности построения конкретных электронных схем, а также происходящих в них процессов. Возможно, это заблуждение возникло потому, что математическое моделирование в высшей степени полезно для уяснения самых сложных вопросов, возникающих при изучении электронных схем, и поэтому во многих случаях быстро компенсирует пробелы в начальной подготовке. Но это не оправдывает заблуждение, а говорит только о том, что математическое моделирование следует использовать все более широко и на все более ранних этапах изучения электроники. Что же касается самих знаний в области электроники, то они безусловно необходимы для плодотворной работы с использованием пакетов схемотехнического моделирования.

Современный этап математического моделирования характерен тем, что практически все ключевые решения при создании электронной схемы принимает разработчик, а не система моделирования. Поэтому недопонимание тех или иных особенностей электронной схемы приводит к выбору неоптимальных вариантов схемы, значений параметров элементов, а также режимов работы. При этом существует опасность, что моделирование не

выявит все характерные режимы работы схемы, в том числе и опасные, так как именно разработчик определяет начальные условия моделирования. Нужно осознать, что основная функция моделирующей программы состоит в получении численных значений тех или иных переменных, определяемых по достаточно жестким алгоритмам. Моделирование не снимает с разработчика обязанности качественной интеллектуальной оценки и самой схемы, и происходящих в ней процессов.

На разработчике лежит вся ответственность за окончательный выбор конкретной схемы даже в случае автоматизированного структурного синтеза типовых устройств. Он должен или непосредственно устанавливать, или изменять параметры элементов схемы, или определять целевую функцию для параметрического синтеза. Успешно решать эти задачи можно только при глубоком понимании работы устройства. Необходимым является знание основных количественных соотношений, характеризующих электронную схему и являющихся основой для выбора начальных значений параметров элементов, а также направления и степени изменения этих параметров.

Приступая к математическому моделированию, следует уяснить, что необходимым условием для получения положительных результатов являются знания в области математических моделей элементов и методов вычислений, реализованных в моделирующих программах. Важно с самого начала понять, что результаты моделирования некоторой электронной схемы определяются не только ее характерными особенностями, но и особенностями используемых математических моделей и алгоритмов. Здесь будет кстати вспомнить тот факт, что и при экспериментальном исследовании реальных электронных устройств результаты зависят и от особенностей организации эксперимента, и от параметров измерительных приборов. Точно так же, как неправильная настройка экспериментальной установки и использование не соответствующих цели эксперимента испытываемых образцов и приборов являются причинами ошибочных экспериментальных результатов, неправильные применение математических моделей, настройка и использование вычислительных алгоритмов приводят к получению ошибочных результатов моделирования.

Конечно, некоторые пользователи предпочли бы те программные средства, которые вообще не требуют знания использующихся в них моделей и методов моделирования. Однако таких программных средств не существует и они вряд ли появятся.

Характерной чертой прежних подходов к анализу и проектированию электронных схем является то, что для каждого отдельного класса электронных схем (усилители, стабилизаторы и т. д.) используются специализированные приемы и методы. Эти приемы и методы, как правило, логически слабо связаны. Поэтому слабо связаны и различные разделы руководств по расчету электронных схем.

Современные подходы к математическому моделированию электронных схем характерны использованием достаточно малого числа универсальных эффективных методов, основанных на последних достижениях прикладной математики и электроники. Эти методы позволяют выполнять анализ и расчет различных электронных схем единообразно, с использованием единых исходных позиций. Но данные методы, отличающиеся глубиной реализуемых идей, достаточно сложны. Их усвоение требует глубокой всесторонней проработки.

Представляется возможным провести аналогию между переходом к современным методам моделирования и переходом к широкому использованию дифференциального исчисления, сделавшим ненужными многие прежние приемы и способы решения конкретных частных задач математики.

Однако дополнительные обязанности разработчика электронных схем по выбору, созданию и корректировке математических моделей, настройке моделирующих программ и контролю за их работой многократно компенсируются возможностями быстро и с высокой точностью выполнять самые сложные расчеты, абсолютно невозможные при использовании прежних подходов. Математическое моделирование освобождает от рутинной работы и радикально увеличивает возможности для творчества в электронике.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Захаров В.К., Лыпарь Ю.И.** Электронные устройства автоматики и телемеханики. — Л.: Энергоатомиздат, 1984. -432с.
2. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов // Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров
Под ред. О.П. Глудкина. — М.: Радио и связь, 1996.
- 768 с.
3. Электроника: Справочная книга // Ю.А. Быстрое, Я.М. Великсон, В.Д. Вогман и др. / Под ред. Ю.А. Быстрова.— СПб.: Энергоатомиздат, 1996.—544с.
4. **Скаржепа В.А., Луценко А.Н.** Электроника и микро схемотехника. 4.1. Электронные устройства информационной автоматики. — Киев, «Выща школа» 1989. - 431с.
5. **Краснопрошина А.А., Скаржепа В.А., Кравец П.И.** Электроника и микросхемотехника 4.2. Электрон ные устройства промышленной автоматики. —; Киев, «Выща школа». 1989. — 303с.
6. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре.— Л.: Энергоатомиздат, 1986.—280с.
7. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделиро вания MICRO-Cap V. — М.: Солон, 1997. — 280 с.
8. **Тутов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А.** Полупроводниковые приборы. — М.: Энергоатомиздат, **1997.**— **2806 с.**
9. **Хоровиц П., Хилл У.** Искусство схемотехники : В 3 т. Т1. - М: Мир, 1993. - 413 с. Т2. - М.: Мир, 1993. - 371 с. Т3. - М.: Мир, 1993. - 367 с.
10. **Прянишников В.А.** Электроника: Курс лекций. — СПб.: Корона-принт, 1998. — 400 с.