Введение

Умение решать сложные научно-технические задачи − основная функция современного инженера электронной техники.

Научиться решать такие задачи − главная цель учебного процесса.

Для достижения успеха путь к сложным задачам должен начинаться с простого. Именно поэтому в учебно−методический комплект по каждому предмету должно входить пособие по решению задач. Решение задач способствует более глубокому усвоению лекционного материала, прививает навыки инженерного подхода к решению технических задач. Практические расчеты должны развивать у студентов четкое понимание пределов применимости тех или иных формул.

Задачи в основном составлены таким образом, что помимо знаний параметров и характеристик прибора требуется понимание физической сущности процессов, происходящих в них.

Данная работа ориентирована в основном на студентов заочного и вечернего факультетов специальности 2201, 2206, поэтому каждый новый раздел сопровождается довольно подробным теоретическим материалом. Часть задач в сборнике дана с подробным анализом и решением, рекомендациями к решению, с теоретическим обобщением. Учебное пособие может быть использовано студентами дневной формы обучения и не только по специальностям 2201, 2206, но и смежных с ними, связанных с проектированием радиоэлектронной аппаратуры.

Основные разделы из курса «Электроника» проработаны достаточно подробно теоретически и практически − с помощью задач и примеров, но автор работы не ставил целью заменить данным пособием весь материал, который положено студенту изучать по программе названной дисциплины. Более подробное и детальное изучение курса «Электроника» рекомендуется по литературе, на которую ссылается автор в конце пособия.

# КОНТАКТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ПОЛУПРОВОДНИКЕ

**1.1. Общие сведения**

Полупроводниками называют обширную группу материалов, которые по своему удельному электрическому сопротивлению занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Обычно к полупроводникам относят материалы с удельным сопротивлением ρ = 103 − 109 Ом⋅см, к проводникам (металлам) − материалы с ρ < 104 Ом⋅см, а к диэлектрикам − материалы с ρ >1010 Ом⋅см.

Электропроводность чистого полупроводника называется *собственной* э*лектропроводностью*. Характер электропроводности существенно меняется при добавлении примеси. В полупроводниковых приборах используются только примесные полупроводники, количество примеси строго дозируется − примерно один атом примеси на 107 − 108 атомов основного материала.

В основе работы большинства полупроводниковых приборов и активных элементов интегральных микросхем лежит использование свойств p-n-переходов. В зависимости от функционального назначения прибора
различают:

*Электрический переход в полупроводнике* − это граничный слой между двумя областями, выполненными из полупроводникового материала, имеющего различные физические характеристики.

*Электронно-дырочный переход* − это граничный слой, обедненный носителями и расположенный между двумя областями полупроводника с различными типами проводимости.

*Гетеропереходы* − это переходы между двумя полупроводниковыми материалами, имеющими различную ширину запрещенной зоны.

Переход *металл*−*полупроводник* − одна из областей является металлом, а другая − полупроводником. Контакты металл−полупроводник, в зависимости от назначения, изготовляются *выпрямляющими и* *невыпрямляющими****.***

* 1. **Электронно-дырочный p**-**n**-**переход**

Такие переходы могут быть cимметричными и несимметричными. В

практике больше распространены несимметричные p-n-переходы, поэтому в дальнейшем теория будет ориентирована на них.

При симметричных переходах области полупроводника имеют одинаковую концентрацию примеси, а в несимметричных − разную (концентрации примесей различаются на несколько порядков − в тысячи и десятки тысяч раз).

Границы переходов могут быть плавными или резкими, причем при плавных переходах технологически трудно обеспечить качественные вентильные свойства, которые необходимы для нормальной работы диодов и транзисторов, поэтому резкость границы играет существенную роль; в резком переходе концентрации примесей на границе раздела областей изменяются на расстоянии, соизмеримом с диффузионной длиной *L*.

Для электронно-дырочного p-n-перехода характерны три состояния:

 *равновесное;*

*прямосмещенное (проводящее);*

 *обратносмещенное(непроводящее).*

*Равновесное состояние p-n-перехода* рассматривается при отсутствии напряжения на внешних зажимах. При этом на границе двух областей действует потенциальный барьер, препятствующий равномерному распределению носителей по всему объему полупроводника. Преодолеть этот барьер в состоянии лишь те основные носители, у которых достаточно энергии и они образуют через переход *диффузионный ток Iдиф.* Кроме того, в каждой области имеют место неосновные носители, для которых поле p-n-перехода будет ускоряющим, эти носители образуют через переход *дрейфовый ток* *Iдр , который чаще называют тепловым или током насыщения I0.* Суммарный ток через равновесный p-n-переход будет равен нулю:

Свободное движение носителей через электронно-дырочный переход возможно при снижении потенциального барьера p-n-перехода. Переход носителей из одной области в другую под действием внешнего напряжения называется *инжекцией*. Область, из которой инжектируются носители, называется *эмиттером*. Область, в которую инжектируются носители, называется *базой*. Область эмиттера легируется примесными атомами значительно сильнее, чем база. За счет разной концентрации примесных атомов в несимметричных переходах имеет место односторонняя инжекция: поток носителей из области с низкой концентрацией примесных атомов (из базы) очень слабый и им можно пренебречь.

*При прямой полярности внешнего источника* равновесное состояние перехода нарушается, так как поле этого источника, накладываясь на поле p-n-перехода, ослабляет его, запрещенная зона перехода уменьшается, потенциальный барьер снижается, сопротивление перехода резко уменьшается, диффузионная составляющая тока при этом возрастает в «еu/ϕt » раз и является функцией приложенного напряжения

где *ϕ t =* *kT/e* − температурный потенциал (при комнатной температуре *ϕ t = = 0,025В);*

k − постоянная Больцмана;

T − температура;

е − заряд электрона.

Составляющая тока *Iо* в идеализированном переходе при воздействии прямого внешнего напряжения остается практически без изменения. Следовательно, прямой результирующий ток через идеальный p-n-переход

и окончательно

 (1.1)

Уравнение (1.1) идеального p-n-перехода определяет основные вольтамперные характеристики полупроводниковых приборов.

При построении ВАХ перехода по (1.1) видно, что при напряжениях, больших нуля, характеристика идет настолько круто, что получить нужный ток, задавая напряжение, невозможно, поэтому для идеального p-n-перехода характерен режим заданного прямого тока, а не напряжения

 (1.2)

Если иметь в виду реальную ВАХ перехода, то учету подлежит омическое падение напряжения в слое базы, то есть внешнее напряжение распределяется между p-n-переходом и слоем базы (сопротивление базы rб при малой площади перехода может составлять десятки Ом), поэтому уравнение (1.1), описывающее статическую ВАХ (рис. 1.1) реального перехода, будет выглядеть следующим образом:

 (1.3)

Величина прямого напряжения может зависеть от многих факторов:

1. *От изменения прямого тока.* Если диапазон изменения прямых токов составляет до двух порядков и более, то прямое напряжение при этом будет меняться существенно, но на практике диапазон изменения прямого тока гораздо уже, поэтому Uпр меняется незначительно, и в пределах такого диапазона его можно считать постоянным и рассматривать как параметр открытого кремниевого перехода − U\* (в нормальном режиме *U\* = 0,7 В*, а в микрорежиме *U\* = 0,5 В*).

*Нормальный токовый режим*: *Iо = 10−15 А; Iпр= 10−3*−*10 − 4 А* (при таком диапазоне изменения прямых токов напряжение *Uпр*изменяется *от 0,69 В до 0,64 В*).

*Микрорежим*: *Iо=10−15 А; Iпр= 10−5*−*10−6 А* (при таком диапазоне изменения прямых токов *Uпр* изменяется от *0,57 В до 0,52 В*).

2*. От изменения теплового тока*: чем меньше тепловой ток, тем больше прямое напряжение.

3. *От изменения температуры*: у германиевых переходов при повышении температуры *Uпр* может вырождаться почти до нуля.

4. *От изменения площади перехода*: прямое напряжение уменьшается с увеличением площади перехода.

*При обратной полярности внешнего источника (обратносмещенное непроводящее состояние p-n-перехода)* полярность внешнего источника напряжения совпадает с полярностью контактной разности потенциалов, потенциальный барьер p-n-перехода повышается, запрещенная зона перехода расширяется и при определенном *Uобр* диффузионный ток через переход почти прекращается. Носители каждой области оказываются "оттиснутыми" к краям полупроводника и лишь ток неосновных носителей продолжает течь через переход. Процесс захвата электрическим полем неосновных носителей и перебрасывание их в соседнюю область называется *экстракцией.*

При малых значениях обратного напряжения через p-n-переход будет наблюдаться движение и основных носителей, образующих ток, противоположно направленный току дрейфа:

*Результирующий ток* через p-n-переход при действии обратного напряжения

 **(**1.4)

Уравнение (1.4) описывает обратную ветвь обратносмещенного перехода (рис. 1.1).

При *Uобр*, большем *3ϕt,* диффузионный ток через переход прекращается.

Выше было отмечено, что ток *Iо*идеализированного перехода не зависит от приложенного напряжения, но реальный обратный ток перехода намного превышает величину *Iо*; необходимо четко отличать ток тепловой от тока обратного, получившего название тока термогенерации; в кремниевых структурах тепловой ток при комнатной температуре вообще не учитывается, так как он на 2−3 порядка меньше обратного тока. У германиевых переходов тепловой ток на 6 порядков больше, чем у кремниевых, поэтому в германиевых структурах этим током пренебрегать нельзя.

В реальном переходе наблюдается довольно значительная зависимость тока неосновных носителей от приложенного напряжения. Дело в том, что процессы генерации и рекомбинации носителей происходят как в нейтральных слоях областей "p" и "n", так и в самом переходе. В равновесном состоянии перехода скорости генерации и рекомбинации везде одинаковы, а при действии обратного напряжения, когда расширяется запрещенная зона, область перехода сильно обедняется носителями, при этом процесс рекомбинации замедляется и процесс генерации оказывается неуравновешенным. Избыток генерируемых носителей захватывается электрическим полем и переносится в нейтральные слои (электроны в n-область, а дырки − в p-область). Эти потоки и образуют ток термогенерации. Ток термогенерации слабо зависит от температуры и сильно зависит от величины приложенного обратного напряжения; уместно вспомнить упрощенную формулу зависимости скорости движения электрона в ускоряющем электрическом поле от приложенного напряжения:

.

С увеличением приложенного напряжения скорость электрона увеличивается, растет число соударений его с атомами в узлах решетки (ударная ионизация), что приводит к появлению новых носителей заряда. Увеличение числа зарядов приводит к увеличению тока неосновных носителей, температура перехода увеличивается, а это, в свою очередь, приводит к нарушению ковалентных связей и росту носителей. Процесс может принять лавинообразный характер и привести к пробою p-n-перехода (рис. 1.1). Различают следующие виды пробоев:

*туннельный* (при напряженности поля перехода свыше 106 В/см, до точки «а»);

*электрический* (вызван ударной ионизацией, после точки «а»), этот тип пробоя иногда называют лавинным, при этом в переходе идут обратимые процессы и после снятия обратного напряжения он восстанавливает свои рабочие свойства. При электрическом пробое нарастание тока почти не вызывает изменения напряжения, что позволило использовать эту особенность характеристики для стабилизации напряжения;

*тепловой* возникает в результате сильного разогрева перехода (после точки «б»); процессы, которые идут при этом в переходе, необратимы, и рабочие свойства перехода после снятия напряжения не восстанавливаются (вот почему в справочной литературе строго ограничивается величина обратного напряжения на переходах диодов и транзисторов).

Рис. 1.1. *ВАХ реального электронно-дырочного p-n-перехода*

*Вывод*. Анализируя прямую и обратные ветви вольтамперной характеристики, приходим к выводу, что p-n-переход хорошо проводит ток в прямосмещенном состоянии и очень плохо в обратносмещенном, следовательно, p-n-переход имеет вентильные свойства, поэтому его можно использовать для преобразования переменного напряжения в постоянное, например, в выпрямительных устройствах в блоках питания.

**1.2.1. Температурные свойства p-n-перехода**

Уравнение (1.1) содержит температурно-зависимые параметры − *I0* и *ϕ t*.

I0 − тепловой ток, или ток насыщения. Для идеального перехода I0 определяет величину обратного тока, а в реальных переходах I0 намного меньше обратного тока. Ток *Iо* сильно зависит от температуры (рис. 1.1): даже незначительные изменения температуры приводят к изменению Iо на
несколько порядков.

Максимально допустимое увеличение обратного тока диода определяет максимально допустимую температуру для него, которая составляет
*80*−*100 оС* для германиевых диодов и *150*−*200 оС* для кремниевых.

Минимально допустимая температура для диодов обычно лежит в пределах от *60* до −*70оС*.

У германиевых переходов ток I0 на шесть порядков больше, чем у кремниевых, поэтому при одинаковых условиях у них прямые напряжения на
*0,35 В* меньше и в зависимости от режима составляют *0,25*−*0,15 В* (напряжение отпирания у германиевых переходов при повышении температуры вырождается почти в "0").

На рис. 1.1 прямая ветвь характеристики, снятая при *70  оС*, сместилась влево: с повышением температуры вступает в силу собственная проводимость полупроводника, число носителей увеличивается, так как усиливается процесс термогенерации. Обратная же ветвь ВАХ (рис. 1.1) смещается вправо, то есть с повышением температуры до *+70 оС* электрический пробой в переходе наступает раньше, чем при температуре *+20 оС*. При увеличении обратного напряжения к тепловому току добавляется ток термогенерации. В сумме эти два тока образуют через обратносмещенный переход обратный ток *Iобр.* При изменении температуры новое значение обратного тока можно оп-

ределить из соотношения

 (1.5)

где Iобр.20 оС − значение обратного тока при температуре не выше 27 оС (берется из справочной литературы);

А − коэффициент материала, из которого выполнен полупроводниковый прибор (Агермания = 2, Акремния = 2,5);

ϕ t − температурный потенциал, который при комнатной температуре равен 0,025 В, а при другой температуре ϕ t можно определить по формуле

 (1.6)

Таким образом, при увеличении температуры обратный ток насыщения увеличивается примерно в два раза у германиевых и в два с половиной раза у кремниевых диодов (1.5).

1.2.2. Частотные и импульсные свойства p-n-перехода

При воздействии на p-n-переход напряжения высокой частоты начинают проявляться инерционные свойства перехода: распределение носителей при достаточно быстрых изменениях тока или напряжения требует определенного времени. Внешнее напряжение изменяет ширину запрещенной зоны, высоту потенциального барьера, граничную концентрацию носителей (величину объемных зарядов в переходе), *следовательно, p-n-переход обладает емкостью*. Для p-n-перехода характерны два состояния (прямо- и обратносмещенное), поэтому эту емкость можно условно разделить на две составляющие − *барьерную и диффузионную*. Деление емкостей на барьерную и диффузионную является чисто условным, но, учитывая тот факт, что значения их сильно отличаются, на практике понятие барьерной емкости удобнее использовать для обратносмещенного p-n-перехода, а диффузионной − для прямосмещенного.

*Барьерная емкость* отражает перераспределение носителей в p-n-переходе, то есть эта емкость обусловлена нескомпенсированным объемным зарядом, сосредоточенным по обе стороны от границы перехода. Роль диэлектрика у барьерной емкости выполняет запрещенная зона, практически лишенная носителей. Барьерная емкость зависит от площади перехода, от концентрации примеси, от напряжения на переходе:

где П − площадь p-n-перехода (в зависимости от площади перехода барьерная емкость может изменяться от единиц до сотен пикофарад); ξ − диэлектрическая проницаемость полупроводникового материала; Nд − концентрация примеси; U − напряжение на переходе.

Значение барьерной емкости колеблется от десятков до сотен пФ. При постоянном напряжении на переходе барьерная емкость определяется отношением , а при переменном .

Особенностью барьерной емкости является то, что она изменяется при изменении напряжения на переходе (рис. 1.2); изменение барьерной емкости при изменении напряжения может достигать десятикратной величины, то есть эта емкость нелинейна, и при увеличении обратного напряжения барьерная емкость уменьшается, так как возрастает толщина запирающего слоя (площадь p-n-перехода).

Рис. 1.2. *Зависимость барьерной емкости от напряжения*

В силовых полупроводниковых приборах площадь p-n-перехода делается большой, поэтому у них велика величина барьерной емкости. Такие полупроводниковые диоды называют плоскостными. Если такой прибор использовать, например, для выпрямления переменного напряжения высокой частоты в постоянное, то барьерная емкость, зашунтировав переход, нарушает его одностороннюю проводимость, то есть переход теряет выпрямительные свойства, поэтому частотный диапазон плоскостных диодовограничивается промышленными частотами. Но барьерная емкость может быть и полезной: приборы с явно выраженными емкостными свойствами (*варикапы)*используются для электронной перестройки контуров.

У точечных p-n-переходов площадь перехода мала, поэтому барьерная емкость невелика и частотный диапазон гораздо шире, чем у плоскостных.

*Диффузионная емкость* отражает перераспределение носителей в базе:

где τ − время жизни носителей; *Iпр* − прямой ток через диод.

Значение диффузионной емкости колеблется от сотен до тысяч пФ.

*Диффузионная емкость* также нелинейна и возрастает с увеличением прямого напряжения. Образование этой емкости схематично можно представить следующим образом. Эмиттером будем считать p-область, а базой n-область. Носители из эмиттера инжектируются в базу. В базе вблизи перехода происходит скопление дырок − объемный положительный заряд, но в это время от источника прямого напряжения в n-область поступают электроны, и в этой облаcти, ближе к внешнему выводу, скапливается отрицательный объемный заряд. Таким образом, в n-области наблюдается образование двух разноименных зарядов "+Qдиф" и "−Qдиф". При постоянном напряжении эта емкость рассматривается как отношение абсолютных значений заряда и контактной разности потенциалов (прямого напряжения):

,

а при переменном

.

Так как вольт−амперная характеристика перехода нелинейна, то с увеличением внешнего напряжения прямой ток растет быстрее, чем прямое напряжение на переходе, поэтому и заряд "*Qдиф*" растет быстрее, чем прямое напряжение, и диффузионная емкость тоже увеличивается.

Диффузионная емкость является причиной инерционности полупроводниковых приборов при работе в диапазоне высоких частот и в режиме ключа, так как процесс накопления и особенно рассасывания объемного заряда требует затраты определенного времени.

На рис. 1.3, а, б и рис. 1.4, а, б даны упрощенные эквивалентные схемы полупроводникового перехода (простейшего диода) на низких и высоких частотах.

На низких частотах сопротивления диффузионной и барьерной емкостей очень велики и не оказывают шунтирующего действия на переход, поэтому они не подлежат учету.

*а) б)*

Рис. 1.3. *Эквивалентные схемы перехода на низких частотах: а* − *для диффузионной емкости (Сдиф); б* − *для барьерной емкости (Сбар).*

Сопротивление емкости в общем случае

 (1.7)

где rp-n − сопротивление прямосмещенного p-n-перехода; rобр − сопротивление обратносмещенного p-n-перехода (rобл< rпр<< rобр); rобл − суммарное сопротивление n- и p-областей и контактов этих областей с выводами.

 *а) б)*

Рис. 1.4. *Эквивалентные схемы перехода на высоких частотах: а* − *для диффузионной емкости (Сдиф); б* − *для барьерной емкости (Сбар).*

Диффузионная емкость значительно больше барьерной, но использовать ее для практических целей нельзя, так как она зашунтирована малым сопротивлением прямосмещенного p-n-перехода.

*Импульсные диоды* используют в качестве ключевых элементов в устройствах с микросекундной и наносекундной длительностью импульсов
(рис. 1.5).

Важным параметром при этом будет время восстановления обратного сопротивления tвос − интервал времени от момента переключения до момента, когда обратный ток уменьшается до заданного уровня отсчета; при подаче на диод запирающего импульса ток не может мгновенно уменьшиться до нуля, так как в базе образовался объемный заряд и на его рассасывание требуется определенное время. Этим и объясняется выброс обратного тока в цепи диода (рис. 1.5, б).

*а) б)*

Рис. 1.5. *Диод в импульсном режиме: а − схема простейшего ключа;*

 *б − временные диаграммы входного напряжения и тока через диод*

**1.3. Переход металл−полупроводник**

Эффект, полученный на основе такого контакта получил название эффекта Шоттки. Сущность эффекта заключается в следующем.

Процессы в переходе металл−полупроводник находятся в прямой зависимости от работы выхода электронов. Под работой выхода электрона подразумевается та минимальная энергия, которую надо сообщить электрону, чтобы он мог выйти из металла или из полупроводника. На рис. 1.6 приведены структуры переходов металл−полупроводник с разной работой выхода электронов: *Ам*− работа выхода электронов из металла; *АП* − работа выхода электронов из полупроводника.

На рис. 1.6 (при Ам < АП) переход металл−полупроводник не обладает выпрямляющими свойствами, так как при таких условиях будет преобладать выход электронов из металла и при любой полярности напряжения на переходе сопротивление слоя полупроводника будет малым, поскольку этот слой обогащен основными носителями. Такой контакт (невыпрямляющий) используется во всех полупроводниковых приборах в месте соединения области с внешним выводом и его называют омическим.

На рис.1.6 (при АП < Ам) переход также не обладает выпрямляющими свойствами, так как из полупроводника в металл выходит гораздо большее количество электронов, чем в обратном направлении, и в приграничном слое образуется область, обогащенная основными носителями−дырками.

Рис. 1.6. *Структуры переходов металл−полупроводник с разной*

*работой выхода электронов*

Эта область имеет низкое сопротивление независимо от полярности напряжения внешнего источника.

На рис. 1.6 (при АП < Ам) большая часть электронов из полупроводника будет переходить в металл, создавая в приграничном слое полупроводника обедненный основными носителями слой. Этот слой будет иметь большое сопротивление и в зависимости от полярности приложенного напряжения будет меняться высота потенциального барьера, поэтому такой переход обладает выпрямляющими свойствами.

*Особенности перехода Шоттки:*

1. На переходе таких приборов создается значительно меньшее падение напряжения *(0,2−04 В)*, чем на электронно-дырочном переходе (рис. 1.7): при прохождении даже небольшого начального тока через контакт с большим сопротивлением на нем выделяется тепловая энергия, способствующая появлению дополнительных носителей.

2. Отсутствие инжекции неосновных носителей заряда.

3. Переходы работают только на основных носителях, следовательно, в приборах, изготовленных на основе эффекта Шоттки, практически отсутствует диффузионная емкость, связанная с накоплением и рассасыванием носителей.

Рис. 1.7. *ВАХ диода Шоттки (ДШ) и обычного диода*

4. Отсутствие диффузионной емкости существенно повышает быстродействие приборов, поэтому *диоды, выполненные на основе такого контакта, обладают значительно лучшими переключающими свойствами, чем диоды на основе контакта полупроводник*−*полупроводник.*

Обладая высоким быстродействием, диоды Шоттки широко используются в цифровой технике (например, логика ТТЛШ).

*Пример.* Если оба перехода в биполярном транзисторе окажутся под прямым напряжением, то есть перейдут в режим двойной инжекции, то в базе накапливается большой объемный заряд, на рассасывание которого требуется определенное время. Транзистор переходит в режим глубокого насыщения, и его быстродействие заметно снижается. Чтобы предотвратить это, нельзя допускать прямосмещенного состояния коллекторного перехода. С этой целью коллекторный переход шунтируется диодом Шоттки (рис. 1.8); падение напряжения на диоде Шоттки составляет *0,2−0,4 В*, следовательно, на коллекторном переходе устанавливается низкий уровень прямого напряжения, при котором невозможна заметная для режима ключа инжекция носителей из коллектора в базу и тем самым исключается глубокое насыщение транзистора, а его быстродействие повышается. На рис. 1.8 участок «диод Шоттки и коллекторный переход» транзистора выделены пунктиром. В схеме использован транзистор n-p-n-структуры. Напряжение на входе имеет прямоугольную форму: на входе чередуются импульсы высокого и низкого уровней. Эмиттерный переход транзистора отпирается при высоком уровне
 входного сигнала и запирается при низком.

 Рис. 1.8. *Электронный ключ с диодом Шоттки*

**1.5. Выпрямительные низкочастотные диоды в блоках питания**

1.5.1. Блоки питания на выпрямительных диодах

Источниками питания называются устройства, предназначенные для снабжения электронной аппаратуры электрической энергией и представляющие собой комплекс приборов, которые вырабатывают электрическую энергию и преобразуют ее к виду, необходимому для нормальной работы каждого узла электронной аппаратуры (рис. 1.9).

Рис. 1.9. *Общая структурная схема источника питания*

Основными звеньями выпрямительного устройства являются трансформатор и вентильный комплект; вспомогательными − фильтр и стабилизатор постоянного напряжения.

*Трансформатор* служит для преобразования переменного напряжения в переменное такого значения, которое необходимо для получения на выходе источника питания заданного постоянного напряжения.

*Вентиль* − это прибор, имеющий несимметричную характеристику проводимости, малое сопротивление для прямого тока и большое сопротивление для обратного. С помощью вентиля переменное напряжение преобразуется в пульсирующее.

*Фильтр* предназначен для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения.

*Стабилизатор* − это схема, которая отслеживает все изменения напряжения со стороны входа и выхода и поддерживает постоянным напряжение на нагрузке.

В настоящее время в электронных устройствах наиболее часто исполь- зуются следующие схемы выпрямителей:

*однофазные* (однополупериодные (ОПВ − рис. 1.10, а), двухполупериодные (ДПВ с нулевым выводом и мостовая − рис. 1.10, б, в соответственно);

*многофазные* (с нулевым выводом, мостовые − схема Ларионова).

1.5.2. Параметры выпрямителей с любым характером нагрузки

Характер нагрузки на выходе выпрямителя определяется или самой нагрузкой, или первым элементом фильтра (фильтр может быть любой сложности).

7. Коэффициент пульсаций *Кп* (характеризует степень приближения кривой выпрямленного напряжения к прямой линии)*.*

 а) б) в)

Рис. 1.10. *Схемы однофазных выпрямителей: а* − *ОПВ; б* − *ДПВ со средним выводом; в* − *мостовой ДПВ* (*схема Греца)*

Параметры выпрямительных устройств:

1. Действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора *U2*.

2. Амплитудное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора *U2мах*.

1. Среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке *U0.*

4. Среднее значение выпрямленного тока в нагрузке *I0.*

5. Действующее значение напряжения пульсаций на нагрузке *Uп*.

6. Максимальные изменения напряжения на нагрузке Δ*Uвых*.

7. Коэффициент пульсаций *Кп* (характеризует степень приближения кривой выпрямленного напряжения к прямой линии)*.*

8. Коэффициент сглаживания *Кс* (это параметр фильтра).

9. Коэффициент полезного действия выпрямителя *η*.

10. Амплитудное значение тока через диод.

11. Обратное напряжение на диоде − наибольшая разность потенциалов, приложенная к диоду в тот момент времени, когда он не пропускает тока.

Во всех схемах выпрямителей активный характер нагрузки, то есть

сглаживающие фильтры отсутствуют.

1.5.4. Выпрямительные устройства

с простым емкостным фильтром на выходе

1.5.4.1. Анализ работы схемы и основные соотношения в ней

Назначение конденсатора на выходе выпрямителя − сглаживать пульсацию в выпрямленном напряжении. При подключении конденсатора фильтра характер нагрузки становится емкостным.

Наличие конденсатора в схеме выпрямителя (рис.1.12, а) существенно меняет режим работы полупроводниковых диодов: напряжение на конденсаторе (рис. 1.12, б) в определенный момент времени делает потенциал катода диода больше потенциала анода и диоды запираются (моменты времени t2 и t4). С момента времени с t2 по t3 диоды заперты и находятся под обратным напряжением, а с t1 по t2 и с t3 по t4 диоды открыты. При наличии
С-фильтра диод переходит в режим прерывистого тока, следовательно, режим диода в прямом направлении становится более напряженным, особенно в момент включения, когда конденсатор еще не заряжен: за короткий промежуток времени (с t3 по t4) ток через диод должен успеть достичь максимального значения и уменьшиться до нуля.

Емкость конденсатора фильтра выбирается из условия, чтобы ее сопротивление по переменной составляющей тока было значительно меньше сопротивления нагрузки (хотя бы в 5–10 раз).

Заряд, который получает конденсатор за время t1 − t2, t3 − t4,

 а) б)

Рис. 1.12. *ДВП с простым С-фильторм: а − схема ДПВ, б − временная диаграмма напряжения на нагрузке Uн = f(t)*

Заряд, который получает конденсатор за время t1 − t2, t3 − t4,

Заряд, который конденсатор теряет за время t2 − t3, t4...,

Отрезок времени, на котором происходит разряд конденсатора, оказывается близким к половине периода входного напряжения выпрямителя.

По условию стационарности процесса заряда и разряда (= )

 =

откуда

 (1.19)

где *τр = RнС* − постоянная времени разряда конденсатора фильтра.

Постоянная составляющая выходного напряжения легко может быть определена из временной диаграммы выходного напряжения (рис. 1.12, б)

Окончательно среднее значение выпрямленного напряжения

 (1.20)

В рассматриваемой схеме действующее значение выходного
напряжения

 (1.21)

Из выражения (1.17) определяется действующее значение напряжения пульсаций на выходе простого емкостного фильтра

 (1.22)

Подставив (1.20) и (1.22) в формулу (1.11) получим выражение для коэффициента пульсаций на выходе фильтра

 (1.23)

1.5.6. Выпрямительные устройства, работающие на фильтры,

содержащие индуктивность

Анализ работы выпрямителя с фильтрами на выходе будет ориентирован на мостовую схему выпрямителя (схему Греца).

1.5.6.1. Простой сглаживающий L-фильтр

Сглаживающий фильтр с индуктивностью может быть простым, то есть состоящим только из индуктивности (рис. 1.13). Его фильтрующие свойства основываются на способности индуктивности препятствовать любому изменению тока, проходящего через нее. При возрастании тока в индуктивности происходит накопление магнитной энергии, а когда ток уменьшается, энергия, накопленная в индуктивности, поддерживает этот ток, так как ЭДС на дросселе меняет свой знак. Простые индуктивные фильтры рекомендуется использовать только в двухполупериодных и многофазных схемах выпрямителей, так как в них, в отличие от однополупериодных выпрямителей, не возникает таких резких изменений токов, а следовательно, не образуется таких больших ЭДС самоиндукции.

При анализе фильтра в таком источнике питания рассматривается делитель из *L* и *Rн*, на который подается напряжение с выхода мостовой схемы выпрямителя. Общее сопротивление делителя

 (1.24)

где − сопротивление нагрузки, Ом.

Рис. 1.13. *Простой индуктивный фильтр*

Напряжение на входе фильтра можно представить с помощью ряда
Фурье:

где − среднее значение выпрямленного напряжения (постоянная составляющая напряжения на входе фильтра *Uо*); − первая гармоника в выпрямленном напряжении, имеющая частоту, равную удвоенной частотесети.

Это напряжение содержит постоянную и ряд гармонических составляющих, но, в отличие от однополупериодного выпрямителя, здесь первой гармоникой будет гармоника с удвоенной частотой сети. В рассматриваемой схеме всеми гармониками после первой можно пренебречь, так как амплитуда второй гармоники составляет всего 20 % от первой, а амплитуда третьей − 8,6 %. Следовательно, можно принять, что на входе

фильтра действует напряжение, которое содержит лишь две составляющие:

Амплитуда переменного напряжения на входе простого индуктивного
фильтра

 . (1.25)

Амплитуда переменного напряжения на нагрузке (на выходе простого индуктивного фильтра) определяется по закону Ома

 (1.26)

Действующее значение напряжения пульсаций на нагрузке (на выходе простого индуктивного фильтра)

(1.26а)

Коэффициент сглаживания простого индуктивного фильтра

 (1.27)

Среднее значение выпрямленного напряжения(потерями постоянного напряжения на сопротивлении дросселя можно пренебречь)

 (1.28)

Среднее значение выпрямленного напряжения получилось гораздо меньше, чем при емкостном фильтре, и чтобы получить при этом необходимое напряжение на нагрузке, приходится увеличивать напряжение на вторичной обмотке трансформатора, что приведет к увеличению обратного напряжения на диодах и к увеличению габаритов блока питания в целом, поэтому выходное напряжение рекомендуется увеличивать введением в индуктивный фильтр конденсатора. Такой фильтр называют *Г-образным индуктивно-емкостным LC-фильтром*.

* + - 1. Г-образный индуктивно-емкостный LC-фильтр

Сопротивление дросселя для переменных составляющих тока соединяется с нагрузкой последовательно, а конденсатор параллельно (рис. 1.14), и, если выполняется условие *Хс << Rн << ХL*, то напряжение пульсаций на нагрузке будет малым.

Рис. 1.14. *Г-образный индуктивно-емкостный LC-фильтр*

Амплитуда основной гармоники переменного тока через дроссель

 . (1.29)

Амплитуда переменного напряжения на выходе фильтра

 (1.30)

Коэффициент сглаживания фильтра, равный отношению коэффициента пульсации на входе к коэффициенту пульсаций на выходе,

 (1.31)

При совместной работе индуктивности и емкости в схеме фильтра проявляются свойства контура, в результате чего в схеме может возникнуть колебательный процесс. Чтобы избежать этого, необходимо обеспечить равенство амплитуды переменной составляющей тока и постоянной составляющей , поэтому введено понятие критической индуктивности, значение которой определяется из следующих соображений.

Так как

 (1.32)

а с учетом того, что ХL >> XC, амплитудное значение тока

 (1.33)

то условием для определения *критического значения индуктивности* дросселя будет

из которого следует

 (1.34)

***Примечание.*** С достаточной для практики точностью при питании выпрямителя от сети с частотой 50 Гц значение критической индуктивности дросселя можно принять равной

(1.35)

Для лучшего сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения на выходе выпрямителя применяют *П*-образные *LC*-фильтры.

1.5.6.3. П-образный индуктивно-емкостный LC-фильтр

Такой фильтр (рис. 1.22) можно рассматривать как два фильтра:

1. Простой емкостный фильтр, состоящий из конденсатора С1.

2. Г-образный индуктивно-емкостный фильтр (из дросселя L и конденсатора С2).

Рис. 1.15. *П-образный индуктивно-емкостный LC-фильтр*

Действующее значение напряжения пульсаций на выходе П-образного
фильтра

, (1.36)

где −действующее значение напряжения пульсаций на входе фильтра П−образного индуктивно-емкостного фильтра.

В источниках малой мощности для уменьшения размеров и массы фильтра вместо дросселя применяют резистор. Резистивно-емкостные фильтры рассчитывают и строят по тем же схемам, что и индуктивно-емкостные (*Г*- и *П*-образные фильтры), но необходимо принять к сведению, что на RC-фильтрах происходит значительное падение постоянного напряжения (до 20 %)*.*

Теоретическое обобщение по выпрямителям, работающим на фильтры, содержащие индуктивность

*Г*- и *П*-образные сглаживающие *LC*-фильтры позволяют получить пульсации выходного напряжения гораздо меньшие, чем при простых индуктивных или простых емкостных фильтрах. Если требования к сглаживанию пульсации окажутся еще выше, то рекомендуется использование многозвенных фильтров (рис. 1.17).

Рис. 1.17. *Каскадное включение LC-фильтров*

Коэффициент сглаживания таких фильтров определяется как произведение коэффициентов сглаживания отдельных звеньев

**1.6. Туннельные диоды**

Основные полупроводниковые материалы, из которых изготавливаются туннельные диоды, − германий и арсенид галлия.

 Рис. 1.18. *Схемное изображение туннельного диода*

Особенности туннельных диодов:

1. Высокая концентрация примесных атомов (*1019–1021*).

2. Вольт-амперная характеристика туннельного диода содержит участок с отрицательным динамическим сопротивлением («аб» на рис. 1.28), что позволило использовать его в усилителях и генераторах электрических колебаний и в импульсных устройствах. При этом качество работы диода определяет протяженность и крутизна падающего участка ВАХ.

3. У туннельного диода обратный ток достигает большой величины при малом обратном напряжении.

4. Важное преимущество туннельного диода перед обычным заключается в его очень высокой рабочей частоте. Это объясняется тем, что туннельный переход электронов происходит почти мгновенно (за
время 10-13сек.). Частотные свойства туннельного диода на падающем участке ВАХ определяются параметрами его схемы замещения (рис. 1.19, б).

а) б)

Рис. 1.19. *ВАХ туннельного диода и его эквивалентная схема: а − вольтамперная характеристика диода; б − схема замещения туннельного диода*

Активная составляющая полного сопротивления сохраняет отрицательный знак вплоть до частоты

,

где: *fr − это такая* *предельная резистивная* *(расчетная) частота*, при которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из p-n-перехода и сопротивления потерь, превращается в нуль.

Принятые обозначения в схеме: *rдиф* − дифференциальное сопротивление туннельного диода; *Сд и Lд* − емкость и индуктивность диода; *R*п− суммарное сопротивление кристалла, контактных присоединений и выводов.

Усиление и генерирование колебаний возможно на частотах, не превышающих *fr.*

5. *Температурный диапазон* у туннельных диодов значительно шире, чем у обычных диодов: при туннельном переходе электрон не затрачивает тепловой энергии, поэтому туннельный диод может работать при такой низкой температуре, при которой обычные диоды и транзисторы перестают работать (фактически туннельный диод способен работать при температурах вплоть до −269 оС, но устойчивая работа диода гарантируется в диапазоне температур от −60 оС до +150 оС),. Максимальная температура у туннельных диодов из германия равна +200 оС, а из арсенида галлия −
до +400 оС.

6. Туннельные диоды не восприимчивы к высокой влажности, устойчивы к ядерной радиации (допускается облучение плотностью 1014 −1016 нейтрон/см2).

7. У туннельного диода хорошие шумовые характеристики.

**1.7. Опорные диоды** (кремниевые стабилитроны)

Рис. 1.24. *Схемное изображение опорного диода.*

1.7.1. Краткие теоретические сведения

*Опорными диодами* называются полупроводниковые диоды, вольт-амперная характеристика которых имеет участок со слабой зависимостью напряжения от тока (Рис. 1.25). Название «опорных» они получили за счет способности фиксировать уровни напряжений в схемах. В основу работы опорных диодов положено явление холодной эмиссии и управляемый электрический пробой в p-n-переходе. Концентрация примесных атомов в стабилитроне гораздо выше, чем в обычных диодах, поэтому стабилитрон находится как бы в предпробойном состоянии.

 Рис. 1.25. *ВАХ кремниевого стабилитрона*

Назначение стабилитронов − стабилизация напряжения; у современных стабилитронов напряжение стабилизации доходит до нескольких сотен вольт, а ток − до десятков ампер, при этом дрейф напряжения может быть не
более *0,1 В*.

Конструкция стабилитронов та же, что и у выпрямительных диодов; у тех и у других выбор корпуса связан с мощностью рассеяния.

Ветвь характеристики прямосмещенного стабилитрона показывает, что он способен стабилизировать напряжение и в таком состоянии, но уровень стабилизируемого напряжения гораздо меньше, чем при обратносмещенном состоянии диода.

Участок "аб" − для стабилизации напряжения: большим изменениям тока (*от Iст.мин. до Iст.мах*) соответствуют незначительные изменения напряжения (*Uст*).

Максимальный ток *Iст.мах*ограничивается допустимой мощностью рассеяния, а минимальный (*Iст.мин*) соответствует началу устойчивого электрического пробоя. При меньших значениях тока стабилитрона он может служить источником шумов (используется в генераторах шумов).

В пределах "аб" сопротивление стабилитрона изменяется при изменении тока через него, а напряжение при этом остается почти постоянным. После точки "б" стабилитрон переходит в режим теплового пробоя, при этом в нем идут необратимые процессы и структура диода разрушается. В режиме теплового пробоя стабилитрон имеет участок на ВАХ с отрицательным динамическим сопротивлением.

Схема включения стабилитрона приведена в задаче (рис. 1.26). Качество стабилизации напряжения схемой стабилизатора оценивается коэффициентом стабилизации Кст, который показывает во сколько раз относительные изменения входного напряжения больше относительных изменений напряжения на выходе

**2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

**2.1. Общие сведения**

*Биполярный транзистор* представляет собой сочетание чередующихся трех областей (*n-p-n или p-n-p*) и двух p-n-переходов (рис. 2.1, рис. 2.2 соответственно).

*Эмиттер* − область, сильно легированная носителями, из этой области носители должны быть *инжектированы* в соседнюю область − *базу*.

*База* − область в поперечном сечении, гораздо меньшая, чем две другие и, кроме того, очень слабо легированная носителями.

*Коллектор* − область, куда должны быть втянуты носители из базы, впрыснутые туда из эмиттера (*явление экстракции)*. Коллектор легируется носителями гораздо слабее, чем эмиттер.

Переход между базой и эмиттером называется *эмиттерным (ЭП),* а между базой и коллектором − *коллекторным (КП)*. Каждый из переходов может быть включен либо в прямом, либо в обратном направлении, то есть переходы равноправны и режим работы транзистора будет зависеть от способа его включения. В соответствии с этим различают четыре способа включенияили четыре режима работы транзистора.

Рис. 2.1. *Структура и схемное изображение транзистора n-p-n-типа*

Рис. 2.2. *Структура и схемное изображение транзистора p-n-p-типа*

**2**.**2**. **Способы включения биполярного транзистора**

*1. Активный* (или режим усиления, рис. 2.3, а) − нормальное включение, при котором на эмиттерный переход подается прямое напряжение, а на коллекторный − обратное. В активном режиме коэффициент передачи тока эмиттера . В таком режиме работают линейные усилители.

*2. Инверсный* (рис. 2.3, б). На эмиттерный переход подается обратное напряжение, а на коллекторный − прямое. В этом режиме коэффициент передачи тока коллектора заметно меньше коэффициента передачи тока эмиттера при нормальном включении

*3*. *Режим насыщения* (рис. 2.3, в). На обоих переходах действуют прямые напряжения, и таким образом транзистор работает в режиме двойной инжекции (в базу поступают носители и из эмиттера, и из коллектора).

*4. Режим отсечки* (рис. 2.3, г). На обоих переходах действуют обратные напряжения, транзистор заперт и через переходы текут лишь токи неосновных носителей.

а) б)

 в) г)

Рис. 2.3. *Способы включения транзистора: а − нормальное; б − инверсное; в − двойной инжекции; г − отсечки*

Режимы насыщения и отсечки используются в ключевом режиме.

Наиболее распространенным является активный режим (рис. 2.3, а), когда на эмиттерный переход подается прямое, а на коллекторный − обратное напряжения. При этом через переходы текут примерно одинаковые токи, но эмиттерный ток течет через прямосмещенный переход с малым сопротивлением и под действием малого напряжения (доли вольта), а коллекторный ток − через обратносмещенный переход с большим сопротивлением и под действием большого напряжения (десятки, сотни вольт). *Этот факт и создает принципиальную возможность использования транзистора в качестве усилителя электрических колебаний (преобразователя мощности).* Разделение электронных усилителей на усилители напряжения, тока, мощности чисто условное и это связано с тем, что в ряде случаев основными показателями служат не входная и выходная мощности, а ток или напряжение на входе и выходе усилителя.

**2.3. Схемы включения биполярных транзисторов**

Существует три схемы включения биполярных транзисторов: с общей

базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК). Электрод, который будет общим для входной и выходной цепей усилителя, определяет название схемы включения транзистора.

В схеме включения транзистора с ОБ (рис. 2.4, а) входным током будет ток эмиттера, а выходным − ток коллектора, следовательно, усиления тока в такой схеме не происходит. Передача тока эмиттера в цепь коллектора оценивается *статическим коэффициентом передачи тока эмиттера «α»:*

 *(α = 0,96*−*0,99)*. (2.1)

а) б ) в)

Рис. 2.4. *Схемы включения транзистора: а − с ОБ; б − с ОЭ; в − с ОК*

Уже то, что транзистор при таком включении не дает усиления по току, является показателем низкого входного сопротивления схемы с ОБ.

Схемы включения транзистора с ОЭ и с ОК (рис. 2.4, б, в) − это схемы с базовым управлением: выходной ток следует за всеми изменениями входного базового тока. В схеме с ОЭ выходным током является ток коллектора, а в схеме с ОК − ток эмиттера. Во всех схемах включения (ОБ, ОЭ, ОК) источники постоянного напряжения обеспечивают режимы работы транзисторов по постоянному току , то есть необходимые начальные значения напряжений и токов. При отсутствии на входе источников переменного сигнала режим, в котором находится транзистор, принято называть *режимом покоя, а токи и напряжения − параметрами покоя ( токи покоя, напряжения покоя)*.

Усилительные свойства транзистора по току в схемах с ОЭ и с ОК оцениваются с помощью *интегрального коэффициента передачи тока
базы β* :

 (2.2)

 (2.3)

Таким образом, усиление по току у транзистора в схеме с ОК лучше, чем в схемах с ОБ и ОЭ.

При проектировании транзисторных усилителей преимущество отдается графоаналитическому методу расчета. Такой метод расчета осуществляется по статическим ВАХ транзистора. Для анализа статических характеристик транзистора используется математическая модель транзистора − модель Молла-Эберса, которую несложно получить, используя его физическую модель (рис. 2.5).

**2.4. Физическая и математическая модели транзистора**

**(модель Молла-Эберса)**

Биполярный транзистор − это два встречно включенных взаимодействующих электронно-дырочных p-n-перехода, на основании чего его можно представить в виде физической модели (рис. 2.5) − модели Молла-Эберса.

Рис. 2.5. *Физическая модель биполярного транзистора*

Модель Молла-Эберса характеризует только активную область транзистора: она представлена диодами без учета пассивных участков базы и коллектора. Кроме того, в модели хорошо просматривается принципиальная равноправность переходов, другими словами, обратимость транзистора, которая лучше всего проявляется в режиме двойной инжекции.В режиме двойной инжекции оба перехода работают одновременно в режиме инжекции и в режиме экстракции.

ВАХ эмиттерного и коллекторного прямосмещенных p-n-переходов описывается уравнениями:

*для эмиттерного перехода*

 (2.4)

*для коллекторного перехода*

 (2.5)

где: *I1* − ток, инжектируемый в базу из эмиттера*; I2 −* ток, инжектируемый в базу из коллектора*; Iэо, Iко −* тепловые токи (именно тепловые, а не обратные токи переходов, которые в случае кремния намного превышают тепловые. На практике тепловые токи каждого перехода принято измерять, обрывая цепь второго перехода).

Из физической модели транзистора (рис. 2.5) следует:

 (2.6)

 (2.7)

где: *αn −*  коэффициент передачи тока эмиттера при нормальном включении транзистора (αN= 0,96−0,99); αi − коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора (αi = 0,5−0,7); αNI1 − ток экстракции через коллекторный переход ( ток носителей, собираемых коллекторным переходом из базы, впрыснутых туда эмиттером); αiI2 − ток экстракции через эмиттерный переход (ток носителей, собираемых эмиттерным переходом из базы, впрыснутых туда коллектором), этот ток значительно меньше тока " αNI1".

Подставляя значения токов *I1* и *I2* из (2.4) и (2.5) в (2.6) и (2.7), получаем уравнения, описывающие статические характеристики транзистора:

 (2.8)

 (2.9)

 (2.10)

Уравнения (2.8), (2.9), (2.10) называются формулами Молла-Эберса; это и есть математическая модель транзистора, которая лежит в основе анализа его статических режимов.

*Примечание*. В справочной литературе по транзисторам очень часто статические входные и выходные характеристики даются в разных режимах, что затрудняет работу с ними. В этом случае, используя модель Молла-Эберса, можно перестроить характеристики для конкретного режима.

**2.5. Статические ВАХ биполярного транзистора**

Вид входных и выходных вольт-амперных характеристик транзистора (рис. 2.6, а, б) зависит от схемы его включения (этот факт также хорошо отражает полученная общая математическая модель (*2.8), (2.9), (2.10*). Оба семейства ВАХ получаются довольно просто из математической модели Молла-Эберса. Поскольку транзистор работает в режиме заданных токов, семейство входных и выходных ВАХ можно представить выражениями:

 (2.11)

 (2.12)

На выходных ВАХ (рис. 2.6, б) видны два резко различных режима работы транзистора − *активный* (первый квадрант) и *режим двойной инжекции* (второй квадрант).

а) б)

Рис. 2.6. *Статические ВАХ n-p-n- транзистора в схеме с ОБ: а − входные; б − выходные (затемнена область неуправляемых токов)*

*Нормальный активный режим* (*при Uкб > 0*): эмиттерный переход находится под прямым, а коллекторный − под обратным напряжением. Для активного режима формулы (2.11) и (2.12) упрощаются, так как *при |Uк|>3ϕ t* исчезают экспоненциальные составляющие, а если еще пренебречь током *Iкб0* и величиной *1-α,* тоэти выражения вообще упрощаются:

 (2.13)

 (2.14)

*Режим двойной инжекции* *или насыщения* (*при Uкб < 0*): эмиттерный и коллекторный переходы находятся под прямым напряжением. Для режима двойной инжекции характерен спад коллекторного тока при неизменном токе эмиттера. Это − результат встречной инжекции со стороны коллектора.

Семейство входных ВАХ представляет узкий пучок характеристик, что свидетельствует о слабом влиянии коллекторного напряжения на входное напряжение. Наклон выходных коллекторных характеристик также показывает слабую зависимость коллекторного тока от коллекторного напряжения.

Тем не менее эта зависимость есть и объяснить ее можно с помощью *эффекта Эрли*.

*Влияние эффекта Эрли на ход входных ВАХ* заключается вследующем. Изменение коллекторного напряжения приводит к изменению ширины базы. Поскольку ток эмиттера , а значит и градиент концентрации носителей заданы, изменение ширины базы приводит к изменению граничной концентрации носителей, а это связано с изменением напряжения на эмиттерном переходе.

*Влияние эффекта Эрли на наклон выходных коллекторных характеристик* объясняется влиянием коллекторного напряжения на ширину запрещенной зоны, а следовательно, и на сопротивление коллекторного перехода, и на коллекторный ток. Таким образом, дифференциальное сопротивление коллекторного перехода обусловлено эффектом Эрли, поэтому полное выражение для коллекторного тока с учетом эффекта Эрли будет

 (2.15)

*Наклон коллекторных характеристик транзистора в схеме с ОЭ*
(рис. 2.7, б) выражен сильнее, нежели в схеме с ОБ. Это говорит о том, что сопротивление коллекторного перехода и напряжение пробоя у транзистора в схеме с ОЭ будут значительно меньше, чем в схеме с ОБ. Эту особенность можно объяснить тем, что приращение *ΔUкэ*частично падает на эмиттерном переходе, то есть вызывает приращение *ΔUбэ*,что неизбежно повлечет за собой увеличение эмиттерного тока и дополнительное приращение коллекторного тока.

а) б)

Рис. 2.7*. Статические ВАХ n-p-n-транзистора в схеме с ОЭ: а − входные; б − выходные (затемнена область неуправляемых токов)*

Сопротивление коллекторного перехода в предпробойной области уменьшается в *1+β* раз*,* наклон ВАХ быстро возрастает и пробой перехода наступает значительно раньше, чем в схеме с ОБ

где: *r*кп.оэ − сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОЭ; *r*кп.об − сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ.

 *Принципиальные отличия схем включения транзисторов с ОБ и с ОЭ.*

 1. У транзистора в схеме с ОБ отсутствует усиление по току, но усиле-

ние по напряжению в этой схеме лучше, чем в схеме с ОЭ.

 2. Схема на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, является лучшим усилителем мощности, так как в ней происходит усиление и по току и по напряжению.

 3. У транзистора в схеме с ОБ хуже согласующие свойства, чем
в схеме с ОЭ.

4. Сопротивление коллекторного перехода у транзистора в схеме с ОБ больше, чем в схеме с ОЭ в *(1+β)* раз., следовательно, напряжение пробоя коллекторного перехода у транзистора в схеме с ОБ больше, чем в
схеме с ОЭ.

5. Температурные и частотные свойства транзистора в схеме с ОБ лучше, чем в схеме с ОЭ.

6. У транзистора в схеме с ОБ слабее, чем в схеме с ОЭ, выражен эффект Эрли (влияние коллекторного напряжения на коллекторный ток и на входное напряжение более заметно в схеме с ОЭ.

**2.6. Статические параметры транзистора по переменному току**

Все параметры транзистора по переменной оставляющей тока можно выделить в две группы.

*1-я группа* − первичные (rэ, rб, rк, α); нельзя путать первичные параметры по переменной составляющей тока (rэ, rб, rк) с параметрами по постоянной составляющей тока (rэо, rбо, rко), так как первые из них учитывают еще и нелинейные свойства транзистора. Определить их можно из Т-образных схем замещения транзистора по переменному току.

*2-я группа* − вторичные (формальные).

Во вторую группу входят четыре системы параметров:

1) система h-параметров (смешанные или гибридные параметры);

2) система Y(q)-параметров (параметры проводимости);

3) система Z (r)-параметров (параметры сопротивлений);

4) система S (s)-параметров (параметры СВЧ-диапазона).

2.6.1. Система h-параметров (смешанные или гибридные параметры)

*Система h-параметров* − это система низкочастотных малосигнальных параметров. Для анализа этой системы параметров транзистор рекомендуется представлять в виде активного четырехполюсника (рис. 2.8).

Рис. 2.8. *Транзистор в виде активного четырехполюсника*

Чтобы исключить взаимное влияние цепей активного четырехполюсника, *h-параметры* измеряются в двух режимах:

а) режим холостого хода (Х.Х.) со стороны входа (на входе включается большая индуктивность);

б) режим короткого замыкания (К.З.) со стороны выхода (на выходе включается конденсатор большой емкости, при этом путь тока по постоянной составляющей сохраняется, а по переменной получается режим короткого замыкания.

Физическая сущность h − параметров:

1) h11− сопротивление транзистора на входных зажимах по переменной

 составляющей тока, Ом, определяется в режиме К.З. со стороны выхода;

 (*при U2 = const);*  (2.16)

2) h22 − проводимость транзистора на выходных зажимах транзистора,
Сим (определяется в режиме Х.Х. со стороны входа)

 *(при I1= const).*  (2.17)

На практике удобнее пользоваться выражением 1/h22;

3) h21 − статический коэффициент передачи тока со входа на выход, определяется в режиме К.З. со стороны выхода

(h21об ≈ α; h21оэ ≈ β); (*при U2 = const);* (2.18)

4) h12 − коэффициент внутренней обратной связи, показывает какая
часть выходного напряжения через элемент внутренней связи попадает на

вход (определяется в режиме Х,Х, со стороны входа):

  *(при I1= const).* (2.19)

*Система h-параметров* называется смешанной, или гибридной, потому что параметры имеют разные размерности.

Схема замещения транзистора в системе h-параметров представлена
на рис. 2.9.

В схеме замещения (рис. 2.9) отражены:

а) активные свойства транзистора (с помощью генератора тока h21I1);

б) внутренняя обратная связь по напряжению в транзисторе (с помощью генератора напряжения на входе h12U2);

в) наличие входного сопротивления и выходной проводимости транзистора (h11 и h22  соответственно).

Рис. 2.9. *Схема замещения транзистора через систему h-параметров*

**2.7. Температурные и частотные свойства**

**биполярного транзистора**

*Различают три основные причины зависимости коллекторного тока от температуры:*

1) зависимость тока неосновных носителей *Iкбо* от температуры (этот ток удваивается при изменении температуры на каждые 10 оС у германиевых транзисторов и на каждые 7 оС у кремниевых;

2) напряжение эмиттер-база с увеличением температуры уменьшается (примерная скорость этого уменьшения ΔUбэ / ΔТ ≈ - 2,5 мВ/оС);

3) коэффициент передачи тока базы β (h21) с повышением температуры увеличивается.

Самое ощутимое влияние на работу транзистора при повышении температуры оказывает ток *Iкбо.* За счет этого тока может произойти тепловой пробой коллекторного перехода.

Температурные свойства транзистора в схеме с ОБ лучше, чем в схеме с ОЭ. Например, если при температуре 20 оС германиевый транзистор имел коэффициент передачи тока эмиттера h21 = 50, ток коллектора *Iк = 100 мА,* ток неосновных носителей *Iкбо = 10 мкА,* то при изменении температуры с 20 оС до 70 оС у германиевого транзистора в схеме с ОБ произойдет увеличение тока *Iкбо* в 32 раза (1.5), то есть ток *Iкбо* станет равен 320 мкА, а ток коллектора
*Iк = 100,32 мА.* Такое незначительное увеличение тока коллектора при изменении температуры на +50 оС практически не нарушит работу транзистора.

В схеме на транзисторе с ОЭ картина иная, так как сквозной ток через коллекторный и эмиттерный переходы *Iкэо* *будет примерно в β раз больше тока Iкбо*, то есть у того же транзистора, что использовался в схеме с ОБ, при изменении температуры на те же +50 оС произойдет увеличение тока неосновных носителей *Iкэо* до 16 мА, а коллекторного тока со 100 мА до
116 мА. Такое изменение тока коллектора основательно повлияет на режим транзистора и на его основные характеристики.

*С повышением частоты усилительные свойства транзистора ухудшаются по двум причинам:*

 1) влияние диффузионной и барьерной емкостей эмиттерного и коллек-

торного переходов;

2) появление фазового сдвига между переменными составляющими тока эмиттера и коллектора. Период подводимых колебаний становится соизмеримым со временем пролета носителей, в базе происходит накопление объемного заряда, за счет которого затруднена инжекция носителей в базу из эмиттера, так как на рассасывание заряда требуется определенное время. Коэффициент передачи тока эмиттера уменьшается и становится комплексной величиной.

Для характеристики частотных свойств транзистора вводятся параметры:

*предельная частота транзистора* *f*пр − это такая частота, на которой статический коэффициент передачи тока эмиттера α уменьшается в √2 раз по сравнению с «α», измеренном на частоте 1000Гц;

*граничная частота транзистора* *f*гр − это такая частота, на которой модуль коэффициента передачи тока базы становится равным единице. На любой частоте в диапазоне *0,1fгр < f < fгр* модуль коэффициента передачи тока базы изменяется в два раза при изменении частоты в два раза;

*максимальная частота генерации* − наибольшая частота, при которой транзистор способен работать в схеме автогенератора при оптимальной обратной связи. Приближенно эта частота соответствует выражению

где *fгр* − граничная частота в МГц; *τк = r’бСк* − постоянная времени цепи обратной связи, определяющая устойчивость усилительного каскада к самовозбуждению; *r’б* − распределенное омическое сопротивление базовой области; Ск − емкость коллекторного перехода.

* 1. **БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В РАБОЧЕМ РЕЖИМЕ**

2.8.1. Общие сведения

Рабочим режимом транзистора принято называть его работу под нагрузкой. Функциональная схема усилителя в общем виде представлена на

рис. 2.9.

Рис. 2.9. *Функциональная схема электронного усилителя*

В усилителях, эквивалентная схема которого представлена на рис. 2.9, источник управляющей энергии называется *источником сигнала,* а цепь
усилителя, в которую поступают его электрические колебания, − *входом*.

Устройство, к которому подводят усиленные колебания, называется *нагрузкой*, а цепь усилителя, к которой подключают эту нагрузку, − *выходом*. Устройство, от которого усилитель получает энергию, преобразуемую им в усиленные электрические колебания, называют *источником питания* (обычно используют источник постоянного напряжения, а исключение составляют параметрические усилители).

2.8.2. Рекомендации по выбору транзисторов при использовании

их в усилительном и ключевом режимах

2.8.2.1. Выбор типа транзистора

При выборе типа транзистора в схему усилителя или ключа исходят из характера электронной схемы, а также требований к ее выходным электрическим параметрам и эксплутационным режимам. Особое значение имеет диапазон рабочих температур конструируемого устройства в целом.

Необходимо иметь в виду, что кремниевые транзисторы по сравнению с германиевыми лучше работают при повышенной температуре (вплоть до
125 оС ), но их коэффициент передачи по току сильно уменьшается при низких температурах.

Не рекомендуется применять мощные транзисторы в тех случаях, *когда* можно использовать маломощные, поскольку при работе мощных транзисторов, при малых токах, которые могут быть соизмеримы с обратным током коллектора, коэффициент передачи по току сильно зависит от тока, температуры окружающей среды, и, кроме того, мал по абсолютной величине. Использование мощных транзисторов без теплоотводов приводит к температурной неустойчивости работы транзистора.

Частотный предел усиления и генерирования транзисторов должен строго соответствовать схемным требованиям*.* Не следует применять высокочастотные транзисторы в низкочастотных каскадах, поскольку они склонны к самовозбуждению.

2.8.2.2. Выбор схемы включения

При выборе схемы включения транзистора по переменному току следует учитывать особенности различных схем.

*Схема включения с ОБ* обладает сравнительно малым входным и большим выходным сопротивлением, однако сравнительно небольшая зависимость параметров от температуры и более равномерная частотная характеристика выгодно отличает ее от других схем включения. В схеме с ОБ достигаются максимальные значения коллекторного напряжения, что важно для использования в ней мощных транзисторов.

*Схема включения с ОЭ* обладает наибольшим усилением по мощности, что уменьшает количество каскадов в схеме, но неравномерная частотная характеристика, большая зависимость параметров от температуры и меньшее максимально допустимое коллекторное напряжение снижают преимущества этой схемы включения. Входные и выходные сопротивления усилителя на транзисторах, включенных в схему с ОЭ, отличаются меньше, чем в схеме с ОБ, что облегчает построение многокаскадных усилителей.

*Схема включения с ОК* (эмиттерный повторитель) обладает большим входным и малым выходным сопротивлением. Это свойство находит широкое применение в согласующих каскадах. Частотная характеристика схемы сходна со схемой включения транзистора с ОЭ.

Порядок выбора схемы включения для транзисторов, работающих в режиме переключения, практически не отличается от случая работы их в усилительном режиме.

2.8.2.3. Выбор режима работы транзистора

При выборе режима работы транзистора не допускается превышение максимально допустимых значений напряжений, токов, температуры, мощности рассеяния, указанных в предельно допустимых режимах. Как правило, транзистор работает более устойчиво при неполном использовании его по напряжению и полном использовании его по току, чем наоборот. Не допускается работа транзистора при совмещенных максимально допустимых режимах, например, по напряжению и по току, и т.п.

Область рабочего тока коллектора Iк ограничена, с одной стороны, значением обратного тока коллектора *Iкбо* при максимальной рабочей температуре, и для устойчивой работы принимается *Iк = 10 Iкбо.max*, с другой стороны, *Iк* ограничен максимально допустимым значением *Iк.max.*

При выборе напряжения коллектора следует иметь в виду*:* максимальное напряжение коллектора ограничено его максимально допустимым значением в технических условиях (ТУ). Опыт показывает, что для повышения надежности и стабильности работы транзистора следует выбирать рабочее напряжение на коллекторе примерно 0.7 от максимально допустимого значения для соответствующей схемы включения, с учетом зависимости от температуры и тока коллектора.

При определении мощности, рассеиваемой транзистором, следует иметь в виду, что суммарная мощность по входу и выходу во всем рабочем диапазоне не должна быть выше максимально допустимого значения, указанного в ТУ.

**2.8.3. Режимы усиления (класс «А», класс «В», класс «С», класс«Д»)**

**Режимы усиления выделены в несколько классов. Для усилителей**

наиболее распространенными классами усиления являются *классы А, В, С, Д.* На рис. 2.10, б даны временные диаграммы коллекторного тока в режимах усиления класса «А» и «В». Форма коллекторного тока дает представление об уровне нелинейных искажений в выходном сигнале усилителя в зависимости от класса усиления.

*В режиме класса «А»* форма коллекторного тока почти идеальная, то есть уровень нелинейных искажений в выходном сигнале усилителя будет практически незаметен. Такая совершенная форма выходного тока возможна лишь в том случае, если рабочая точка задана на квазилинейном участке ВАХ (в данном случае это точка РТ1): положение РТ выбирают так, чтобы амплитуда переменной составляющей выходного тока была меньше тока покоя. В режиме класса»А» ток через транзистор течет непрерывно в течение всего периода изменения входного сигнала. Для оценки времени протекания тока через транзистор вводится понятие угла отсечки коллекторного тока «θ» − это половина интервала времени, в течение которого через транзистор течет ток. Угол отсечки коллекторного тока выражен обычно в градусах или радианах. В режиме класса «А» угол отсечки коллекторного тока *θА = 180о.* К недостатку рассмотренного режима следует отнести низкий коэффициент полезного действия (КПД < 0,5), так как в этом режиме велик коллекторный ток покоя Iкп. Из-за низкого КПД режим класса «А» рекомендуется использовать в каскадах предварительного усиления, а также в маломощных выходных каскадах.

*В режиме класса «В»* (на рис. 2.10, а − РТ2*)* форма коллекторного тока далека от идеальной, то есть уровень нелинейных искажений, по сравнению с режимом класса «А», резко возрос. Но КПД усилителя достаточно высокий, так как ток покоя сильно уменьшился, поэтому режим класса «В» рекомендуется использовать в двухтактных выходных усилителях средней и большой мощности, надо отметить, что в чистом виде этот режим используется редко. Чаще в качестве рабочего режима используется промежуточный режим − режим класса «АВ» в котором меньше нелинейные искажения. Угол отсечки коллекторного тока в режиме класса «В» в идеальном случае *θВ = 90 о,* а в режимекласса «АВ» − < *90 о.*

*В режиме класса «С»* ток покоя равен нулю, угол отсечки меньше, чем в режиме класса «В». Режим класса «С» рекомендуется использовать в

мощных резонансных усилителях, где нагрузкой является резонансный контур.

*В режиме класса «Д»* транзистор находится в двух устойчивых состояниях − открыт-закрыт, то есть режим класса «Д» − это ключевой режим.

Рис. 2.10. *Режимы усиления класса «А» и В: а − передаточная ВАХ;
 б − временные диаграммы коллекторного тока для режимов кл. «А» и кл. «В»; в − временные диаграммы входного напряжения при разных положениях РТ*

В качестве усилителей мощности на биполярных транзисторах наибольшее распространение получили схемы с общим эмиттером, так как при таком включении схема обеспечивает усиление и по току и по напряжению. Хорошим усилением по напряжению обладает схема усилителя на транзисторе с ОБ. но она не усиливает по току. Схема усилителя на транзисторе с ОК лучше других усиливает по току, но усиления напряжения в ней нет. Рабочий режим транзистора в схемах с ОЭ и ОБ характеризуется включением нагрузки в цепь коллектора (рис. 2.11, а, рис. 2.12, а соответственно), а в схеме с ОК − в цепь эмиттера (рис. 2.12, б).

В зависимости от частотного диапазона характер нагрузки меняется; в диапазоне звуковых частот в качестве такой нагрузки используется обычный резистор, а в высокочастотном диапазоне *−*  избирательная система, например, колебательный контур. В связи с этим различают: *усилители звуковых частот* (УЗЧ, прежнее название УНЧ) и *усилители радиочастот* (УРЧ, прежнее название УВЧ). На рис. 2.11, а, б, даны упрощенные схемы УЗЧ и УРЧ соответственно.

В схемах рис. 2.11, а, б: ГЗЧ − генератор напряжения звуковой частоты; ГРЧ − генератор напряжения радиочастот (высокой частоты).

а) б)

Рис. 2.11. *Схемы усилителей: а − усилитель звуковой частоты; б − усилитель радиочастот*

2.8.4. Усилители напряжения звуковых и средних частот

*Приведены анализ, сравнительная оценка схемам усилителей, способы подачи напряжения смещения в цепь базы, расчет элементов смещения и элементов температурной стабилизации положения РТ на ВАХ*

Кроме схемы, данной на рис. 2.11, а, в электронике широко используются схемы усилителей на транзисторе с общей базой и общим коллектором (рис. 2.12, а, б соответственно).

На рис. 2.13, а дана схема одиночного каскада усилителя, выполненного также на транзисторе с ОЭ, но, в отличие от схемы
рис. 2.11, а, в ней используется другой метод подачи смещения в цепь базы.

а) б)

Рис. 2.12. *Схемы усилителей ЗЧ: а − с ОБ; б − с ОК*

а) б)

Рис. 2.13. *Схема УЗЧ и его частотная характеристика а − схема усилителя; б − идеальная частотная характеристика усилителя*

2.8.4.1. О назначении элементов в схемах уcилителей

 на рис. 2.11, а; рис. 2.12, а, б; рис. 2.13, а

*Генератор переменной ЭДС (ГЗЧ)* на входе усилителя − напряжение этого генератора надо будет усиливать.

*Разделительные конденсаторы Ср1 и Ср2* предотвращают попадание постоянной составляющей на вход усилителя от генератора переменной эдс. Сопротивления этих конденсаторов на самой низкой частоте должно быть минимальным, чтобы не произошло «завала» частотной характеристики на низкой частоте (срезы частот на низкой и на высокой частотах на
рис. 2.13, б).

*Ек −* напряжение источника питания*;*

*Сб −* конденсатор, блокирующий источник питания, предотвращает потери полезного напряжения на внутреннем сопротивлении источника *Е*к.

*Конденсатор Сэ* устраняет ООС по переменной составляющей тока, чтобы не происходило уменьшения коэффициента усиления.

*Резисторы Rб1, Rб2, Rэ −* элементы смещения и температурнойстабилизации. Резистор *Rк −* нагрузка в коллектоной цепи*.*

2.8.4.2. Автоматическая подача напряжения смещения в цепь
базы и температурная стабилизация положения рабочей точки

Для нормальной работы усилительного каскада (отсутствие нелинейных, частотных искажений, влияние температурного фактора и пр.) необходимо обеспечить требуемый режим при отсутствии входного сигнала, то есть установить определенные токи и напряжения, значения которых зависят от схемного решения усилительного каскада и от выбора рабочей точки на семействе его входных и выходных характеристик.

Рабочая точка на ВАХ задается постоянными составляющими токов и напряжений в режиме покоя. Вопрос задания рабочей точки (РТ) решается двумя способами − она задается либо автономным независимым источником, либо автоматической подачей напряжения смещения в цепь базы. В реальных схемах усилителей отдается предпочтение второму способу, так как первый способ неэкономичен и особенно это заметно в многоступенных усилителях. В схемах рис. 2.11, а, 2.12, а, б, 2.13, а рабочая точка задается автоматической подачей напряжения смещения. В схемах усилителей на рис. 2.11 и 2.12, а рабочая точка задана ***методом фиксированного тока*** (через гасящий резистор Rб1), а в схемах на рис. 2.12, б и рис. 2.13, а − ***методом фиксированного******напряжения*** (с помощью делителя напряжения из резисторов Rб1 и Rб2). При изменении температуры режим транзистора, как было отмечено выше, может измениться. Следовательно, важно не просто задать РТ на ВАХ, но надо еще и обеспечить ей температурную стабильность. Один из способов стабилизации положения РТ на ВАХ предложен в схеме рис. 2.13, а − в цепь эмиттера включен резистор Rэ, на котором формируется напряжение обратной связи. Напряжение на резисторе Rэ в цепи эмиттера (Uэп = IэпRэ) − это напряжение отрицательной обратной связи (ООС*)*; при изменении температуры за счет изменения сквозного тока *Iкэо* изменяется ток коллектора, следовательно, изменяется и постоянная составляющая тока в цепи эмиттера Iэп, при этом меняется и падение напряжения *Uэп* на резисторе *Rэ*. Следовательно, напряжение на базе уменьшается, ток базы уменьшается до заданного значения. Таким образом, напряжение на Rэ изменяется пропорционально току коллектора, следовательно, в схеме усилителя действует ООС по току, которая и обеспечивает температурную стабилизацию РТ.

В параграфе 2.8.6 дана подробная информация об обратных связях в усилителях.

2.8.4.3. Расчет элементов смещения и температурной стабилизации

Сопротивление резистора смещения Rб1 в схеме рис. 2.11, а.

Резистор Rб1 и участок база-эмиттер транзистора образуют делитель напряжения в цепи источника Ек..

 (2.20)

Когда в схеме усилителя используется кремниевый транзистор, то напряжение, необходимое для отпирания эмиттерного перехода, составляет *0,6−0,9В*. Обычное значение *Uбэ*п *= 0,7 В.* Если пренебречь значением *Uбэ*п, то станет ясно, что к резистору *Rб1* прикладывается практически все напряжение источника Ек, следовательно этот резистор имеет боьшое сопротивление и как бы фиксирует ток базы транзистора (поэтому метод назван методом фиксированного тока).

Сопротивление резистора смещения Rб1 в схеме рис. 2.12, а. Методика определения сопротивления Rб1 в схеме усилителя на транзисторе с ОБ точно такая же, как и в схеме рис. 2.11, а.

Сопротивления резисторов смещения Rб1 и Rб2 в схеме рис. 2.13, а.

 Токи, протекающие через Rб1,− это сумма токов делителя и базы покоя

(*Iд и Iбп*). Эти токи должны быть взаимно независимыми, поэтому ток делителя берется значительно больше, чем ток базы покоя. В мощных каскадах усиления ток делителя берется больше тока базы покоя в 3−5 раз, а в случае маломощного усилителя − в 5−10 раз.

Рис. 2.14. *Схема замещения участка входной цепи для определения сопротивления резистора Rб2*

Через резистор Rб2 течет ток делителя*.* Напряжение *Uб2 = IдRб2* на сопротивлении резистора *Rб2*  − это сумма напряжений *Uбэ*п и *Uэ*п. Напряжение смещения *Uбэ*п получается в результате алгебраического сложения постоянных напряжений, которые формируются на резисторах *Rб2*  и *Rэ* и которые между собой включены последовательно, но встречно
 (рис. 2.14).

За счет большого тока делителя напряжение на резисторе *Rб2* будет практически фиксированным (поэтому такой метод подачи напряжения смещения назван методом фиксированного напряжения).

И окончательно сопротивления резисторов *Rб1 и Rб2*

 (2.21)

 (2.22)

Сопротивление резистора в цепи эмиттера Rэ (рис. 2.13, а)

 (2.22а)

где Iэп = Iкп + Iбп − постоянная составляющая тока эмиттера.

Если в условии задачи не оговорено значение *Uэп*, то можно

ориентировочно принять

Сопротивление резистора Rк в цепи коллектора (рис. 2.13)

 (2.23)

В режиме глубокого насыщения, когда напряжения на транзисторе становится практически равным нулю *(Uкэ ≈ 0,05*−*0,1)*, ток в цепи коллектора ограничивается только сопротивлением резистора *Rк.*

2.8.4.4. Анализ усилительных и фазоинвертирующих свойств усилительных каскадов при разных схемах включения транзистора

Обозначим коэффициент усиления по току через *КI,*, коэффициент усиления по напряжению через КU, коэффициент усиления по мощности через Кр, полезную мощность, выделенную в нагрузке через Рвых.

Определение параметров усиления в усилителях с элементами обратной связи подробно дан в параграфе 2.8.6 «Обратные связи в усилителях».

Из всех схем усилителей только схема на транзисторе с ОЭ инвертирует (изменяет) фазу входного сигнала на выходе на противоположную, поэтому именно эту схему используют в качестве фазоинвертора. В ключевых схемах схема с ОЭ используется для выполнения логической операции логического отрицания (операция «*НЕ*»).

Анализ входного и выходного сопротивлений усилителей с обратной связью дан очень подробно в разделе 2.8.6**,** поэтому к этим параметрам мы вернемся в конкретных задачах с учетом частотного диапазона, в котором будет работать усилитель.

2.8.5. Графоаналитический расчет усилительных каскадов

Графоаналитический способ расчета позволяет использовать экспериментально определенные характеристики, поэтому ему чаще всего и отдается предпочтенье.

2.8.5.1. Построение нагрузочной характеристики

В основе графоаналитического способа расчета усилителя лежит

построение нагрузочной характеристики по постоянному току на статических вольт-амперных характеристиках транзистора (рис. 2.15, б). Фактически линия нагрузки − это вольтамперная характеристика резистора в цепи коллектора (например, резистор *Rк*в схеме рис. 2.11, а), или двух резисторов (например, резисторы *Rк* и *Rэ*в схеме рис. 2.13, а), то есть линия нагрузки представляет собой вольтамперную характеристику той части схемы усилителя, в состав которой не входит нелинейный активный элемент (транзистор). В основе построения нагрузочной характеристики лежит уравнение транзистора в рабочем режиме:

− для схемы рис. 2.11, а, − для схемы рис. 2.13, а.

В данном случае работаем по схеме рис. 2.11, а. Так как элемент *Rк*имеет линейный характер, то и характеристика будет в виде прямой линии. Она может быть построена по двум точкам, при этом достаточно использовать два крайних состояния транзистора:

***1-е состояние***: транзистор закрыт, его сопротивление равно бесконечности, ток через прибор прекращается и напряжение на нем *Uк ≈ Ек* − это будет первая точка нагрузочной прямой (*точка А*); для конкретного транзистора расчетное *Uкэ.доп* должно быть больше Ек справочного.

***2-е состояние***: транзистор открыт полностью, то есть его сопротивление падает почти до нуля, падение напряжения на нем близко к нулю, а ток − максимальный и ограничивается лишь элементом *Rк.* В этом случае ток коллектора называется током насыщения *Iкн* ≈ *Ек*/*Rк.* Следовательно, вторая точка нагрузочной характеристики будет лежать на оси тока (точка В); при выборе конкретного транзистора значение коллекторного тока, полученного при расчете, должно быть меньше справочного значения тока *Iк.доп*.

Соединив точки "А" и "В" прямой линией, получим нагрузочную характеристику по постоянному току − линия «АВ».

Все возможные значения токов и напряжений транзистора определяются в точках пересечения его ВАХ с линией нагрузки по постоянному току. Если, например, задан ток *Iбп*, то падение напряжения на транзисторе *Uкэп* и ток *Iкп* через него в режиме покоя будут определяться положением рабочей точки "РТ". Если входной ток (ток базы) увеличить до значения Iб5 , то новые значения *Uкэп* и *Iкп* определяются положением точки "С" и т. д.

***Внимание.*** Построив нагрузочную, убедитесь, что она укладывается в рабочую область ВАХ, для чего рассчитайте характеристику допустимой мощности рассеивания на коллекторном переходе и постройте гиперболу рассеяния . Нагрузочная характеристика должна располагаться ниже гиперболы рассеивания (на рис. 2.15, б. нерабочая область затемнена).

2.8.5.2. Определение протяженности рабочего участка

нагрузочной характеристики

Прежде чем задать положение рабочей точки на нагрузочной характеристике, необходимо определить протяженность рабочего участка нагрузочной.

Рис. 2.15. *Выходные характеристики (б) и временные диаграммы усилителя: а − выходного тока Ik = f(t); в − выходного напряжения
Uкэ = f(t);*

Конечно, для получения максимальной выходной мощности желательно использование всей нагрузочной характеристики, но в *режиме насыщения* транзистора в выходном сигнале заметно увеличивается уровень нелинейных искажений, а в *режиме отсечки* (когда ток базы равен нулю) имеет место неуправляемый ток Iкэо. За счет этих двух режимов протяженность рабочего участка нагрузочной характеристики ограничивается отрезком «CD».

Конечно, для получения максимальной выходной мощности желательно использование всей нагрузочной характеристики, но в *режиме насыщения* транзистора в выходном сигнале заметно увеличивается уровень нелинейных искажений, а в *режиме отсечки* (когда ток базы равен нулю) имеет место неуправляемый ток Iкэо. За счет этих двух режимов протяженность рабочего участка нагрузочной характеристики ограничивается отрезком «CD».

2.8.5.3. Положение рабочей точки на ВАХ

На полученном рабочем участке «CD» в режиме покоя задается положение рабочей точки (РТ). Рабочая точка задается в таком месте нагрузочной характеристики, где при подключении генератора переменной ЭДС, изменения тока базы будут приблизительно симметричными относительно ее заданного положения, а мощность, потребляемая при этом усилителем, − минимальной. Следовательно, положение рабочей точки нелинейного активного прибора (транзистора) однозначно определяется управляющим сигналом со стороны входа. Рабочую точку, в общем случае, выбирают исходя из режима, в котором должен работать транзистор: если РТ задана правильно, то при подключении генератора входного сигнала приращения выходного напряжения ±ΔUвых.мак будут такими, при которых транзистор продолжает работать в активном режиме, мощность, рассеиваемая на нем, не будет превышать допустимую, нелинейные искажения будут минимальными, коэффициент полезного действия (КПД) высоким и будут выполняться условия

*;*

 *;*

,

где *Uкэ*п*, Iк*п − ток и напряжение коллектора в режиме покоя; *Uкэм,
Iкм −* амплитудные значения напряжения и тока коллектора; ; − допустимые значения напряжения на коллекторе и мощности, рассеиваемой на нем (их значения для данного типа транзистора берутся из справочной литературы).

Таким образом, рабочая точка должна располагаться ниже гиперболы рассеяния и левее вертикали .

2.8.5.4. Построение рабочей характеристики на входных ВАХ

После того как были проделаны все построения на выходных ВАХ транзистора, связанные с построением нагрузочной характеристики и определением положения рабочей точки на ней, необходимо построить *рабочую* *характеристику* на входных ВАХ и перенести все точки на нее с выходной нагрузочной. Так как семейство входных ВАХ представляет собой узкий пучок характеристик, то достаточно взять одну из них и использовать ее как рабочую (рис. 2.16).

**Примечание.** Для расчетов нельзя использовать характеристику, снятую при напряжении на коллекторе равном нулю.

Рабочая точка на входной рабочей характеристике должна строго соответствовать значению тока базы покоя на нагрузочной (в данном случае ток базы покоя *Iб*п *= 200 мкА*). Напряжение на коллекторе очень слабо влияет на входные напряжение и ток, поэтому значение *Uкэ*для положения РТ не критично и может отличаться от *Uкэ*п, установленного на нагрузочной характеристике. Точка D**’** на рабочей характеристике лежит на оси напряжения, так как базовый ток отсутствует, но эта точка лежит не в начале координат, потому что в цепи коллектор-эмиттер течет ток неосновных носителей *Iкэо,* за счет которого и создается падение напряжения на участке база-эмиттер.

По форме переменного напряжения на входе усилителя (рис. 2.16, в)можно судить об уровне нелинейных искажений во входном сигнале: *U*бэ − это падение напряжения на входном сопротивлении транзистора, а оно имеет нелинейный характер, то есть сам транзистор может стать причиной дополнительных нелинейных искажений в выходном сигнале.

Заданное положение РТ на ВАХ характеризуется ее параметрами − *I*бп, *U*бэп, *I*кп, *U*кэп, *P*кп, и эти параметры необходимо обеспечить в реальной схеме, выбрав соответствующие напряжения источников питания и смещения, а также рассчитать по этим параметрам номиналы режимных резисторов (Rб1,. Rб2,Rэ, Rк) в соответствии с формулами 2.21, 2.22,
2.22, а, 2.23.

Рис. 2.16. *Рабочая характеристика усилителя (б) и временные диаграммы: а − входного тока Iб = f (t); в − входного напряжения
Uб = f (t)*

2.8.5.5. Параметры усиления

Кроме параметров по постоянной составляющей тока, по временным диаграммам (рис. 2.15, а, в и рис. 2.16, а, в) можно определить параметры усиления − коэффициенты усиления по току, по напряжению, по мощности, полезную мощность, выделенную в нагрузке:

(2.24)

(2.25)

 (2.26)

 (2.27)

Используя формулы (2.24 − 2.27) и параметры из временных диаграмм, определение параметров усиления не должно вызывать затруднений.

2.8.6. Обратные связи в усилителях

 Обратной связью (ОС) называется такая электрическая связь между выходом и входом усилителя, при которой часть энергии усиленного сигнала с выхода усилителя подается обратно на его вход. Обратная связь может быть полезной или паразитной.

***Полезная ОС*** способствует улучшению основных характеристик усилителя, а возникает она в результате применения специальных схем.

***Паразитная ОС*** нарушает нормальную работу усилителя, а возникает она в результате взаимного влияния цепей друг на друга.

2.8.6.1. Полезная обратная связь в усилителях

Чтобы часть энергии усиленного сигнала с выхода усилителя передать на вход, необходимо между входом и выходом включить элемент обратной связи (ЭОС), или иначе − схему цепи обратной связи.

Обратная связь в усилителях может быть как по напряжению, так и по току: это зависит от того, как подключена цепь обратной связи к нагрузке на

выходе усилителя:

1. **Обратная связь по напряжению:** ЭОС подключается к выходу усилителя параллельно его нагрузке (рис. 2.17, а, в) и напряжение обратной связи (*Uос*) при этом будет прямо пропорционально выходному напряжению.

 2. **Обратная связь по току*:*** цепь обратной связи подключается на выход усилителя последовательно с его нагрузкой (рис. 2.17, б).

 3. **Смешанная обратная связь**: используется комбинация первых двух способов, при этом напряжение обратной связи содержит две составляющие, пропорциональные напряжению и току.

Обозначения на структурных схемах усилителей (рис. 2.17, а, б, в):

УЗЧ − усилитель напряжения звуковой частоты;

*ЭОС* − элемент обратной связи (цепь обратной связи − ЦОС);

*Zн* − сопротивление нагрузки усилителя;

*Uс* − напряжение источника входного сигнала;

*Uвх* − напряжение на входе усилителя;

*Uвых* − напряжение на выходе усилителя;

*Uос* − напряжение обратной связи на выходе элемента обратной связи.

 а) б) в)

Рис. 2.17*. Структурные схемы усилителей, охваченных ОС: а, в − ОС по напряжению; б − ОС по току*

По способу подключения ЭОС ко входу усилителя различают две разновидности ОС:

1. **Последовательная ОС** (рис. 2.17, а, б): цепь обратной связи подключается последовательно с источником сигнала на входе усилителя;
2. **Параллельная ОС** (рис. 2.17, в): цепь обратной связи подключается параллельно источнику сигнала на входе усилителя.

**Примечание**

Если схема усилителя окажется достаточно сложной для того, чтобы

определить, какой вид обратной связи (по току или по напряжению) используется в ней, то рекомендуется поступить следующим образом: мысленно закоротить цепь нагрузки, если при этом напряжение обратной связи исчезнет, это значит, что в схеме усилителя действует обратная связь по напряжению. Если же напряжение обратной связи исчезнет при обрыве цепи нагрузки, то это значит, что в схеме усилителя действует обратная связь по току.

Если требуется в этой схеме усилителя определить разновидность обратной связи (последовательная или параллельная), то нужно мысленно оборвать цепь источника сигнала, а затем его закоротить. Если при обрыве цепи источника сигнала напряжение обратной связи не подается на вход усилителя, то в схеме действует последовательная обратная связь, а если при коротком замыкании цепи источника сигнала напряжение обратной связи не подается на вход усилителя, то в схеме действует параллельная обратная связь.

Напряжение обратной связи, в зависимости от схемного решения цепи обратной связи, может быть в фазе или в противофазе со входным сигналом. Результатом воздействия на работу усилителя, в том и другом случаях, будет изменение одного из главных показателей усилителя − коэффициента усиления по напряжению усилителя, который показывает, во сколько раз напряжение на выходе больше напряжения на входе, поэтому есть смысл рассмотреть коэффициенты усиления по напряжению в схемах с обратными связями и без них.

Назовем коэффициент усиления напряжения усилителя без обратной связи коэффициентом прямой передачи и обозначим его через «*К*», а коэффициент усиления напряжения усилителя с обратной связью обозначим через «*Кос*» который в общем случае, имеет комплексный характер.

 (2.28)

 (2.29)

Чтобы оценить, какая часть напряжения с выхода через цепь обратной связи попадает на вход усилителя, вводится понятие коэффициента передачи цепи обратной связи − γ:

 (2.30)

Пределы изменения γ от 0 до + 1 − при положительной обратной связи и от 0 до − 1 − при отрицательной обратной связи.

Чем больше γ, тем глубже обратная связь. Напряжение обратной связи *Uос* в общем случае

*Uос = ±γ Uвых.*

При наличии обратной связи в усилителе на его вход поступает сумма напряжений − напряжение обратной связи и напряжение от источника
сигнала.

;

;

.

Если напряжение обратной связи окажется в фазе со входным сигналом, то такую обратную связь принято называть **положительной − ПОС**(автогенераторы, компараторы и пр. работают с положительной обратной связью). При положительной обратной связи общий коэффициент усиления увеличивается.

Если напряжение обратной связи окажется в противофазе со входным сигналом, то такую обратную связь принято называть **отрицательной −ООС** (усилители, автогенераторы, операционные усилители и пр).

Произведение ±γК называется фактором обратной связи, его знаксовпадает со знаком обратной связи*;* при положительной обратной связи знаменатель дроби уменьшается, а коэффициент усиления увеличивается, при отрицательной обратной связи знаменатель дроби увеличивается, а коэффициент усиления уменьшается.

Если фазовый сдвиг между напряжениями *Uс* и *Uос* будет равен «π», то в этом случае

 . (2.31)

И, следовательно, коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, уменьшается в раз по сравнению с коэффициентом усиления без ОС. В тех схемах, где используется глубокая отрицательная обратная связь коэффициент усиления усилителя практически не зависит от параметров усилительного тракта, так как произведение *Кγ* в этом случае значительно больше единицы, поэтому

 (2.32)

Таким образом, в соответствии с (2.32) коэффициент усиления усилителя определяется только параметрами цепи ОС, что и определяет высокую стабильность коэффициента усиления: цепь обратной связи выполняется на пассивных элементах, электрические параметры которых более постоянны, нежели параметры транзистора, поэтому величину «γ» будем считать величиной постоянной.

В процессе эксплуатации параметры транзистора сильно изменяются, а это приводит к тому, что и параметры усилительного каскада, связанные с параметрами транзистора, также изменяются. Например, при изменении температуры окружающей среды или напряжений источников питания изменяется коэффициент усиления усилителя.

Изменение коэффициента усиления усилителя без ООС можно оценить относительной величиной dК/К, в усилителях с ООС − величиной dКос/Кос. Величину γ считаем постоянной, а величину dКос можно найти простым дифференцированием уравнения (2.31) по «К»

 (2.33)

На первый взгляд для усилителя это явление − уменьшение коэффициента усиления − нежелательное, но дело в том, что именно ООС обеспечивает схеме усилителя стабильность коэффициента усиления по напряжению: коэффициент усиления усилителя подвержен влиянию многих факторов (непостоянство напряжения источников питания, изменение температуры, старение элементов схемы, влажность, давление и пр.), поэтому схема усилителя должна отслеживать изменения режима работы и отрабатывать их.

Сущность стабильности коэффициента усиления усилителя*,* охваченного ООС, заключается в следующем. Если за счет перечисленных факторов произошло увеличение коэффициента усиления на величину ΔК, то напряжение обратной связи увеличится на соответствующую величину ΔUос, а следовательно, напряжение на входе усилителя Uвх уменьшится. Если же произошло уменьшение усиления, то напряжение обратной связи уменьшится, а напряжение на входе усилителя возрастет.

**Пример.** В усилителе, охваченном отрицательной обратной связью (ООС), известно: коэффициент усиления усилителя без ООС равен К = 100; коэффициент передачи обратной связи γ = 0,2.

Требуется определить, как изменится коэффициент усилителя при наличии ООС, если коэффициент усиления К собственно усилителя (без ООС) увеличился на 10 %.

Коэффициент усиления при наличии в схеме усилителя ООС (2.31)

*.*

Новое значение коэффициента усиления усилителя с ООС при изменении собственно коэффициента усиления усилителя на 10 %:

.

Расчет показывает, что при изменении коэффициента усиления усилителя без ООС на 10 %, коэффициент усиления усилителя с ООС изменился всего лишь на 2 %, что практически не скажется на работе усилителя, то есть ООС действительно обеспечивает стабильность параметру «К».

*Вывод*. ООС в усилителе препятствует любому изменению величины коэффициента усиления напряжения и этим оправдано ее применение в усилительных устройствах. За счет ООС в схемах удается отслеживать и корректировать положение рабочей точки усилителя на ВАХ, а, следовательно, и изменения коэффициента усиления усилителя.

**3. УНИПОЛЯРНЫЕ (ПОЛЕВЫЕ) ТРАНЗИСТОРЫ**

**3.1. Общие сведения**

В полевых транзисторах в образовании тока участвуют носители зарядов одного знака (или дырки, или электроны). Основным способом движения носителей можно считать дрейфовый, так как процессы инжекции и диффузии практически отсутствуют. В основе работы полевых транзисторов лежит эффект поля. Металлический электрод, создающий эффект поля, называется затвором. Стоком называют электрод, на который поступают рабочие носители канала, а истоком, − от которого эти носители движутся (исток обычно соединяют с основной пластиной полупроводника − подложкой). Проводящий слой, по которому проходит рабочий ток, называется каналом. Каналы могут быть *приповерхностными и объемными*. В транзисторах *с приповерхностным каналом* затвор отделен от канала слоем диэлектрика (МДП или МОП-транзисторы), а *при объемном канале* − обедненным слоем, который создается с помощью электронно-дырочного p-n-перехода.

Сущность процессов, связанных с образованием канала в полевом транзисторе с управляемым электронно-дырочным p-n-переходом, при изменении напряжения на переходе можно схематично представить так, как это изображено на рис. 3.1.

Рис. 3.1. *Схематичное изображение образования канала*

С целью увеличения глубины модуляции канала сплавной переход выполнен в виде кольца, охватывающего канал, в результате чего переход образует *диафрагму*, диаметр отверстия которого изменяется в такт с изменением напряжения на переходе. *Диафрагма* − это и есть канал у полевого транзистора (отсюда и появилось название у этого типа транзисторов − *канальные*)*.*

Что общего у транзисторов с приповерхностным и объемным каналами?

1. Отсутствие инжекции и диффузии, а основной способ движения носителей − дрейф.

2. Управляющим электродом является затвор. Управление выходным током осуществляется с помощью поперечного электрического поля, то есть полевые транзисторы работают в режиме заданного напряжения на затворе. В принципе изменять ток стока можно с помощью и напряжения на стоке, но его влияние на ток гораздо слабее, чем затвора, поэтому командное место в управлении током принадлежит затвору.

3. Входная цепь полевых транзисторов не потребляет тока, так как управляющая цепь отделена от канала либо диэлектриком (у МОП-транзисторов), либо обратносмещенным p-n-переходом (у канальных).

4. За счет того, что входные цепи не потребляют токов, нагрузочная способность полевых транзисторов в ключевом режиме высокая: на один МОП-ключ можно нагрузить свыше 50 идентичных ключей.

5. Входное сопротивление у полевых транзисторов велико.

3.2. Принцип действия, статические ВАХ полевого транзистора с объемным каналом (с управляемым p-n-переходом)

На рис. 3.2 дана модель полевого транзистора с управляемым p-n- переходом. На границе раздела двух областей образовался p-n-переход, поле в области которого препятствует проникновению основных носителей − электронов из n-канала в p-область.

Рис. 3.2. *Модель полевого транзистора с управляемым p-n-переходом*

Электронно-дырочный p-n-переход находится в обратносмещенном состоянии, и в цепи затвора течет лишь ток неосновных носителей *Iзо*. В маломощных полевых транзисторах ток *Iзо* настолько мал, что им пренебрегают, но в мощных транзисторах и в диапазоне высоких частот влияние этого тока возрастает и с ним приходится считаться. Для кремниевых p-n-переходов обратный ток составляет менее *10--11 А*, и, таким образом, усиление мощности обеспечивается малой величиной входного тока.

Переход у полевого канального транзистора несимметричный, так как по мере приближения к стоку потенциал увеличивается и получается, что к верхней части перехода прикладывается большее напряжение. В схеме
рис. 3.2:

евх − генератор переменной ЭДС на входе .

*Rc* − сопротивление нагрузки в цепи стока;

*Ес* − источник постоянного напряжения в цепи стока, создает ускоряющее поле, под действием которого носители направленно движутся от истока к стоку;

*Есм* − источник смещения, создает поперечное электрическое поле, с помощью которого регулируется ширина запрещенной зоны p-n-перехода, т.е. изменяется поперечное сечение канала, и таким образом, регулируется ток стока (выходной ток); при *Uзи = 0* сечение канала будет максимальным, ток стока и крутизна наибольшими, что хорошо просматривается на стокозатворных ВАХ транзистора (рис. 3.3). В зависимости от типа канала полярность напряжения на затворе меняется.

а) б)

Рис. 3.3. *Стокозатворные (передаточные) ВАХ транзисторов с разным типом каналов: а* − *для n-канала; б − для p-канала*

Практическую ценность стокозатворной характеристики переоценить трудно: она позволяет выбрать режим транзистора по постоянному току, оценить усилительные свойства транзистора, выяснить характер и оценить уровень нелинейных искажений усиливаемого сигнала.

Анализ стокозатворных ВАХ полевого канального транзистора показывает, что *такие транзисторы работают строго при одной полярности напряжения на затворе:* если произойдет смена полярности напряжения на затворе, то p-n-переход приходит в прямосмещенное состояние, транзистор перестает быть униполярным, так как начнется инжекция неосновных носителей в канал. Кроме того, сопротивление входной цепи резко уменьшается, во входной цепи может потечь недопустимо большой ток, что приведет к гибели транзистора. *Таким образом, полевой канальный транзистор работает только в режиме обеднения канала.*

Напряжение на затворе, при котором перекрывается токопроводящий канал, называется *напряжением отсечки Uотс*. Если напряжение *Uзи* меньше *Uотс* и подано напряжение на участок сток-исток Uси, то через транзистор будет протекать ток.

*Рассмотрим процесс получения статических стоковых (выходных) ВАХ канального транзистора.*

С увеличением напряжения *Uси* растет обратное напряжение на участке сток-затвор, следовательно, ширина запрещенной зоны перехода будет увеличиваться в направлении от истока к стоку. Когда разность напряжений *Uси − Uзи* станет равной напряжению отсечки, прекращается прирост тока стока, несмотря на дальнейшее увеличение напряжения на стоке
(рис. 3.5). Такое состояние транзистора наступает в момент образования горловины канала, при этом ток стока называется *током насыщения*, а напряжение на участке сток-исток − *напряжением насыщения* . Э*то выражение является уравнением границы между крутой и пологой областями ВАХ.*

Модуляцию поперечного сечения канала при увеличении напряжения на стоке и, как результат, образование горловины канала в транзисторе можно схематично представить рис. 3.4, а, б, в.

а) б) в)

Рис. 3.4. *Сечение канала транзистора с объемным каналом: а* − *ненасыщенный режим; б* − *на границе насыщения; в* − *насыщенный режим,*

На рисунке: w − толщина канала; L − длина канала.

*Напряжение насыщения* *Uсин* − это такое «критическое» напряжение, при котором окончательно формируется «горловина» канала и ток стока при увеличении *Uси* не меняется. Не следует путать понятия области насыщения биполярного и полевого транзисторов: эти понятия полностью противоположны, так как насыщение биполярного транзистора есть состояние с малым напряжением Uкэ, а область насыщения полевого транзистора − это область больших напряжений Uси, в которой транзистор дает весь ток стока, который только может дать при данном напряжении на затворе.

Увеличение напряжения на стоке вызывает прирост тока стока, но при этом увеличивается обратное напряжение на переходе участка затвор-сток, что вызывает уже более заметное сужение канала и существенное увеличение его сопротивления и, таким образом, ток, протекающий через канал, порождает условия, при которых происходит ограничение его возрастания. Механизм насыщения скорости дрейфа позволяет получить совпадение теории и эксперимента; дело в том, что почти все падение напряжения сосредоточено в самой узкой части канала (верхней его части − горловине). В результате в этой области напряженность поля получается очень высокой, подвижность носителей быстро падает, скорость их движения достигает насыщения и плотность тока через канал перестает зависеть от напряжения.

Рис. 3.5. *Семейство стоковых ВАХ: Iс = f(Uси) при Uзи = const*

Если на затвор подать более отрицательное напряжение (случай с n-каналом), то сечение канала уменьшается, сопротивление увеличится и начальный участок новой ВАХ будет иметь наклон, соответствующий большему значению сопротивления. Выход транзистора на криволинейный участок и в область насыщения произойдет раньше, то есть при меньших значениях напряжения на стоке (*точки E; D; В при* *Uзи < 0*).

*На крутых участках ВАХ* ток стока является функцией двух напря-
жений − на стоке и на затворе, а *на пологих участках* − функцией только напряжения на затворе. В усилительной технике полевые транзисторы (и канальные, и МОП) обычно работают на пологих участках ВАХ, поскольку этим участкам соответствуют наименьшие нелинейные искажения и оптимальные значения дифференциальных параметров − крутизны, внутреннего сопротивления и собственного коэффициента усиления. На стоковых ВАХ (рис. 3.5) пунктирной линией, соединяющей точки *E, D, B*, обозначена граница между пологими и крутыми участками ВАХ. Такое резкое разделение крутых и пологих участков ВАХ, разумеется, носит условный характер, но в инженерной практике позволяет пользоваться наиболее удобной аппроксимацией ВАХ, так как очень точные выражения ВАХ оказываются достаточно сложными (особенно для МОП-транзисторов).

3.2.1. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов

с управляемым p-n-переходом для инженерных расчетов

При проектировании усилительных схем на полевых канальныхтранзисторах достаточную для инженерных расчетов точность дают следующие аппроксимации вольт-амперных характеристик.

При работе в пологой области ВАХ ток стока, при заданном напряжении на затворе, определяется из выражения

 (3.1)

где b − удельная крутизна канального транзистора (мА/В2).

 (3.2)

*Примечание.*

В отличии от обычного понятия крутизны, которая характеризует управляющие свойства затвора, удельная крутизна определяется геометрией транзистора

*мА / В2*

где ξо − диэлектрическая проницаемость вакуума, Ф / см;

ξ*д*  − диэлектрическая проницаемость диэлектрика (для SiO2  значение ξ*д*= 3,5);

μ − приповерхностная подвижность носителей ( она в 2−3 раза меньше объемной), см2 / В×с;

L − длина канала;

Z − ширина затвора;

a − расстояние от «дна» n-слоя до металлургической границы (мкм).

Квадратичная аппроксимация тока стока на пологих участках (3.1) отражает линейную зависимось крутизны от напряжения на затворе, что является одной из отличительных черт полевых транзисторов. Крутизна транзистора в пологой области определяется выражением

 (3.3)

Максимальное значение крутизны *Sмак* для канального транзистора получается при напряжении на затворе, равном нулю:

 (3.4)

Если при расчетах усилительных схем более удобной окажется зависимость крутизны от тока стока , а не от напряжения на затворе, то, объеденив формулы (3.1 и 3.3), получим

 (3.5)

Выражение (3.1) по существу описывает стокозатворную характе-
ристику.

*Примечание.* Разница между эспериментальными данными и расчетами, выполненными по формулам (3.1 и 3.3), не превышает 5%, что объясняется (в области малых напряжений на затворе) влиянием внутренней отрицательной обратной связи, проявляющейся на объемных сопротивлениях истока и стока (rи и rс соответственно). В большинстве случаев эти сопротивления при инженерных расчетах не учитываются (диапазон его изменения от 30 до 800 Ом).

*При работе на крутом участке ВАХ* *ток стока*

 (3.6)

Кроме рассмотренных параметров канального транзистора заслуживают внимания малосигнальные статические параметры:

а) *дифференциальное (внутреннее) сопротивление канала* характеризуется наклоном характеристик при полностью открытом канале, когда *Uзи=0.*

*Дифференциальное сопротивление канала − это фактически выходное сопротивление транзистора (определяется в режиме насыщения);*

Значение этого параметра особенно важно для случаев применения полевых транзисторов в схемах аналоговых коммутаторов и модуляторов или в качестве регулируемого сопротивления; во всех этих случаях транзистор работает в крутой области ВАХ;

б) статический коэффициент усиления по напряжению

Коэффициент *Кстат* показывает, во сколько раз управляющие свойства затвора сильнее, чем у стока. Знак минус говорит лишь о том, что для поддержания постоянного тока через транзистор напряжения на затворе и на стоке должны быть противоположными по знаку;

в) статическое сопротивление транзистора по постоянной составляющей тока, Ом *(определяется в рабочей точке по ВАХ);*

г) входное сопротивление между затвором и истоком (определяется при максимально допустимом напряжении между этими электродами):

Входное сопротивление канального транзистора определяется обратным током p-n-перехода и составляет не более 1011 Ом.

Основным достоинством транзисторов с объемным каналом перед МОП-транзисторами является почти полное отсутствие шумов и стабильность характеристик во времени. Единственным типом шума у них является тепловой шум.

**3.3.** **Полевые МДП (МОП)-транзисторы с**

**изолированным затвором**

М − металл, П − полупроводник.

Д(O) − диэлектрик (в современных интегральных схемах в качестве диэлектрика используется окисел кремния SiO2, отсюда и название − МОП).

В МОП-транзисторах затвор отделен от канала тонким слоем диэлектрика (0,2−0,3мкм).

В основе классификации МОП-транзисторов лежат две конструктивные особенности − *индуцированный канал и встроенный канал* (рис. 3.6 и 3.7 соответственно).

3.2.1. Принцип действия, статические стокозатворные ВАХ

МОП-транзисторов с изолированным затвором

В качестве примера рассмотрим работу полевого МОП-транзистора с «n»-каналом, выполненного на основе кремния, у которого роль диэлектрика выполняет слой SiO2; главная особенность этого слоя состоит в том , что он всегда содержит примеси донорного типа (натрий, калий, водород). Примеси сосредоточены вблизи границы с кремнием, в результате чего в пленке SiO2 образуется тонкий слой положительно заряженных донорных атомов. Отданные ими электроны переходят в приповерхностный слой кремния. Если при этом используется подложка n−типа, то эти электроны создают обогащенный слой, что препятствует образованию p-канала, поэтому у транзисторов с p-каналом требуется большее пороговое напряжение, чем при n-канале.

Рис. 3.6. *Структура МОП-транзистора с индуцированным n-каналом*

Рис. 3.7. *Структура МОП-транзистора со встроенным n-каналом*

Имея такое преимущество и, кроме того, являясь более быстродействующими (скорость движения электронов гораздо больше, чем дырок), МОП-транзисторы с n-каналом получили большее распространение.

Как и в канальном у МОП-транзистора управляющим электродом является затвор. Ток в цепи стока будет зависеть от режима, который задан по затвору

***1-й режим***. Затвор соединен с истоком (*Uзи=0*).

Ток в цепи стока будет ничтожно мал, так как при заданных условиях между стоком и истоком действуют два встречно включенных p-n+-перехода, и канал фактически отсутствует.

***2-й режим.*** На затвор подано отрицательное напряжение (*Uзи < 0*).

Приповерхностный слой обогащается дырками, подтянутыми из подложки полем затвора. Тока в цепи стока по-прежнему не будет.

***3-й режим.*** На затвор подано положительное напряжение (*Uзи>0*)*.*

Приповерхностный слой обогащается носителями − электронами, образуя n-канал. Уровень напряжения на затворе, при котором появляется проводимость в канале, называется *пороговым Uо* (практически значения полного порогового напряжения лежат в пределах *Uo = 0,5*−*3,5B.* Дальнейшее увеличение положительного напряжения на затворе вызывает рост тока во внешней цепи; ток в цепи стока достигает своего номинального значения при напряжении на затворе примерно равном удвоенному пороговому напряжению (*при Uзи ≈ 2Uо*).

***Заключение по режимам:***

режим третий является рабочим;

канал, отсутствующий в равновесном состоянии (при отсутствии напряжения на затворе) и образующийся под действием внешнего напряжения (в данном случае − положительного), *называется индуцированным*(рис. 3.6). Длина канала равна расстоянию между стоком и истоком (*L*), а ширина − протяженности слоев стока и истока (*Z*). Толщина индуцированного канала практически неизменна и составляет 1−2 нм, поэтому модуляция его проводимости возможна лишь за счет изменения концентрации носителей, подтянутых в канал из подложки*. Транзисторы с индуцированным n-каналом работают только при положительной полярности напряжения на затворе, то есть в режиме обогащения канала* (рис. 3.8, а);

для полевого транзистора с индуцированным каналом параметр напряжения отсечки *Uотс* теряет смысл, а более удобным будет понятие *порогового напряжения* *Uо*. Так как номинальный ток через транзистор с индуцированным каналом развивается при условии, если напряжение на затворе
*Uзи ≈ 2Uо*, то и максимальная крутизна его достигается при *Uзи ≈ 2Uо;*

если концентрация электронов, поступившая из диэлектрика, очень высокая, то в подложке p-типа между стоком и истоком образуется n-канал, но он возникает при *Uзи = 0,* следовательно, такой канал уже нельзя называть индуцированным, и транзистор в этом случае принято называть *МОП-транзистором со встроенным каналом (встроенным заранее)*. Технологически встроенный канал получают с помощью ионного легирования в виде тонкого приповерхностного слоя. *Такие транзисторы работают при обеих полярностях напряжения на затворе, то есть в режиме обогащения и обеднения канала* (рис. 3.8, б);

 а) б)

Рис. 3.8. *Стокозатворные ВАХ МОП-транзисторов: а − с индуцированным каналом; б − со встроенным каналом*

подложка МОП-транзисторов делается из материала с высоким удельным сопротивлением − для облегчения образования канала и увеличения пробивного напряжения переходов стока и истока;

механизм работы МОП-транзисторов с n- и p-каналами одинаков, а принципиальная разница в свойствах дана выше;

сочетание МОП-транзисторов с n- и p-каналами получило название комплементарных пар, или дополняющих транзисторов (рис. 3.9); при таком включении МОП-транзисторы работают в режиме малого потребления мощности, так как при любой полярности входного сигнала один из транзисторов всегда закрыт и в цепи течет лишь ток неосновных носителей.

Рис. 3.9. *Комплементарная пара на МОП*−*транзисторах*

3.3.2. Стоковые характеристики и параметры МОП-транзисторов

При отсутствии напряжения на стоке (*Uси = 0*) тока в канале нет: поле в диэлектрике однородное и поперечное сечение канала одинаково по всей его длине. По мере увеличения *Uси* увеличивается ток стока, меняется структура канала, так как разность потенциалов между затвором и поверхностью в направлении стока начинает уменьшаться, и тогда, когда она станет равной нулю, сформируется горловина канала. Напряжение на стоке при этом называется *напряжением насыщения Uси.н*, а ток, соответствующий ему, − *током насыщения* (*Iсн*):

. (3.7)

Дальнейшее изменение напряжения на стоке почти не вызывает прироста тока стока. Таким образом, статическая стоковая характеристика МОП-транзистора при любом типе канала, как и у транзистора с управляемым p-n-переходом, состоит из крутого и пологого участков (рис. 3.10, а, б).

а) б)

Рис. 3.10. *Стоковые ВАХ МОП-транзистора: а* − *с индуцированным каналом; б*  − *со встроенным каналом*

В пределах крутого участка ток стока является функцией двух напряжений (*Uзи и Uси*), а на пологих − функцией одного (напряжения на затворе *Uзи*). Крутые участки статических стоковых ВАХ используются в импульсном режиме, а пологие − в усилительном.

Использование в импульсном режиме крутых участков ВАХ диктуется необходимостью получения возможно малого остаточного напряжения на открытом транзисторе.

При инженерном проектировании усилительных каскадов достаточную точность расчета обеспечивает следующая аппроксимация вольтамперных характеристик:

*а)* *для крутых участков ВАХ*, где *Uси < Uзи − Uo*), ток стока является

функцией двух напряжений:

 (3.8)

где b − удельная крутизна МОП-транзистора, мА/В2;

где Сo − удельная емкость между металлом и поверхностью полупроводника (затвор-канал), определяет управляющую способность затвора, пФ/мм2:

где d − толщина диэлектрика ( d = 0,1−0,15 мкм).

Ключевые схемы работают на крутых участках ВАХ, то есть при очень малом остаточном напряжении на открытом *МОП*-транзисторе (порядка
0,1 В и меньше), следовательно, справедливо выражение *Uси << (Uзи − Uо*), а потому в формуле (3.8) можно пренебречь квадратичным членом, в результате чего она принимает вид

 (3.9)

Сопротивление канала

 *R0 = 1 / b(Uзи − U0).* (3.10)

Как видно из (3.10) сопротивление канала можно регулировать в широких пределах , изменяя напряжение на затворе.

При *Uси > Uсин*ток стока остается без изменения: *Iс =Iсн,* поэтому,подставив в формулу (3.10) значение , получим выражение (3.11) для пологих участков ВАХ;

*б) для пологих участков ВАХ*

 (3.11)

Из выражения (3.11) можно получить значение крутизны МОП-транзистора

*S = b(Uзи − U0).*

За номинальный ток МДП-транзистора принимается ток, соответствующий напряжению на затворе *Uзи ≈ 2Uo*, следовательно *S = bU0*

 . (3.12)

При номинальном токе через транзистор напряжение насыщения стока *Uсин = Uо.*

***Примечание 1.*** Формулы, описывающие крутые и пологие участки вольт-амперных характеристик МОП-транзистора, справедливы для транзисторов, у которых концентрация примеси не превышает 1015см− 3. Если оговаривается более высокая концентрация примеси, то необходимо ввести поправочный коэффициент *η* в формулу (3.9), описывающую крутую часть стоковой ВАХ.

 (3.13)

где

ϕпм − контактная разность потенциалов между полупроводником и металлом; а − коэффициент, характеризующий влияние объемного заряда в подложке,

где N − концентрация примеси.

Как только напряжение на стоке достигнет значения насыщения *Uсн*, ток стока становится функцией лишь напряжения на затворе

() и напряжение насыщения

 (3.14)

Следовательно, для пологой части ВАХ при высокой концентрации примеси справедливо выражение

 (3.15)

***Примечание 2.*** Проведенный анализ ВАХ МОП-транзистора справедлив для наиболее распространенного режима, когда исток транзистора соединен с подложкой. Если между подложкой и истоком приложено напряжение, то возможно «двойное управление током», так как ток стока становится фактически функцией двух напряжений, и в этом случае в формулу (3.15) необходимо внести соответствующую поправку, которая учитывает возможность двойного управления током:

Напряжение между подложкой и истоком Uпи берется по модулю. Как видно из последнего выражения, наличие напряжения между подложкой и истоком равносильно увеличению порогового напряжения.

Преимуществом МОП-транзисторов перед канальными является более высокое быстродействие, что объясняется меньшей длиной его канала.

Недостатком МОП-транзисторов в сравнении с канальными является наличие шумовых флуктуаций и нестабильность характеристик во времени. У канальных транзисторов этот недостаток отсутствует, так как у них канал отделен от поверхности обедненным слоем, что гарантирует отсутствие дефектов кристаллической решетки, загрязнений, поверхностных каналов − все то, что у МОП транзисторов является причиной шумовых флуктуаций и нестабильности характеристик.

**3.4. Инженерные модели полевых транзисторов**

3.4.1. Полевой транзистор с управляемым p-n-переходом

По правилам строгая эквивалентная схема канального транзистора предполагает использование модели с распределенными параметрами, так как области канала и затвора представляют собой распределенную RC-цепь. Однако расчеты, связанные с такой моделью, получаются неоправданно сложными, поэтому в инженерной практике используют эквивалентную схему с сосредоточенными параметрами (рис. 3.11). Схема дана без учета индуктивностей выводов полевого транзистора (ПТ), влияние которых проявляется в диапазоне частот свыше 300 мГц. В схеме:

*S\*(w)* − действующая крутизна транзистора;

*Сзи, Сзс, Rзи, Rзc* − соответственно емкости и сопротивления обратносмещенного перехода;

*rзи* и *rзс* − омические сопротивления области затвора;

*rси* − дифференциальное сопротивление канала (его нередко называют внутренним сопротивлением);

*rс* − сопротивление области стока;

*rи* − сопротивление области истока.



Рис. 3.11. *Полная эквивалентная схема канального полевого транзистора*

С учетом практических областей использования ПТ эквивалентную схему можно упростить. Так, например*, сопротивления Rзи, Rзc имеют величины* *108*−*1010 Ом*, поэтому учитывать их целесообразно только при использовании ПТ в схемах электрометрии. Влияние омических сопротивлений области затвора *rзи* и *rзс (их величина не превышает 10*−*20 Ом)* незначительно вплоть до предельной частоты генерации. Влияние дифференциального сопротивления канала в типовом для усилительных схем диапазоне частот (до *0,7 fг*) на усилительные и частотные свойства ПТ может также не учитываться. Анализ и расчеты частотной зависимости крутизны ПТ показывают, что для современных ПТ граничная частота крутизны превышает предельную частоту генерации транзистора в 2−5 раз, поэтому в типовом диапазоне

использования ПТ зависимость крутизны ПТ от частоты может не учитываться: граничная частота крутизны определяется как частота, на которой
модуль крутизны уменьшается в по сравнению с его максимальным значением. На основании этих аргументов эквивалентная схема (рис. 3.11) может быть упрощена до вида (рис. 3.12).

Рис. 3.12. *Упрощенная эквивалентная схема полевого канального транзистора*

Эта схема вполне пригодна для инженерных расчетов усилителей на ПТ и широко используется разработчиками электронной аппаратуры. В упрощенной схеме ПТ крутизна *S* − реальная величина, измеренная в статическом режиме.

3.4.2. Полевой МОП-транзистор с изолированным затвором

В отличие от канального транзистора в МОП-транзисторе необходимо еще учитывать активное влияние подложки, которое в эквивалентной схеме для МОП-транзистора можно отразить в виде генератора тока. В реальных дискретных и интегральных схемах подложку обычно соединяют с истоком и тогда генератор тока можно исключить из схемы. Кроме того, сопротивления участков *затвор*−*исток* и *затвор*−*сток* в МОП-транзисторе учитывают сопротивление диэлектрика в области затвора. Входное сопротивление ПТ со стороны затвора составляет не менее 1014−1017 Ом, поэтому с этими сопротивлениями реально нужно считаться только в электрометрических схемах. На основании проведенного анализа в данной работе будет дана только упрощенная эквивалентная схема МОП-транзистора (рис. 3.13), используемая в типовых инженерных расчетах усилителей.

Крутизна по затвору в этой схеме предполагается не зависящей от частоты. Кроме того, в схеме отсутствует сопротивление участка «подложка−сток» (*R*п*с*), но оно так велико по сравнению с сопротивлением канала (*rси*), что с его шунтирующим действием можно не считаться.

Более подробное описание эквивалентных схем полевых транзисторов с объемным и приповерхностным каналами дано в [1].

Рис. 3.13 *Упрощенная эквивалентная схема МОП*-*транзистора*

**3.5. Полевые транзисторы в рабочем режиме**

Принцип построения усилительных схем на полевых транзисторах практически не отличается от схем на биполярных транзисторах (входная, выходная цепи, цепи автосмещения, цепи обратной связи и т.д.). Принципиальной разницей является отсутствие входных токов у полевого транзистора, поэтому схемы автосмещения построены таким образом, чтобы эти токи не появились. Входные сопротивления усилителей на полевых транзисторах очень велики, поэтому там, где стоит вопрос о согласовании низкоомной нагрузки с высокоомной, полевые транзисторы имеют явное преимущество перед биполярными; это, конечно, не значит, что у биполярных транзисторов нет преимуществ перед полевыми.

3.5.1. Схемы включения полевых транзисторов в рабочем режиме

Полевые транзисторы, как и биполярные, имеют три основные схемы включения − с общим истоком (ОИ), с общим стоком (ОС), с общим затвором (ОЗ), но эта схема в реальной практике не получила распространения.

На рис. 3.14 дана основная схема усилителя мощности на полевом канальном транзисторе с ОИ. Эта схема − лучший усилитель мощности, так как она усиливает и по току и по напряжению.

 (3.16)

 (3.17)

 (3.18)

Кроме того, схему с ОИ можно использовать в качестве фазоинвертора: фазу входного сигнала схема с ОИ на выходе меняет на противоположную.

На рис. 3.15, а приведена схема на полевом транзисторе со стопроцентной ОС по току − истоковый повторитель.

Рис. 3.14. *Схема усилительного каскада на полевом транзисторе с ОИ*

 а) б)

Рис. 3.15. Истоковый повторитель на полевом транзисторе: *а − схема с ОС; б − схема замещения для анализа Кус, Rвх*

По схеме замещения (рис. 3.15, б) хорошо видно, что усиления по напряжению в схеме нет: напряжение на выходе меньше входного; коэффициент передачи напряжения в истоковом повторителе со входа на выход еще меньше, чем в эмиттерном повторителе (0,5−0,7)

 (3.19)

Не усиливая по напряжению, схема истокового повторителя хорошо усиливает по току, поэтому она может быть использована в качестве усилителя мощности.

Главным достоинством схемы с ОС является ее высокое входное сопротивление, которое объясняется тем, что в схеме усилителя действует 100-процентная отрицательная обратная связь по переменной составляющей тока. Имея большое входное и малое выходное сопротивления, схема истокового повторителя широко применяется для согласования высокоомной нагрузки с низкоомной, например, во входных цепях измерительных вольтметров, осциллографов.

# 4. Основы цифровой схемотехники

**4.1. Классификация электронных схем**

Все электронные схемы принято делить на два класса:

1. Цифровые схемы (ЦС).
2. Аналоговые схемы (АС).

*В цифровых схемах* сигнал преобразуется и обрабатывается по закону дискретной функции. В основе цифровых схем лежат простейшие транзисторные ключи (рис. 4.1, а), для которых характерны два устойчивых состояния − разомкнутое и замкнутое. На основе простейших ключей строятся более сложные схемы (например, логические элементы, триггерные устройства и тому подобные схемы).

*В аналоговых схемах* сигнал преобразуется и обрабатывается по закону непрерывной функции. В основе аналоговых схем лежат простейшие усилительные ячейки, на основе которых строятся сложные многоступенные усилители, стабилизаторы напряжения и тока, генераторы синусоидальных колебаний и тому подобные схемы.

Особенности режимов цифровых и аналоговых схем можно объяснить, используя передаточную характеристику (рис. 4.1, б), которая выглядит одинаково для того и другого класса схем, однако, использование этой характеристики для каждого класса принципиально отличается.

Обозначения, принятые для передаточной характеристики (рис. 4.1, б):

Uвх 0 − уровень низкого напряжения на входе − уровень логического нуля;

Uвх 1 − уровень высокого напряжения на входе − уровень логической единицы;

Uвых 0 − уровень низкого напряжения на выходе − уровень логического нуля;

Uвых 1 − уровень высокого напряжения на выходе − уровень логической единицы;

еп1− уровень напряжения помехи на входе для цифровых схем;

еп2− уровень напряжения помехи на входе для аналоговых схем;

 а) б)

Рис. 4.1. Транзистор в режиме ключа: *а − схема ключа; б − передаточная характеристика электронных инвертирующих схем*

*В транзисторном ключе* два его устойчивых соcтояния (замкнутое и разомкнутое) соответствуют точкам А и В. Входные и выходные сигналы могут иметь лишь два уровня: *Uвх.А и Uвх.В,* или *Uвых.А и Uвых.В.* Форма передаточной характеристики между точками А и В несущественна, так как при ее деформации выходные параметры остаются без изменения (на рис. 4.1, б деформация характеристики показана пунктирной линией). Следовательно, транзисторные ключи (и цифровые схемы) мало чувствительны к разбросу параметров, к температурному дрейфу, временному дрейфу, к внешним электромагнитным помехам и к собственным шумам.

*В усилительных каскадах* используется участок характеристики между точками СD. Следовательно, входные и выходные сигналы могут принимать любые значения в пределах этого отрезка характеристики. Учитывая возможную деформацию характеристики, делаем вывод о том, что усилительные каскады (аналоговые схемы) очень чувствительны к разного рода помехам, к разбросу параметров, к температурному дрейфу, временному дрейфу.

**4.2. Параметры транзисторного ключа**

1. *Остаточное напряжение и остаточный ток*.

*Под остаточным напряжением* надо понимать уровень напряжения на выходе открытого до насыщения транзистора. Величина остаточного напряжения находится в прямой зависимости от степени насыщения транзистора: чем глубже насыщение транзистора, тем меньше остаточное напряжение на его выходе. Глубокое насыщение наступает в том случае, если транзистор переходит в режим двойной инжекции: инжекция в базу идет и из эмиттера, и из коллектора. Обычное значение остаточного напряжения на выходе насыщенного биполярного транзистора лежит в пределах *Uост=0,05*−*0,1В*. У полевого транзистора эта величина может быть гораздо меньше.

*Под остаточным током* подразумевается ток неосновных носителей через закрытый транзистор. Его величина очень незначительна и чаще всего им пренебрегают, но при повышении температуры и частоты с ним приходится считаться.

2. *Степень насыщения транзистора в схеме ключа.* Существует понятие *формального критерия насыщения* − когда на коллекторе действует прямое напряжение. Но транзистор обычно работает в режиме заданного тока, поэтому для оценки степени насыщения транзистора более удобен *токовый критерий*

 (4.1)

где *Iкн* − ток насыщения транзистора; *β* − статический коэффициент передачи тока базы; *I+б* − отпирающий базовый ток. Чтобы оценить силу неравенства (4.1), вводится особый параметр − *степень насыщения S:*

 (4.2)

3. *Быстродействие* − время отклика схемы на сигнал, то есть это время, в течение которого транзистор переходит из закрытого состояния в открытое и наоборот. При этом самым важным параметром можно считать среднее время задержки распространения сигнала tср.зд.. Чем глубже насыщение транзистора, тем хуже быстродействие ключа в целом. Чтобы не допустить ощутимой инжекции со стороны коллектора в то время, когда потенциал коллектора изменился на противоположный, коллекторный переход шунтируется диодом Шоттке, падение напряжения на котором не превышает 0,2−0,4 В (рис. 1.8). При этом несколько увеличивается остаточное напряжение на транзисторе, но это окупается высоким быстродействием ключа.

4. *Помехоустойчивость* − устойчивость схемы против ложного срабатывания.

*Статическая* *помехоустойчивость* − максимально допустимое напряжение статической помехи, при которой еще не происходит изменения выходного напряжения. Под статической помехой понимают паразитные напряжения и токи, длительность которых значительно больше времени переключения схемы из одного состояния в другое. Измеряют помехоустойчивость обычно в вольтах. По отношению к полярности входного сигнала помехоустойчивость может быть существенно разной.

*Динамическая помехоустойчивость* возникаетв переходных процессах.

1. *Нагрузочная способность ключа.*

Типичным для ключевых схем является сочетание нескольких ключей, соединенных последовательно или параллельно. В последовательной цепочке (рис. 4.2) каждый ключ может управлять не одним, а несколькими ключами. Поэтому *нагрузочной способностью ключа называют количество параллельно включенных ключей, которыми способен управлять* *данный ключ*.

Рис. 4.2. *Ключевая цепочка*

В схеме рис. 4.2 показано, что второй транзистор VT2 управляет не только ключом VT3, но и еще рядом ключей − VT4, VT5, VT6.

Величина тока, отпирающего ключ VT2,

 (4.3)

где *U\** − напряжение отпирания эмиттерного перехода втранзисторе; Rк − резистор нагрузки в коллекторной цепи VT1, который играет роль резистора смещения в цепи базы VT2.

Коллекторный ток в последовательной цепочке

Следовательно, коллекторный и базовый токи в последовательной цепочке почти одинаковы.

Обозначим число ключей, нагруженных на VT2, через n. Если допустить, что отпирающий ток (*Iб*) равномерно распределяется между базами всех параллельных ключей, то в цепи базы каждого ключа будет протекать ток

 (4.4)

Отпирающий ток должен удовлетворять токовому критерию насыщения (4.1), из которого можно получить принципиальное ограничение на нагрузочную способность ключа. Кроме того, учитывая, что ограничение должно быть достаточно жестким, то есть необходимо не просто обеспечить насыщение, а

минимальную степень насыщения транзистора Sмин (4.2) получаем

 (4.5)

где *β* − коэффициент передачи базового тока при нормальном включении транзистора.

В реальных схемах наблюдается неравномерное распределение токов между базами параллельно соединенных ключей. Дело в том, что крутизна входных ВАХ транзисторов очень высокая и малейшее несовпадение характеристики одного транзистора с характеристикой другого вызывает большой разброс в базовых токах (рис. 4.3)

Чтобы выровнять базовые токи транзисторов необходимо уменьшить крутизну ВАХ. С этой целью последовательно с базами каждого транзистора включают резисторы одного номинала. На рис. 4.2 эти резисторы показаны штриховыми линиями.

Рис. 4.3. *Распределение токов в базах ключей*

На рис. 4.3 второй пучок входных ВАХ транзистора соответствует схемам ключей с резисторами в цепях базы. Наклон характеристик соответствует сопротивлению *R*.

К сведению, сопротивление базы играет ту же роль, что и резистор R, но его величина не превышает 100*−*150 Ом. За счет сопротивления резистора R общее сопротивление базы будет больше, за счет чего и прямое напряжение на эмиттерном переходе Uэ увеличивается до 1,2 В.