

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Алтайский государственный технический
университет им. И. И. Ползунова»

В.Г.ЛУКОЯНЫЧЕВ

ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

Барнаул 2012

УДК 621.3

Лукоянычев В.Г. Электроника : Учебное пособие / Алт. госуд. технич. ун-т им. И.И.Ползунова. - Барнаул: 2012. - 83 с.

Данное учебное пособие предназначено для изучения дисциплины "Физические основы электроники" по направлению "Программная инженерия"

Пособие предназначено для приобретения теоретических знаний и практических навыков по курсу «Физические основы электроники».

Цель пособия - дать конкретную информацию для самостоятельной работы студента.

Рекомендовано - заседанием
кафедры Прикладная Математика
Протокол №1 от 17.09.12.

Рецензент: С.А.Кантор - зав.кафедрой Прикладной математики АлтГТУ.

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие предназначено для студентов не электротехнических специальностей, в первую очередь учащимся по направлению «Программная инженерия». Пособие рассчитано на работу в одном семестре, то есть на 16-17 учебных недель. Основной материал разбит на четыре модуля, изучение одного модуля занимает 2 недели.

В учебном пособии основное внимание уделяется практическим применяемым электронным схемам и физическому обоснованию работоспособности того или иного выбранного решения, рассматриваются основные свойства и характеристики этих схем. Задачей данного пособия является объяснение и аргументация применяемых сегодня электронных схемных решений, а также оказание помощи в осмыслении принципов работы электронных схем, встречающейся на практике.

Всё это определило структуру и содержание представленного материала.

Учебное пособие, которое можно назвать «Основы полупроводниковой электроники», открывает модуль, посвященный электронно-дырочному переходу, как базису большинства полупроводниковых приборов, а затем последовательно рассматриваются полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры), схемы включения транзисторов, однокаскадные и многокаскадные усилители и их свойства. Следует отметить, что в материале достаточно места отведено и схемам на полевых транзисторах. Заканчивается раздел изучением вторичных источников питания и организацией блоков питания в РС.

1 ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ *p-n* ПЕРЕХОДОВ

1.1 ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Основной элементной базой современных электронных устройств являются полупроводниковые приборы. Основой этих приборов являются полупроводники.

К полупроводникам относится большое количество материалов, которые по многим признакам занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Наибольшее применение в полупроводниковой технике получили кремний, германий, галлий, селен и ряд химических соединений, такие как, арсенид галлия, карбид кремния и т.д. Полупроводники отличаются от других твердых кристаллических материалов своими свойствами, в первую очередь, электропроводностью.

Полупроводниками называются вещества, имеющие удельное электрическое сопротивление в пределах $10^{-3} - 10^4$ Ом*см и занимающие по электропроводности промежуточное положение между металлами и диэлектриками. Электропроводность объясняется движением свободных электронов (утративших валентную связь с ядрами атомов). Такие электроны могут перемещаться между атомами и взаимодействовать с другими электронами, ядрами и электрическими полями. Полупроводниковые материалы разделяются на собственные и примесные.

Собственными полупроводниками называются полупроводники, не содержащие примесей, влияющих на их электропроводность. К ним относятся многие элементы четвертой группы таблицы Д.И.Менделеева. В кристаллах этих элементов каждые два соседних атома объединены орбиталями двух валентных электронов (ковалентная связь) (рис.1.1).

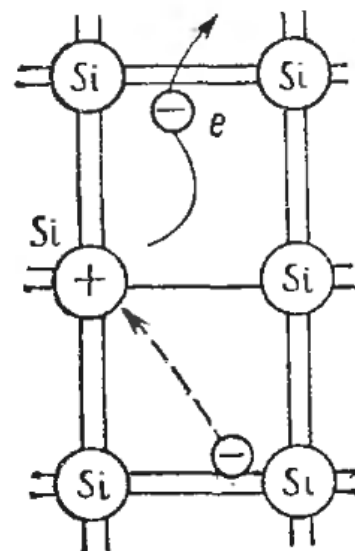


Рис.1.1

В узлах кристаллической решетки помещены атомы Si, состоящие из ядер и внутренних электронных оболочек. Валентные электроны образуют внешние орбитали так, что каждый из электронов принадлежит не одному, а сразу двум соседним атомам.

В чистом по составу полупроводнике при температуре 0 К все валентные электроны прочно удерживаются на своих орбиталях, свободных электронов не имеется, электрическая проводимость равна нулю, полупроводник обладает свойствами диэлектрика. С повышением температуры возрастает амплитуда колебаний атомов кристалла, при этом некоторые валентные электроны отрываются от своих атомов и становятся электронами проводимости. При обрыве ковалентной связи нарушается электрическая нейтральность двух соседних атомов, которые приобретают при этом элементарный положительный заряд. Вакантное место в этих атомах может занять валентный электрон другой соседней пары. Образуется новая вакансия, которая может быть занята электроном из другой пары атомов и т.д. Подвижный положительный заряд, образующийся в кристалле при отрыве валентного электрона, условно называют *дыркой*. Процесс образования пары зарядов электрон-дырка – называют *генерацией подвижных зарядов*. Генерация зарядов одновременно сопровождается их *рекомбинацией* – восстановлением разрушенных связей. Благодаря рекомбинации количество носителей зарядов в полупроводнике не увеличивается и при постоянной температуре неизменно. Концентрации (количество носителей в единице объема, $1/\text{см}^3$) дырок p_i и электронов n_i в чистом полупроводнике равны: $p_i = n_i$ (индекс i означает «собственный»). В рабочем диапазоне температур концентрация электронов и дырок в чистом полупроводнике

невелика, и по своим электрическим свойствам чистый полупроводник близок к диэлектрикам.

Примесные полупроводники, электропроводность которых определяется примесями, обладают резко выраженной электронной или дырочной электропроводностями. Введение в чистый полупроводник небольших количеств примесей (например, в пропорции один атом примеси на миллион атомов полупроводника) приводит к резкому изменению характеристик электропроводности. Эффект повышения электрической проводимости объясняется присутствием в кристалле полупроводника атомов элементов иной валентности. Примеси с валентностью, большей четырех, дающие избыток свободных электронов, называются *донорными*; примеси с валентностью, меньшей четырех, увеличивающие количество дырок, называются *акцепторными*.

Схема кристалла кремния, в котором один атом основного вещества замещен атомом пятивалентного мышьяка, приведена на рис.1.2. Мышьяк образует четыре ковалентных связи с соседними атомами кремния, а его пятый валентный электрон оказывается «лишним». При низких температурах (0 К) этот электрон еще удерживается около ядра мышьяка, но уже при небольшом повышении температуры сила связи ослабляется, электрон отрывается и становится носителем отрицательного заряда, а атом мышьяка превращается в положительный неподвижный ион. Обмен электронами между атомами примеси невозможен, так как атомы мышьяка удалены друг от друга и при комнатной температуре все ионизированы. Таким образом, ионизация атомов примеси не приводит к увеличению концентрации дырок, которые образуются только при разрыве связей между атомами полупроводника. Поэтому при введении донорной примеси концентрация свободных электронов оказывается значительно больше концентрации дырок и электропроводность определяется в основном электронами.

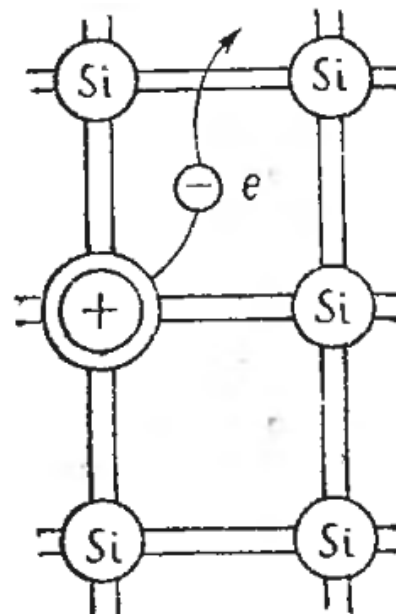


Рис.1.2

В этом случае электроны называют *основными носителями* (их концентрация - n_n), дырки – неосновными (концентрация p_n), а такой полупроводник называется полупроводником *n-типа*. В целом кристалл остается электрически нейтральным, так как положительные заряды ионов уравновешены отрицательными зарядами электронов проводимости. Для полупроводника n-типа справедливо равенство концентрации отрицательных и положительных зарядов:

$$n_n = p_n + N_d,$$

где N_d – концентрация донорной примеси.

Поскольку p_n мала, то $n_n = N_d$. Таким образом, концентрация основных носителей практически равна концентрации носителей примеси, так как в рабочем диапазоне температур они полностью ионизированы. В этом температурном диапазоне концентрация основных носителей не зависит от температуры. Кроме мышьяка часто используются фосфор, сурьма и другие элементы.

Для получения резко выраженной дырочной проводимости в полупроводник вводится какой-либо из трехвалентных элементов – бор, алюминий, индий и другие. Механизм дырочной проводимости иллюстрируется рис.1.3. Атом алюминия, внедрившись в узел кристаллической решетки, образует лишь три ковалентные связи с соседними атомами кремния; четвертая ковалентная связь заполняется электроном одной из соседних пар атомов. При этом примесный атом превращается в неподвижный отрицательный ион, а у двух соседних атомов кремния возникает дырка, которая может блуждать по всему кристаллу.

Основными носителями при этом становятся дырки, неосновными – электроны. Избыточный заряд дырок уравнивается зарядом отрицательных ионов, при этом сохраняется электрическая нейтральность полупроводника. Полупроводник с акцепторной примесью называется *полупроводником p-типа*. Для p-полупроводника

$$p_p = n_p + N_a = N_a,$$

где N_a – концентрация акцепторных примесей.

Так как в диапазоне комнатных температур все атомы акцепторной примеси ионизированы (приняли дополнительный электрон), концентрация основных носителей в указанном рабочем диапазоне температур не зависит от температуры.

При увеличении температуры увеличиваются тепловые колебания кристаллической решетки, подвижность носителей падает. Так как в рабочем диапазоне температур концентрация основных носителей примесных полупроводников неизменна, их электропроводность уменьшается с ростом температуры из-за снижения подвижности.

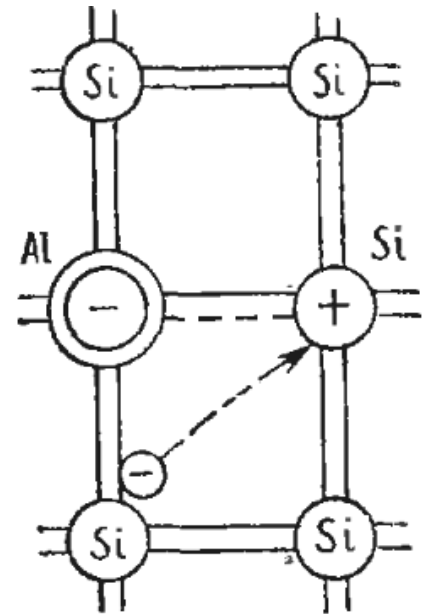


Рис. 1.3

1.2 ЗОННАЯ ТЕОРИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Электронные процессы в собственных и примесных полупроводниках можно анализировать по диаграммам энергетического состояния. При образовании кристалла энергетические уровни атомов расщепляются, что приводит к образованию зон, состоящих из близко расположенных друг к другу энергетических уровней. На энергетической диаграмме чистого полупроводника (рис. 1.4) показаны B — валентная зона, все уровни которой при температуре абсолютного нуля заполнены электронами, C — зона свободных электронов (*зона проводимости*), на уровни которой могут переходить электроны при возбуждении атомов, и $З$ — *запрещенная зона*, энергетические уровни в которой отсутствуют. Наличие запрещенной зоны означает, что для перехода в зону проводимости электрону необходимо сообщить энергию, большую, чем ΔW .

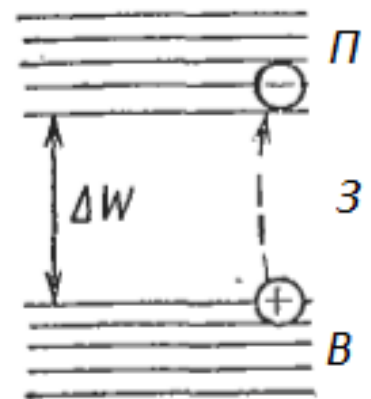


Рис.1.4

Нижний уровень каждой из зон называют дном зоны, а верхний уровень — потолком. Различная ширина зон является характеристикой, отличительным признаком каждого из веществ; ширина зон измеряется в электрон-вольтах (эВ). У металлов запрещенная зона отсутствует и валентная зона непосредственно соприкасается с зоной проводимости. Поэтому в металлах число свободных электронов велико, что и обеспечивает их высокую электро- и теплопроводность. У изоляторов ширина запрещенной зоны велика ($\Delta W > 3$ эВ) и при обычных условиях электроны проводимости практически отсутствуют. Ширина запрещенной зоны ΔW у наиболее распространенных полупроводников — чистых германия (Ge) и кремния (Si) — составляет соответственно 0,67 и 1,11 эВ.

Из-за относительно узкой запрещенной зоны у Ge и Si уже при температуре, близкой к комнатной, некоторые электроны получают энергию, достаточную, чтобы

преодолеть запрещенную зону и перейти в зону проводимости. При уходе электрона в валентной зоне остается незаполненный энергетический уровень — дырка. В кристаллической решетке при этом происходит разрыв одной из валентных связей в кристалле полупроводника и появление свободного электрона, который может свободно перемещаться по кристаллу, и дырки — узла решетки, лишенного одного из электронов связи. Оборванная связь может быть восстановлена, если ее возобновит электрон из соседней связи.

Вероятность заполнения электроном энергетического уровня W при температуре T определяется статистической функцией Ферми — Дирака

$$f_n = \left[1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{kT}\right) \right]^{-1}$$

где $\exp x = e^x$ — обозначение экспоненциальной зависимости ($e=2,718$ — основание натуральных логарифмов, x — аргумент экспоненциальной функции); $k=8,73 \cdot 10^{-5}$ — постоянная Больцмана, эВ/К; T — абсолютная температура, К; W_F — энергетический уровень Ферми (или энергия Ферми), зависит от физических свойств вещества.

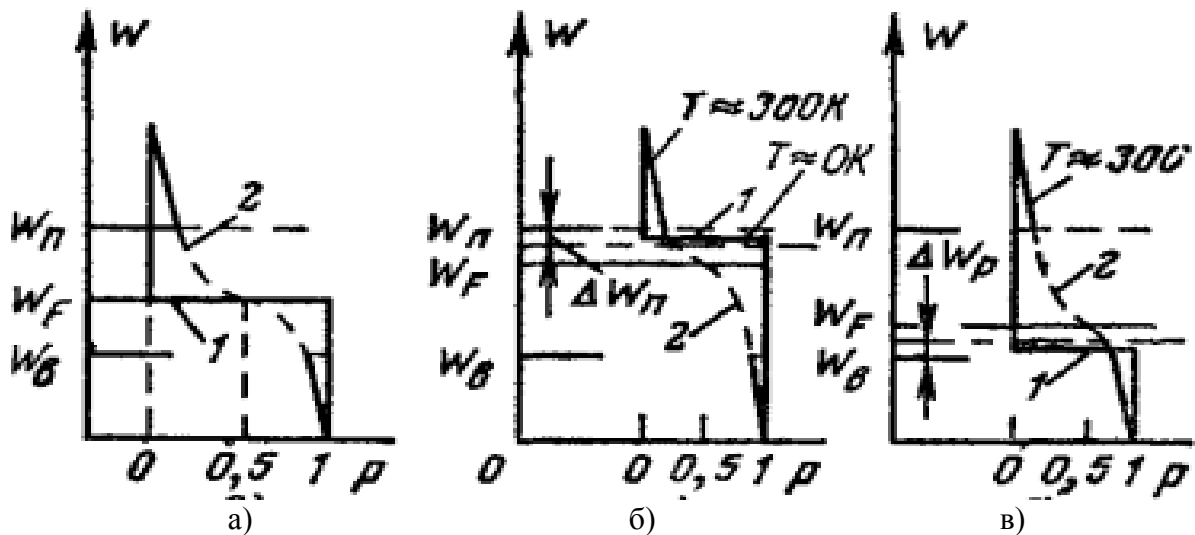


Рис.1.5

Графическая зависимость этой функции показана на рис. 1.5,а. Вертикальная ось — значения энергии; по оси абсцисс отложена вероятность заполнения электронами соответствующих энергетических уровней. График в виде ломаной линии соответствует температуре 0 К и показывает, что при этой температуре все уровни валентной зоны заполнены электронами полностью (вероятность $p = 1$), а вероятность присутствия электронов в зоне проводимости равна нулю. Горизонтальный участок кривой 1 проходит посередине запрещенной зоны, где электроны находиться не могут вследствие принципа дискретности. При повышенной температуре, например 300 К, часть электронов убывает в валентной зоне и появляется в зоне проводимости, причем на нижних уровнях этой зоны их больше (кривая 2 на рис. 1.5,а). При значительном росте температуры второе слагаемое функции Ферми — Дирака стремится к 1, а вероятность распределения электронов по энергиям — 0,5. Уровень, вероятность заполнения которого соответствует 0,5, называется уровнем Ферми (энергией Ферми W_F).

Энергетическая (зонная) диаграмма примесного полупроводника n -типа показана на рис. 1.5,б. Пяты электроны донорных атомов из-за слабой связи с атомами располагаются в пределах запрещенной зоны на расстоянии ΔW_n от дна зоны проводимости (для кремния $\Delta W_n = 0,05$ эВ, для германия $\Delta W_n = 0,01$ эВ). Вследствие этого график функции распределения электронов и уровень Ферми, для которого $f_n=0,5$, смещаются тем выше относительно середины запрещенной зоны, чем больше концентрация примесных атомов.

Энергетическая (зонная) диаграмма дырочного полупроводника приведена на рис. 1.5, в. Энергетический уровень примесных атомов с недостающими валентными электронами сдвинут ближе к валентной зоне. В результате уровень Ферми и симметричная кривая функции Ферми — Дирака также смещаются вниз относительно середины запрещенной зоны на ΔW_p .

При чрезмерной концентрации примеси примесный энергетический уровень расщепляется в зону и перекрывается соответственно с зоной проводимости или валентной зоной. При этом уровень Ферми оказывается в зоне проводимости или в валентной зоне. Такие полупроводники называются *вырожденными*; они применяются для создания туннельных диодов.

1.3 ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

Контакт на границе двух соседних областей полупроводников, одна из которых обладает электропроводностью *p*-типа, а другая - электропроводностью *n*-типа, называют электронно-дырочным переходом (*p-n* -переходом). Он является основой большинства полупроводниковых приборов.

Рассмотрим физические процессы в *p-n*-переходе при условии, что на границе раздела полупроводников *p*- и *n*-типов отсутствуют механические дефекты, включения других химических материалов, а также внешнее электрическое поле. Условное изображение *p-n*-перехода показано на рис.1.6, а.

Справа от границы раздела (в *n*-области) электронов значительно больше, чем слева, и электроны стремятся диффундировать в *p*-область. Попадая сюда, они начинают рекомбинировать с дырками, и по мере углубления их концентрация быстро убывает. Точно также ведут себя дырки, диффундирующие из *p*-области в *n*-область. В *p-n*-переходе образуется ток диффузии $I_{\text{диф.}} = I_{p \text{ диф.}} + I_{n \text{ диф.}}$, совпадающий по направлению с диффузией дырок. Уход дырок из приконтактной *p*-области и электронов из приконтактной *n*-области приводит к образованию в этих областях обедненного подвижными носителями заряда слоя и появлению нескомпенсированного положительного заряда за счет ионов донорной примеси (в приконтактной *n*-области) и отрицательного заряда за счет ионов акцепторной примеси (в приконтактной *p*-области).

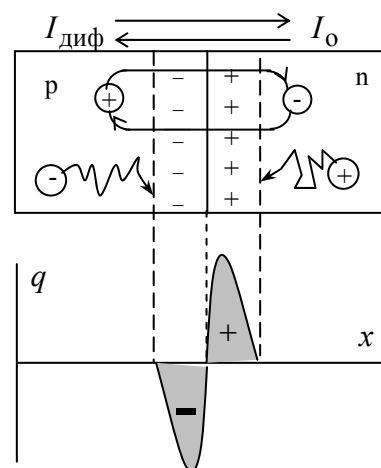


Рис.1.6, а

В силу наличия двойного электрического слоя в *p-n*-переходе устанавливается так называемая контактная разность потенциалов ϕ_k , претерпевающая наибольшее изменение на границе *p*- и *n*-областей. Для германиевых *p-n*-переходов $\phi_k = 0,3 \div 0,4 \text{ В}$, для кремниевых переходов $\phi_k = 0,7 \div 0,8 \text{ В}$.

Электрическое поле в *p-n*-переходе способствует переходу неосновных носителей заряда в соседнюю область. Электроны в *p*-области и дырки в *n*-области, приблизившиеся при хаотическом движении к границе двух полупроводников, захватываются электрическим полем и попадают в другую область. Возникающий при этом ток называют дрейфовым. Аналогично току диффузии он состоит из двух составляющих - дырочной и электронной: $I_o = I_{po} + I_{no}$.

Поскольку дрейфовый ток противоположен по направлению току диффузии, полный ток *p-n*-перехода $I_{p-n} = I_{\text{диф.}} - I_o$.

При некоторой разности потенциалов $\phi_{\text{кн}} = \phi_0$ устанавливается равновесие, при котором полный ток через *p-n*-переход равен 0.

Изменение разности потенциалов удобно проследить по диаграммам энергетического состояния кристалла с *p-n* переходом, показанным на рис. 1.6, б. По вертикальной оси откладываются значения энергии валентной зоны W_B , запрещенной

зоны W_B и зоны проводимости W_n , которые обозначены горизонтальными линиями. Слева от p - n перехода уровни энергии соответствуют полупроводнику с акцепторной примесью (индий, алюминий и др.). Валентные электроны расположены на энергетическом уровне, находящемся в непосредственной близости от зоны валентных электронов собственного полупроводника; уровень Ферми также смещен ближе к валентной зоне. Справа от перехода помещены энергетические зоны донорного полупроводника (n -типа).

Энергетический уровень валентных электронов пятивалентной примеси располагается вблизи зоны проводимости основного полупроводника; вверх сдвинут и уровень Ферми. При тепловом равновесии энергетические уровни, искривляясь, устанавливаются так, чтобы уровни Ферми обеих частей расположились по прямой линии. Разность потенциалов, эВ, $\Delta\varphi_0 = |W_{in} - W_{ap}|/q$ определяется отрезком между уровнями Ферми W_F и валентной зоны W_B p с одной стороны перехода, уровнями W_F и зоны проводимости W_{nn} — с другой стороны перехода (рис. 1.2,б).

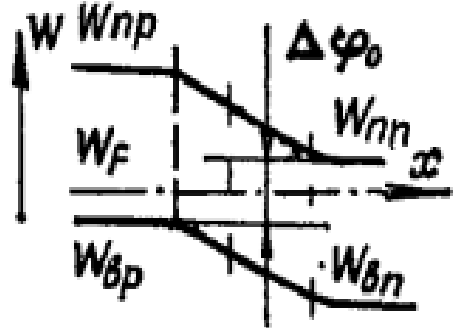


Рис.1.6 б

Вольт-амперная характеристика p - n -перехода, определяющая связь между приложенным напряжением и током, нелинейна (рис.1.7). Это объясняется в первую очередь различием концентраций носителей в p - и n -областях, а также распределением их зарядов по энергиям.

При прямом включении (источник внешнего напряжения включается плюсом к p -области, а минусом к n -области) поле, создаваемое источником внешнего напряжения, направлено навстречу собственному полю p - n -перехода и напряжение источника вычитается из контактной разности потенциалов. Соответственно уменьшается потенциальный барьер между p - и n -областями и облегчается диффузия основных носителей заряда через p - n -переход.

Зависимость тока диффузии от прямого напряжения носит экспоненциальный характер:

$$I_{\text{диф.}} = I_{\text{диф.о}} \cdot \exp\left(\frac{eU}{kT}\right), \text{ где } e - \text{заряд электрона; } U - \text{напряжение источника; } T -$$

абсолютная температура.

Общий ток p - n -перехода при прямом включении практически равен току диффузии, так как дрейфовый ток в этом случае очень мал по сравнению с током диффузии. За прямое (положительное) направление тока p - n -перехода $I_{\text{пр}}$ принято направление тока диффузии.

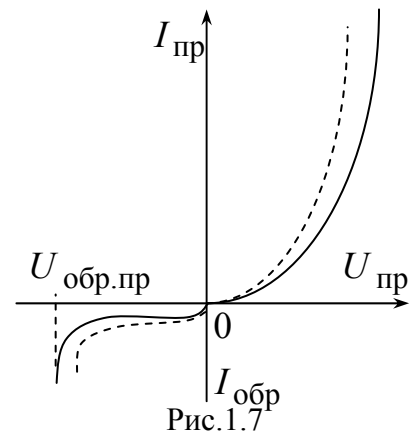
При обратном включении (минусом к p -области, а плюсом к n -области) направление поля, создаваемого источником внешнего напряжения, совпадает с направлением поля p - n -перехода. Поля складываются, и потенциальный барьер между p - и n -областями увеличивается. Диффундирование основных носителей заряда затрудняется, и ток диффузии уменьшается. Зависимость тока диффузии от обратного напряжения также носит экспоненциальный характер:

$$I_{\text{диф.}} = I_{\text{диф.о}} \cdot \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right).$$

С увеличением обратного напряжения ток диффузии быстро стремится к нулю и полный ток p - n -перехода практически определяется только дрейфовым током I_o , обусловленным движением неосновных носителей заряда.

Зависимость полного тока p - n -перехода от приложенного внешнего напряжения называют статической вольт-амперной характеристикой перехода. Примерный вид ее приведен на рис.1.7 (сплошная кривая).

Увеличение обратного (запирающего) напряжения приводит при некотором значении $U_{обр} = U_{обр пр}$ к пробое р-п-перехода, что сопровождается резким увеличением обратного тока $I_{обр}$. Выпрямляющее свойство перехода при пробое нарушается. В режиме пробоя переход может выйти из строя вследствие изменения структуры кристалла при нагреве. Если ток ограничен общим сопротивлением цепи, пробой носит обратимый характер.



В зависимости от удельного сопротивления полупроводника, типа р-п-перехода, формы и величины приложенного напряжения, окружающей температуры и условий теплопроводности, состояния поверхности и других факторов физическая природа пробоя может быть различной. Обычно рассматривают четыре разновидности пробоя: туннельный, лавинный, тепловой и поверхностный. Две первые разновидности связаны с наличием электрического поля и имеют общее название электрического пробоя, третья обусловлена возрастанием рассеиваемой переходом мощности, а четвертая связана с поверхностным зарядом.

Под действием электрического поля большой напряженности в соответствии с зонной теорией полупроводников в нем запрещенная зона как бы сужается, в результате чего возрастает вероятность туннельного перехода электронов в зону проводимости (из валентной зоны). Расчеты показывают, что туннельный пробой может наступать в германиевом переходе при критических напряжениях поля $E_{кр}$ порядка $2 \cdot 10^5$ В/см, в кремниевом при $E_{кр} \approx 4 \cdot 10^5$ В/см.

Лавинный пробой р-п-перехода возникает при меньших значениях напряженности поля в результате ударной ионизации нейтральных атомов быстрыми носителями заряда. В поле перехода неосновные носители приобретают энергию, достаточную для ионизации. Возникают дополнительные парные заряды, увеличивающие ток через переход. Этот процесс аналогичен ударной ионизации в газе. Ток перехода возрастает лавинообразно. Для того чтобы неосновные носители заряда за время движения в поле перехода успели получить достаточную для ионизации энергию, время дрейфа их должно быть достаточно большим. Поэтому лавинный пробой возникает лишь в сравнительно широких переходах (на высокоомном материале). В очень узких переходах (на низкоомном материале) носители за время дрейфа не успевают приобрести необходимую энергию даже при очень высоких напряженностях. В таких переходах, как правило, возникает туннельный пробой. Резкую границу между рассматриваемыми разновидностями пробоя провести трудно. Следует, однако, отметить, что в любом случае для обеспечения высокого пробивного напряжения р-п-переходы следует изготавливать на основе очень чистых полупроводников.

Тепловой пробой р-п-перехода может возникать при весьма низких напряженностях электрического поля, когда отводимое от перехода в единицу времени тепло меньше выделяемого в нем тепла при протекании большого обратного тока. Под действием теплового возмущения валентные электроны переходят в зону проводимости (в соответствии с зонной теорией) и еще больше увеличивают ток перехода. Такая взаимосвязь может привести к лавинообразному увеличению тока и пробоему перехода. Пробивное напряжение при тепловом механизме пробоя уменьшается с ростом температуры окружающей среды. У переходов с малыми обратными токами пробивное напряжение выше. У кремниевых переходов ток I_0 очень мал, и тепловой пробой в переходах практически не возникает.

Распределение напряженности электрического поля в р-п-переходе может существенно изменить заряды, имеющиеся на поверхности полупроводника.

Поверхностный заряд приводит к увеличению или уменьшению толщины перехода. В результате этого на поверхности перехода может наступить пробой при напряженности поля, значительно меньшей той, которая необходима для возникновения пробоя в объеме. Это явление носит название **поверхностного пробоя**. Большую роль при возникновении поверхностного пробоя играют диэлектрические свойства среды, граничащей с поверхностью полупроводника (защитное покрытие, загрязненность и др.). Для снижения вероятности поверхностного пробоя необходимо применять защитные покрытия с высокой диэлектрической постоянной.

Современные технологии позволяют получать р-п-переходы с пробивными напряжениями порядка сотен и даже тысяч вольт.

Таким образом, значение и направление тока, проходящего через р-п-переход, зависят от значения и полярности приложенного к переходу напряжения. В соответствии с этим сопротивление перехода в одном направлении значительно больше, чем в другом. На вольт-амперную характеристику р-п-перехода, как отмечалось ранее, сильно влияет температура. При ее повышении как прямая, так и обратная ветви характеристики смещаются в область больших токов (пунктирная кривая на рис.1.7). Это объясняется тем, что с повышением температуры возрастает роль собственной электропроводности полупроводника как при обратном, так и прямом включениях р-п-перехода.

Изменение внешнего напряжения, приложенного к р-п-переходу, изменяет значение объемного заряда обедненного слоя. Следовательно, р-п-переход ведет себя как плоский конденсатор, емкость которого, определяемая отношением приращения объемного заряда ∂Q к приращению обратного напряжения ∂U и называемая барьерной, может быть найдена из выражения

$$C_b = \frac{\partial Q}{\partial U} = \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{4\pi d},$$

где S - площадь р-п-перехода; d - толщина обедненного слоя (р-п-перехода), ε - диэлектрическая проницаемость, ε_0 - абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума.

Барьерная емкость зависит от удельного сопротивления и подвижности носителей, от толщины и площади перехода и напряжения на нем. Чем больше удельное сопротивление и подвижность носителей, тем меньше емкость перехода. Увеличение обратного напряжения расширяет область пространственного заряда. Это приводит к уменьшению барьерной емкости. При прямом смещении толщина перехода уменьшается и емкость возрастает. Барьерная емкость р-п-перехода используется в варикапах (или параметрических диодах), представляющих собой полупроводниковый диод, применяемый в качестве конденсаторов переменной емкости. Барьерная емкость имеет относительно высокую добротность, малый температурный коэффициент, низкий уровень шумов и не зависит от частоты вплоть до миллиметрового диапазона.

Изменение заряда в р-п-переходе может быть вызвано также изменением концентрации инжектированных неравновесных носителей заряда в базе при прямом смещении р-п-перехода. Это явление схоже с процессами в конденсаторе, изменение зарядов на обкладках которого пропорционально изменению приложенного напряжения. Отношение приращения инжектированного заряда к приращению прямого напряжения определяет диффузную емкость р-п-перехода: $C_{\text{диф}} = \partial Q_{\text{инж}} / \partial U$. Диффузная емкость превышает барьерную при прямом смещении р-п-перехода, однако она незначительна при обратном смещении.

1.4 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

1.4.1 Устройство и принцип действия

Полупроводниковым диодом называется полупроводниковый прибор, в основе которого лежит р-п-структура, состоящая из р- и п-областей, разделенных электронно-дырочным переходом. Пример структуры диода приведен на рисунке 1.8. Область р-п-

структуры, обладающая большей концентрацией основных носителей заряда, называется эмиттером, а другая область - базой.

Основой любого полупроводникового диода является p - n -переход, определяющий его свойства, характеристики и параметры. При этом в зависимости от конструктивных особенностей p - n -перехода и диода в целом полупроводниковые диоды изготавливают как в дискретном, так и в интегральном исполнении.

По назначению полупроводниковые диоды подразделяют на выпрямительные (и их разновидность - силовые), высокочастотные, импульсные, опорные (стабилитроны), варикапы, туннельные и др.

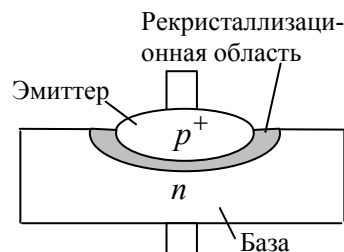


Рис.1.8

В зависимости от исходного материала различают германиевые и кремниевые диоды. Туннельные диоды изготавливают также из арсенида галлия и антимонида индия. Германиевые диоды работают при температурах 85-160 °С, а кремниевые - 150-200 °С.

1.4.2 Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды предназначены для выпрямления переменного тока низкой частоты (50-20000 гц). В настоящее время наибольшее распространение получили кремниевые выпрямительные диоды с плоскостным p - n -переходом, имеющие во много раз меньшие токи и большие обратные напряжения по сравнению с германиевыми диодами.

Вольт-амперная характеристика реального диода лишь с некоторым приближением описывается зависимостью (идеальной экспоненциальной зависимостью), график которой представлен на рис.1.7. На большом участке характеристики прямой ток диода может быть значительно ниже теоретически возможного, а обратный ток – больше тока насыщения. Прямая ветвь характеристики близка к экспоненте лишь при сравнительно малых смещениях. Главной причиной, обуславливающей отличие прямых ветвей вольт-амперных характеристик реального и идеального диодов, является наличие определенного сопротивления базовой области, которое у реальных диодов имеет величину от 1-2 до 20-30 Ом. (При прохождении прямого тока на этом сопротивлении возникает падение напряжения, снижающее смещение перехода).

Увеличение прямого напряжения снижает высоту потенциального барьера, и последний перестает влиять на величину протекающего через переход прямого тока. Прямой ток диода будет при этом определяться лишь сопротивлением высокоомной базы и линейно зависеть от приложенного напряжения. Этот участок характеристики диода называется омическим и составляет в большинстве случаев основную ее рабочую область. Вырождение экспоненциальной зависимости в линейную происходит при сравнительно малых токах. Падение напряжения на кремниевом диоде при протекании через него номинального рабочего тока обычно составляет 0,8-1,5 В, а на германиевом диоде 0,3-0,5 В.

Обратный ток диода растет с увеличением обратного напряжения. Главными причинами различия обратных ветвей характеристики реального и идеального диодов являются ток термогенерации в объеме и на поверхности перехода и ток утечки по поверхности перехода. В германиевых диодах при комнатной температуре ток термогенерации мал и обратный ток близок к току насыщения. В кремниевых диодах при комнатной температуре ток термогенерации является основной составляющей обратного тока и разница между реальной и расчетной величинами обратного тока в них даже при малых обратных напряжениях достигает 2-3 порядков величины.

Кроме того, реальный переход в некоторой области выходит на поверхность полупроводника. При обратном включении диода на поверхности перехода появляется утечка носителей заряда, что вызывает увеличение и нестабильность («ползучесть») обратного тока во времени. Ползучесть обратного тока не поддается строгому расчету и весьма неодинакова у разных диодов одного и того же типа. При повышении обратного напряжения ток утечки возрастает почти линейно. Ток утечки кремниевых диодов при

комнатной температуре в ряде случаев превышает сумму токов насыщения и термогенерации. Поэтому полный обратный ток кремниевого диода меньше обратного тока германиевого диода всего на 2-3 порядка.

К основным параметрам выпрямительных диодов, характеризующим их работу в выпрямительных схемах, относятся: среднее значение выпрямленного тока $I_{пр.ср.}$, который может длительно протекать через диод при допустимом его нагреве; среднее значение прямого падения напряжения $U_{пр.ср.}$, однозначно определяемое по вольт-амперной характеристике при заданном значении $I_{пр.ср.}$; среднее значение обратного тока $I_{обр.}$ при заданном значении обратного напряжения $U_{обр.}$; Δf - диапазон рабочих частот, в пределах которого ток диода не уменьшается ниже заданного значения. Часто приводят предельную частоту диапазона f_{max} .

Важное значение имеют также параметры предельного электрического режима выпрямительного диода, а именно: предельно допустимая амплитуда обратного напряжения $U_{обр.max}$, которое диод длительно выдерживает без нарушения нормальной работы ($U_{обр.max}$ на 20% меньше напряжения пробоя $U_{обр.пр.}$); максимальное значение тока $I_{пр.max}$; максимальный обратный ток $I_{обр.max}$ при $U_{обр.max}$. Для германиевых диодов предельная рабочая температура обычно не превышает $+70^{\circ}\text{C}$, у кремниевых диодов она может достигать $+150^{\circ}\text{C}$. При увеличении рабочей температуры необходимо снижать величины подводимого напряжения и допустимого выпрямленного тока по сравнению с номинальными значениями.

Выпрямительные диоды подразделяются на диоды малой мощности, рассчитанные на выпрямленный ток $\leq 0,3$ А, средней мощности, рассчитанные на ток от 0,3 А до 10 А, и большой мощности, рассчитанные на средний ток >10 А. Промышленностью выпускаются как германиевые, так и кремниевые диоды. В диодах обычно применяются сплавные p - n -переходы. Как отмечалось, наиболее перспективными диодами являются кремниевые. Современные мощные кремниевые диоды (силовые вентили) имеют обратное напряжение до нескольких киловольт и выпрямленный ток до тысячи ампер.

Площадь перехода, толщина базы, а также габариты, вес и конструкция диода определяется рабочим током и рассеиваемой мощностью. У мощных выпрямительных диодов площадь перехода достигает $\approx 1\text{см}^2$. Плоскостные p - n -переходы обычно изготавливают методом сплавления или диффузии.

Сплавной плоскостной переход образуется в результате сплавления в германиевую или кремниевую монокристаллическую пластину электрода (металла или сплава), который содержит донорные или акцепторные примеси (рис.1.8). Для изготовления сплавных переходов в большинстве случаев применяются электронные полупроводники, так как подвижность основных носителей заряда в них в 2-2,5 раза выше, чем в дырочных полупроводниках. В связи с тем, что при одинаковом удельном сопротивлении полупроводник n -типа относительно чище, пробивное напряжение перехода, изготовленного из полупроводника n -типа, выше пробивного напряжения перехода, изготовленного из полупроводника p -типа. В качестве акцепторного материала для германия наиболее широко применяется индий, а для кремния – алюминий.

Второй метод основан на диффузии примесного вещества в исходный монокристаллический кристалл полупроводника. Переход, образованный в результате диффузии примеси в полупроводник, называется диффузионным. Метод диффузии позволяет довольно точно контролировать расположение p - n -перехода в кристалле и концентрацию примесей. Этот метод обеспечивает высокую воспроизводимость и однородность параметров изготавливаемых переходов и является весьма перспективным для получения мощных диодов.

1.4.3 Высокочастотные диоды

Высокочастотные диоды являются универсальными приборами. Они могут работать в выпрямителях переменного тока широкого диапазона частот (до нескольких сотен мегагерц и даже до десятков гигагерц), а также в модуляторах, детекторах и других

нелинейных преобразователях электрических сигналов. В этой группе диодов в большинстве случаев используется точечный переход. Полупроводниковый диод с точечным переходом обычно называется точечным диодом. Для изготовления таких диодов чаще применяются полупроводники *n*-типа, так как точечный контакт к полупроводнику *p*-типа плохо формируется.

Типичная вольт-амперная характеристика точечного контакта показана на рис.1.9. Обратная ветвь характеристики точечного диода значительно отличается от соответствующей ветви характеристики плоскостного диода. Обратный ток мал (мала площадь перехода), но участок насыщения невелик и не так резко выражен. При увеличении обратных напряжений обратный ток почти равномерно возрастает за счет токов генерации и утечки. Поэтому влияние температуры на величину обратного тока сказывается слабее, чем в плоскостных переходах (удвоение обратного тока происходит при

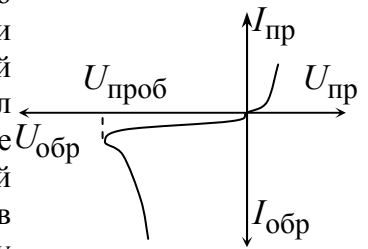


Рис.1.9

приращении температуры на 15-20°C). В довольно широкой предпробойной области характеристики становится заметным эффект размножения носителей за счет ударной ионизации. В области пробоя характеристика имеет участок с отрицательным сопротивлением. Вследствие малой площади перехода снижаются допустимая мощность рассеяния и емкость перехода. Величина допустимых прямых токов точечных диодов не превышает десятков миллиамперов. Превышение допустимого тока приводит к переформовке и выходу контакта из строя. Допустимые рабочие напряжения точечных диодов также невелики – от десятков до сотен вольт. Кроме точечных диодов, широко применяются микросплавные диоды, занимающие промежуточное положение между плоскостными и точечными. Микросплавной переход получается в результате сплавления на малую глубину слоя металла или сплава, предварительно нанесенного на поверхность полупроводника. Такие диоды имеют диаметр перехода, в 3-5 раз больший, чем точечные, и, следовательно, обладают большими допустимыми токами и лучшими обратными характеристиками.

Основным параметром высокочастотных диодов является их емкость. Снижение емкости диодов позволяет повысить скорость переключения и расширить диапазон рабочих частот. При работе на повышенной частоте необходимо учитывать инерционность полупроводникового диода, обусловленную накоплением зарядов вблизи *p-n*-перехода. На очень высоких частотах максимальные амплитуды прямого и обратного токов становятся практически одинаковыми и диод теряет выпрямительные свойства.

Для работы на высоких частотах применяются диоды сверхвысокочастотные (СВЧ). Эти диоды изготавливаются из очень низкоомного материала (малое время жизни носителей заряда) и имеют весьма малый радиус точечного контакта, что обеспечивает хорошие частотные свойства. Диоды СВЧ имеют очень низкое напряжение пробоя (единицы вольт), а рост обратного тока начинается с очень малых обратных напряжений за счет туннельного эффекта носителей через переход.

1.4.4 Импульсные диоды

Импульсные диоды являются разновидностями высокочастотных диодов и предназначены для использования в качестве ключевых элементов в быстродействующих импульсных схемах. Помимо высокочастотных свойств импульсные диоды должны обладать минимальным временем переходных процессов при включении и выключении.

При протекании через диод прямого тока в базе вблизи *p-n*-перехода создается избыточная концентрация неосновных носителей заряда. Величина накопленного заряда тем больше, чем больше прямой ток и время жизни дырок в базе, и зависит от геометрии базы. После прекращения прямого тока неравновесный заряд не может исчезнуть мгновенно и сохраняется в базе в течение времени, сравнимого с временем жизни

неосновных носителей. (Типичное значение для германия и кремния составляет 10-100 мксек.)

При быстром изменении прямого напряжения на обратное в первый момент времени наблюдается резкое увеличение обратного тока (иногда на 1-2 порядка выше установившегося значения), а следовательно, и снижение обратного сопротивления перехода. Возникновение броска обратного тока обусловлено тем, что избыточные дырки, находящиеся в базе на расстоянии диффузионной длины от перехода, втягиваются полем перехода обратно в p -область. Лишь после того, как концентрация дырок в базе достигает своего равновесного значения за счет рекомбинации и утечки дырок через p - n -переход, ток спадает до своего установившегося значения, а обратное сопротивление диода восстанавливается. График, иллюстрирующий установление обратного тока диода при изменении напряжения на нем, приведен на рис.1.10.

Наиболее эффективным методом снижения времени восстановления обратного сопротивления (тока) является уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда в базе (обычно повышением концентрации центров рекомбинации) и сведение к минимуму зарядной емкости перехода путем уменьшения площади перехода.

Наличие избыточной концентрации носителей заряда в базе приводит также к снижению прямого сопротивления диода. После подачи на диод прямого напряжения электропроводность базы будет возрастать постепенно по мере заполнения ее носителями заряда. Поэтому прямое сопротивление диода в переходном режиме оказывается большим, чем в статическом. Эффективным способом сокращения времени установления прямого сопротивления диода является уменьшение толщины базы.

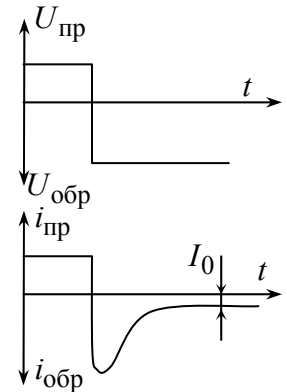


Рис.1.10

Если к диоду было приложено прямое напряжение, то после снятия его до нуля (а не переключение на обратное), напряжение на диоде скачком уменьшается до некоторого значения напряжения большего нуля, а далее постепенно спадает до нуля. Скачок напряжения обусловлен исчезновением падения напряжения на омическом сопротивлении базы при прохождении прямого тока. При этом избыточная концентрация в базе не может измениться мгновенно, поэтому без изменения останется и падение напряжения на самом p - n -переходе. По мере спада избыточной концентрации уменьшается остаточное, так называемое послеинжекционное напряжение на диоде. Процесс установления нулевого напряжения является самым медленным из всех рассмотренных переходных процессов в диоде, так как исчезновение избыточных носителей в базе в этом случае происходит только за счет процесса рекомбинации.

Электрические параметры и предельные режимы работы импульсных диодов определяются физическими свойствами полупроводника, конструктивными особенностями и технологией изготовления.

В быстродействующих импульсных цепях широко используют диоды Шотки (рис.1.11), в которых переход выполнен на основе контакта металл–полупроводник. У этих диодов не затрачивается время на накопление и рассасывание зарядов, их быстродействие зависит только от скорости процесса перезаряда барьерной емкости. Вольт-амперная характеристика диодов Шотки напоминает характеристику диодов на основе p - n -переходов, отличие состоит в то, что прямая ветвь представляет собой идеальную экспоненциальную кривую, а обратные токи достаточно малы (доли – десятки нА).

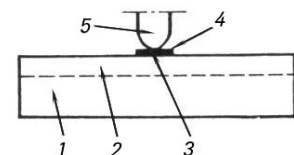


Рис.1.11

Структура диода:

- 1 — полупроводниковая подложка;
- 2 — эпитаксиальная плёнка;
- 3 — контакт металл–полупроводник;
- 4 — металлическая плёнка;
- 5 — внешний контакт

Диоды Шотки применяют также в выпрямителях больших токов и в логарифмирующих устройствах.

В то время, как обычные кремниевые диоды имеют прямое падение напряжения около 0,6—0,7 вольт, применение диодов Шотки позволяет снизить это значение до 0,2—0,4 вольт. Столь малое прямое падение напряжения присуще только диодам Шотки с максимальным обратным напряжением порядка десятков вольт, выше же падение напряжения становится сравнимым с аналогичным параметром кремниевых диодов, что ограничивает применение диодов Шотки.

1.3.5 Стабилитроны

Стабилитроны представляют собой полупроводниковые диоды, напряжение на которых в области электрического пробоя слабо зависит от тока. Они предназначены для стабилизации уровня постоянного напряжения. Как отмечалось (см. рис.1.7), в случае превышения значения $U_{обр.пр}$ происходит пробой $p-n$ -перехода; при этом обратный ток резко возрастает при почти неизменном обратном напряжении. Указанный электрический пробой, например в случае лавинного (см. раздел 1.3), объясняется тем, что при $U_{обр.} > U_{обр.пр}$ электрическое поле в $p-n$ -переходе становится столь сильным, что в состоянии сообщить носителям заряда энергию, достаточную для ударной ионизации нейтральных атомов. При этом возникают дополнительные парные заряды, увеличивающие ток через переход, который нарастает лавинообразно. Такой участок характеристики (аб на рис.1.12) используется в стабилитронах с обратным включением в цепь источника постоянного напряжения. Если обратный ток через стабилитрон не превышает некоторого значения $I_{ст.мах}$, то электрический пробой не приводит к выходу из строя диода, и ток в цепи может протекать длительное время (десятки и сотни тысяч часов). У стабилитронов с малым рабочим напряжением (до 3-4В), которые изготавливаются из низкоомного материала, возникает туннельный пробой. У стабилитронов с рабочими напряжениями более 7 В (более высокоомные) возникает лавинный пробой. У стабилитронов с рабочими напряжениями 3-7В пробой определяется совместным взаимодействием туннельного и лавинного механизмов. В качестве исходного материала при изготовлении стабилитронов используют кремний, поскольку обратные токи кремниевых $p-n$ -переходов невелики, и, следовательно, нет условий для саморазогревания полупроводника и теплового пробоя $p-n$ -перехода. По значению допустимой мощности рассеяния $P_{мах}$ различают стабилитроны малой, средней и большой мощности.

Основными параметрами стабилитронов являются: напряжение стабилизации $U_{ст}$ - напряжение на стабилитроне при указанном номинальном токе стабилизации $I_{ст.ном.}$; минимальный $I_{ст.мин}$ и максимальный $I_{ст.мах}$ токи на участке стабилизации; динамическое сопротивление в рабочей точке на участке стабилизации $R_d = \partial U_{ст}/\partial I_{ст.}$, характеризующее степень изменения стабилизации при изменении тока через стабилитрон; температурный коэффициент напряжения стабилизации $d_{ст.}$, характеризующий относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на 1°C и выражаемый в процентах.

Уровень напряжения стабилизации определяется пробивным напряжением $U_{обр.пр.}$, зависящим, в свою очередь, от ширины $p-n$ -перехода, а следовательно, от степени легирования кремния примесью. Для получения низковольтных стабилитронов используют сильно легированный кремний.

Стабилизацию низковольтного напряжения в пределах 0,3-1,0 В можно получить, используя прямую ветвь вольт-амперной характеристики, которая у кремниевых диодов с высокой концентрацией примесей в n -области почти параллельна оси токов. Такие диоды называют стабисторами. Кроме того, промышленностью выпускаются стабилитроны,

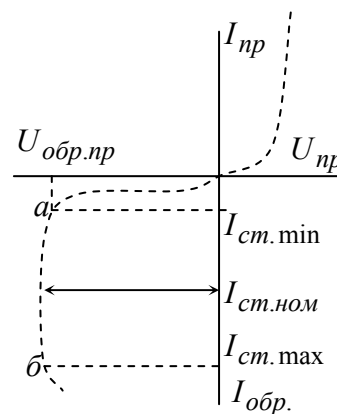









Рис.1.12

имеющие симметричную вольт-амперную характеристику относительно оси токов. В этом случае напряжение стабилизации при прямом смещении равно напряжению стабилизации при обратном смещении.

1.3.6 Условное графическое обозначение диодов (ГОСТ 2.730-73)

Наименование	Обозначение.
Диод	
Диод светоизлучающий (светодиод)	
Варикап (диод емкостной)	
Фотодиод	
Стабилитрон	
Диод туннельный	
Диод Шотки	

1.4 ТРАНЗИСТОРЫ

1.4.1 Устройство и принцип действия биполярного транзистора

Биполярный транзистор, назначением которого является усиление мощности электрических сигналов, представляет собой полупроводниковый прибор с тремя чередующимися слоями полупроводника разного механизма электропроводности. На границе раздела слоев образуются два p - n -перехода. В зависимости от механизма электропроводности внешних слоев различают транзисторы p - n - p (рис.1.13,а,б) и n - p - n (рис.1.13,в,г). Внутреннюю область монокристалла транзистора, разделяющую p - n -переходы, называют базой. Внешний слой монокристалла, предназначенный для инжектирования (внедрения) носителей заряда в базу, называют эмиттером, а p - n -переход, примыкающий к эмиттеру, - эмиттерным. Другой внешний слой, экстрагирующий (вытягивающий) носители заряда из базы, называют коллекторным, а p - n -переход, примыкающий к коллектору, - коллекторным. База является областью, управляющей током через транзистор, так как, меняя напряжение между базой и эмиттером, можно управлять плотностью тока инжекции, а следовательно, и экстракции.

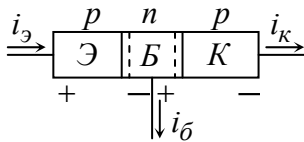


Рис.1.13а

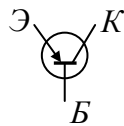


Рис.1.13б

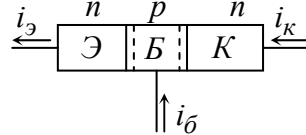


Рис.1.13в

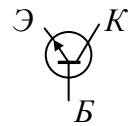


Рис.1.13г

Исходный полупроводниковый материал, а также технология изготовления транзисторов в значительной мере определяют их характеристики и параметры. В зависимости от используемого материала транзисторы классифицируют на германиевые и кремниевые, а по технологии изготовления - на сплавные, диффузионные, планарные и эпитаксиально-планарные.

Если эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный переход - в обратном направлении, то включение транзистора является нормальным. При перемене полярности напряжений получится инверсное включение транзистора.

Основные процессы в биполярном транзисторе рассмотрим на примере транзистора типа p - n - p по одной из возможных схем включения - с общей базой (рис.1.14). При отсутствии внешних напряжений ($U_э = U_к = 0$) поля p - n -переходов создаются лишь объемными зарядами ионов и установившиеся потенциальные барьеры обоих переходов поддерживают динамическое равновесие, а токи через переходы равны нулю. При наличии источников смещения $E_э$ и $E_к$ указанной полярности (нормальное включение) создаются условия для инжектирования дырок из эмиттера в базу и перемещения электронов из базы в эмиттер. Базу выполняют таким образом, что концентрация электронов в ней оказывается во много раз меньше концентрации дырок в эмиттере. В связи с этим ток в цепи эмиттерного перехода будет создаваться главным образом дырками, и встречный поток электронов будет значительно меньше. При встречном перемещении дырок и электронов происходит их частичная рекомбинация, а избыток дырок инжектируется в базу, образуя ток эмиттера $I_э$.

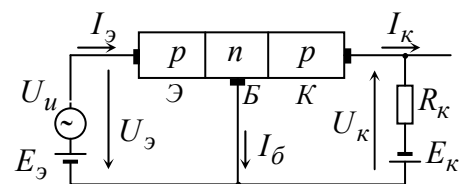


Рис.1.14

В результате инжекции дырок в базу, где они являются неосновными носителями заряда, в ней возникает градиент (разность) концентрации дырок, что приводит к их диффузному перемещению во всех направлениях, в том числе и к коллекторному переходу. Дрейф (перемещение носителей заряда под воздействием электрического поля)

неосновных носителей заряда к коллектору играет второстепенную роль. При перемещении через базу концентрация неосновных носителей заряда уменьшается за счет рекомбинации с электронами, поступающими в базовую цепь от источника E_3 . Поток этих электронов образует базовый ток I_6 . Толщина базы у транзисторов небольшая (единицы микрометра). Поэтому большая часть дырок не успевает рекомбинировать в области базы, достигает коллекторного p - n -перехода, захватывается его полем и рекомбинирует с электронами, поступающими от источника питания E_k , уже в цепи коллекторного перехода. При этом в коллекторной цепи протекает ток I_k , замыкая общую цепь тока. Таким образом, для токов транзистора справедливо соотношение

$$I_3 = I_6 + I_k \quad (1.1)$$

Перенос тока из эмиттерной цепи в коллекторную характеризуется дифференциальным коэффициентом передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \left(\frac{\partial I_k}{\partial I_3} \right)_{U_k = \text{const}}, \quad (1.2)$$

который у современных транзисторов достигает 0,95-0,99 и более. Поэтому $I_6 \approx (0,05-0,01)I_3$ и $I_k \approx (0,95-0,99)I_3$. С учетом (1.1) и (1.2) связь между токами транзистора можно выразить соотношениями:

$$\begin{aligned} I_k &= \alpha I_3, \\ I_6 &= I_3 - I_k = (1 - \alpha) I_3. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Таким образом, изменение тока входной цепи вызывает соответствующее изменение тока в выходной цепи. Поскольку эмиттерный p - n -переход включен в прямом направлении, а коллекторный - в обратном, входное напряжение влияет на коллекторный ток значительно сильнее, чем выходное. На этом свойстве и основано усилительное действие транзистора. Связь между переменными составляющими токов и напряжений при наличии входного переменного напряжения $U_{вх}$ выражается следующими соотношениями:

$$U_{вх} = I_3 \cdot R_{вх}, \quad U_{вых} = I_k \cdot R_k = \alpha I_3 \cdot R_k.$$

Хотя коэффициент передачи тока эмиттера α меньше единицы, коэффициенты усиления по напряжению K_u и по мощности K_p могут достигать больших значений. Дело в том, что при прямом включении эмиттерного перехода его сопротивление переменному току $R_{вх}$ составляет несколько десятков ом, а сопротивление коллекторного перехода при обратном включении достигает сотен килоом. Поэтому в выходную цепь транзистора можно включать большое сопротивление нагрузки $R_k \gg R_{вх}$. Тогда коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_k R_k}{I_3 R_{вх}} = \frac{\alpha R_k}{R_{вх}} \gg 1$$

и коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{I_k^2 R_k}{I_3^2 R_{вх}} = \frac{\alpha^2 R_k}{R_{вх}} \gg 1$$

Транзисторы типа n - p - n отличаются от транзисторов типа p - n - p тем, что в первых приложенные напряжения для нормального включения имеют противоположную полярность, а неосновными носителями заряда в базе являются свободные электроны.

1.4.2 Устройство и принцип действия полевого транзистора

В полевых (униполярных) транзисторах в отличие от биполярных используется метод управления процессами в полупроводниковых приборах с помощью электрического поля. Обладая усилительными свойствами, полевые транзисторы являются униполярными полупроводниковыми приборами, так как протекание тока в них обусловлено дрейфом носителей заряда одного знака в продольном электрическом поле через управляемый канал р- или n-типа.

Управление током через канал осуществляется поперечным электрическим полем (а не током, как в биполярных транзисторах), о чем свидетельствует сам термин «полевые транзисторы». Таким образом, принцип работы полевого транзистора основан на том, что изменение напряженности поперечного электрического поля изменяет проводимость канала, по которому проходит ток выходной цепи.

Применяют две разновидности полевых транзисторов: с затвором в виде р-п-перехода и с изолированным затвором.

Рассмотрим принцип действия работы полевого транзистора плоской конструкции с затвором в виде р-п-перехода (рис. 1.15а), схема включения которого с общим истоком показана на рис. 1.15б. Прибор состоит из пластинки кремния с электропроводностью n-типа, представляющей собой канал полевого транзистора, на концах которого находятся сильно легированные области, называемые стоком и истоком. Последовательно к этим электродам подключаются источник питания E_c и нагрузка R_n (рис. 1.15б). Напряжение источника питания имеет такую полярность, что поток основных носителей заряда (в канале n-типа - электронов) перемещается от истока к стоку. В противоположные грани пластинки внесены акцепторные примеси, превращающие поверхностные слои в области полупроводника р-типа. Соединенные электрически вместе, эти слои образуют единый электрод, называемый затвором. При этом между каналом и затвором образуются два р-п-перехода.

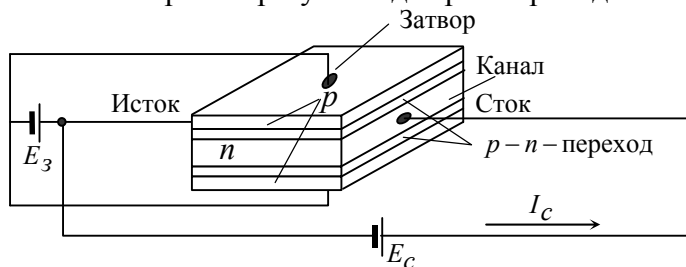


Рис. 1.15а

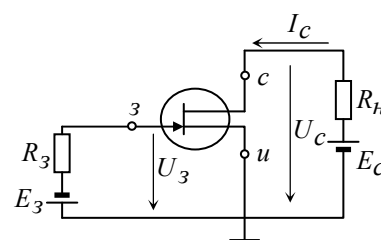


Рис. 1.15б

Проводимость канала определяется его сечением. Изменяя напряжение на затворе U_3 , смещающее при указанной на рис. 1.15а полярности источника E_3 переходы в обратном направлении, можно изменять сечение канала за счет расширения или сужения обедненных слоев переходов, а следовательно, сопротивление канала и значение проходящего через него тока. При $U_3 = 0$ ток стока I_c , проходящий через канал, имеет максимальное значение, так как сечение канала максимально. При увеличении обратного напряжения U_3 обедненные слои р-п-переходов расширяются, уменьшая сечение канала, проводящего ток между истоком и стоком. В результате уменьшается ток стока I_c . При определенном напряжении, называемом напряжением отсечки U_{30} , сечение канала уменьшается практически до нуля и возрастание тока I_3 прекращается. При этом сток и исток оказываются изолированными друг от друга. Таким образом, управление током стока (основной цепи) почти бестоковое, поскольку на затвор подается обратное напряжение и через него проходит только обратный ток перехода.

На рис. 1.16 показано семейство выходных (стоковых) характеристик. При подаче на сток положительного U_c относительно истока (см. рис. 1.15б) и его увеличении ток стока **возрастает по нелинейному закону. Нелинейный характер**

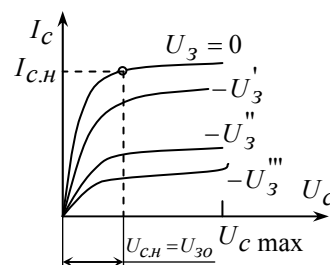


Рис. 1.16

стока объясняется тем, что с повышением напряжения U_c , смещающего p - n -переходы также в обратном направлении, сечение канала уменьшается, причем тем больше, чем ближе к стоку, так как падение напряжения в канале за счет тока стока растет от $U_{c(0)} = 0$ на истоке до U_c на стоке. При этом проводимость канала уменьшается, и рост тока замедляется. Когда напряжение на стоке достигнет уровня так называемого напряжения насыщения $U_c = U_{c.n.}$, происходит полное перекрытие обедненными слоями канала на стоке (у истока сечение канала остается первоначальным, так как $U_{c(0)} = 0$). При этом дальнейшее повышение напряжения U_c приводит к слабому росту тока стока, так как одновременно увеличивается сопротивление канала (полное перекрытие канала расширяется вглубь к истоку), а ток стока достигает тока насыщения $I_{c.n.}$. Очевидно, при $U_3 = 0$ $U_{c.n.} = U_{30}$. Режим пологого участка вольт-амперной характеристики называют режимом насыщения.

При $|U_3| > 0$ расширение обедненных слоев и уменьшение сечения канала происходит под действием двух напряжений: U_3 и U_c . В этом случае напряжение насыщения уменьшается и для любого значения напряжения на затворе U_3 может быть определено равенством $U_{c.n.} = U_{30} - U_3$. С уменьшением напряжения $U_{c.n.}$ уменьшается также ток стока насыщения $I_{c.n.}$. В рабочем режиме используют пологие участки выходных характеристик. При больших напряжениях на стоке происходит пробой структуры. Поэтому в рабочем режиме превышение максимально допустимого напряжения стока недопустимо.

Более широкое применение находят полевые транзисторы с изолированным затвором, имеющие лучшие электрические свойства. У этих транзисторов между полупроводниковым каналом и металлическим затвором расположен изолирующий слой из диэлектрика. Такая структура металл-диэлектрик-полупроводник предопределила название "МДП-транзисторы". Поскольку в качестве диэлектрика используется двуокись кремния SiO_2 , транзисторы структуры металл-окисел-полупроводник называют МОП-транзисторами.

У МДП-транзистора со встроенным каналом (рис. 1.17а) в процессе изготовления структуры между истоком и стоком создается тонкий приповерхностный слой с электропроводностью, аналогичной электропроводности истока и стока, который является каналом для протекания тока стока даже при отсутствии напряжения на затворе ($U_3 = 0$) (рис. 1.18а).

С приложением к затвору положительного потенциала происходит "выталкивание" основных носителей заряда (в данном случае - дырок) из канала. При этом сопротивление канала возрастает, и ток стока уменьшается. Такой режим носит название режима обеднения. С приложением к затвору отрицательного потенциала концентрация дырок в канале увеличится, сопротивление канала уменьшится, и ток стока возрастает. Этот режим называют режимом обогащения.

У МДП-транзистора с индуцированным каналом (рис. 1.17б) при положительном или равном нулю напряжении на затворе ток стока отсутствует, так как p -области стока и истока образуют с n -областью (подложкой) встречно включенные p - n -переходы.

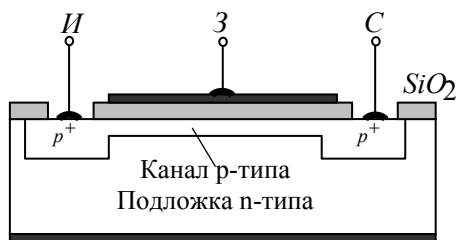


Рис.1.17а

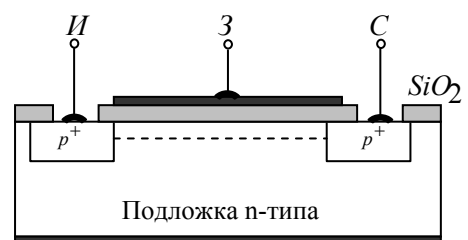


Рис.1.17б

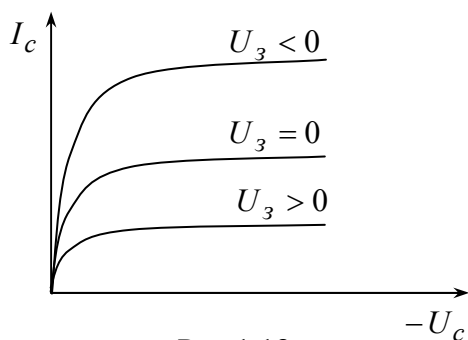


Рис.1.18а

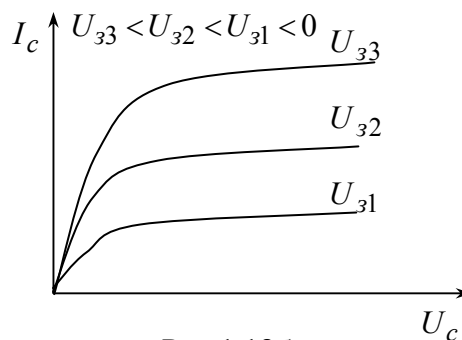


Рис.1.18б

Если к затвору приложен отрицательный потенциал, то приповерхностный слой полупроводника, расположенный между истоком и стоком, обогащается дырками. Это приводит к образованию канала с повышенной проводимостью, по которому проходит ток стока. С увеличением отрицательного потенциала затвора сопротивление индуцированного канала уменьшается, и ток стока возрастает, что отражено на стоковой вольт-амперной характеристике (рис. 1.18б).

На стоковых характеристиках МДП-транзисторов также наблюдается участок насыщения, обусловленный увеличением сопротивления канала при повышении напряжения на стоке.

Поскольку ПТ управляются напряжением входного сигнала, а не током, как биполярные транзисторы, параметр «коэффициент усиления» сигнального тока заменяется передаточной проводимостью g_m . Передаточная проводимость является мерой качества полевого транзистора и характеризует способность напряжения затвора управлять током стока. Выражение для передаточной проводимости выглядит следующим образом:

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial U_3} \cong \frac{\Delta I_c}{\Delta U_3} \text{ при } U_{cu} = const.$$

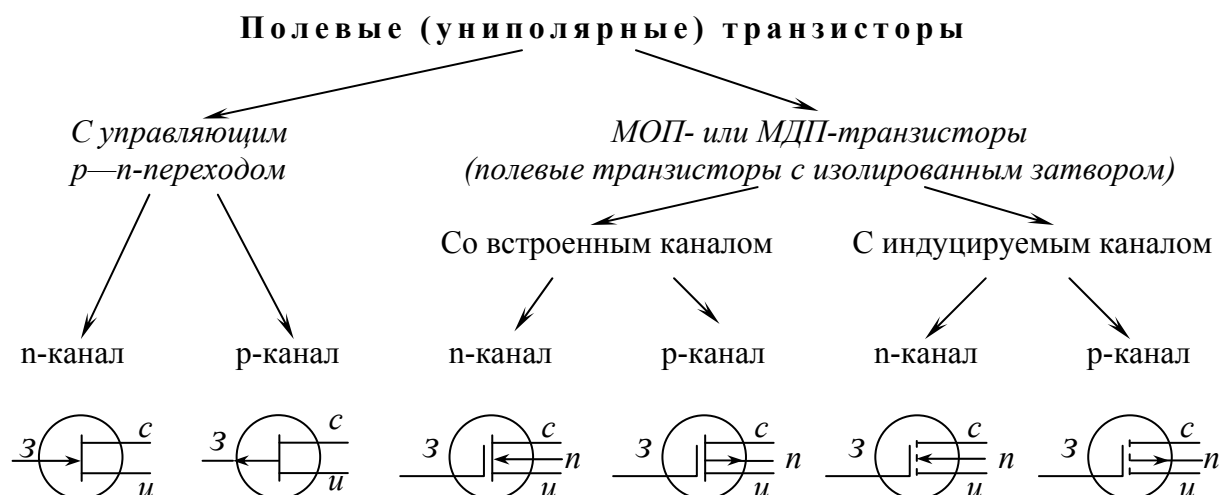
Как следует из выражения, параметр g_m для ПТ есть отношение приращения тока стока к приращению напряжения затвора при постоянной величине напряжения между истоком и стоком.

Важными параметрами полевых транзисторов являются крутизна стоковой характеристики S и сопротивление стока r_c , которые определяют из вольт-амперных характеристик:

$$S = \left(\frac{\partial I_c}{\partial U_3} \right)_{U_c=const} ; \quad r_c = \left(\frac{\partial U_c}{\partial I_c} \right)_{U_3=const}$$

Интерес к полевым транзисторам обусловлен главным образом их малыми собственными шумами (здесь отсутствует процесс инжекции и связанная с ними флуктуация) и высоким входным сопротивлением (10^{14} - 10^{17} Ом).

1.4.3 Классификация полевых транзисторов (ПТ)



В полевых (униполярных) транзисторах заряды переносятся носителями одного вида: либо электронами, либо дырками. Полевые транзисторы (ПТ) имеют три области, называемые затвором (З), истоком (И) и стоком (С). В зависимости от вида используемых носителей различают два типа полевых транзисторов: *p*- и *n*-канальные.

В полевом транзисторе с управляющим *p-n*-переходом и каналом *n*-типа при поступлении отрицательного напряжения на затвор происходит обеднение канала носителями зарядов и проводимость канала уменьшается. (Для ПТ с каналом *p*-типа проводимость уменьшается при действии положительного напряжения на затвор.) Поскольку однопереходной полевой транзистор имеет только две зоны с разными типами проводимости (выводы истока и стока подключены к одной зоне, а вывод затвора – к другой), проводимость между истоком и стоком того же типа, что и проводимость канала.

Следовательно, в отличие от биполярного транзистора, у которого при $U_{бэ} = 0$ ток коллектора равен 0, ток канала может протекать даже при нулевом напряжении затвор-исток. Поскольку ток канала это функция напряжения $U_{зи}$, канал полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом может проводить ток в обоих направлениях: от истока к стоку и в обратном направлении (у биполярного транзистора в ток коллектора рабочем режиме имеет всегда одно направление). При этом рабочая точка (например, для схем класса А) для таких транзисторов устанавливается путем подачи напряжения обратного смещения затвора в отличие от прямого смещения базового перехода в биполярных транзисторах.

В транзисторах с управляющим *p-n*-переходом обычно подается запирающее напряжение $U_{зи}$ на переход (отрицательное для *n*-канала) и максимальный ток в канале получается при $U_{зи} = 0$. Направление тока в канале зависит от полярности источника питания, подключенного к каналу; при изменении полярности источника питания вывод, бывший сток, становится истоком и наоборот.

Другой вид полевых транзисторов – это МОП- (металл-окисел-полупроводник) и МДП- (металл-диэлектрик-полупроводник) транзисторы

У МОП-транзисторов затвор изображается как бы в виде обкладки конденсатора, что символизирует емкость, возникающую в результате формирования очень тонкого слоя окисла, изолирующего металлический контакт вывода затвора от канала. (От этого способа производства и произошел термин «МОП-транзистор».) Обозначением «П» отмечен дополнительный вывод подложки, присоединенный к основанию пластины, используемой в процессе изготовления транзистора.

МОП-транзисторы делятся на два вида: со встроенным каналом, работающие в режиме обеднения, и с индуцируемым каналом, работающие в режиме обогащения.

В МОП-транзисторах обедненного типа имеется ток стока при нулевом смещении на входе. Напряжением обратного смещения ток стока уменьшают до некоторой величины, зависящей от требуемого динамического диапазона входного сигнала. У транзисторов обедненного типа линия, изображающая канал, непрерывная, что означает наличие замкнутой цепи и протекание тока в канале (тока стока) при нулевом смещении затвора.

В МОП-транзисторах обогащенного типа ток стока при нулевом смещении мал. Напряжением смещения ток стока увеличивают до некоторой величины, зависящей от динамического диапазона входного сигнала. У МОП-транзисторов обогащенного типа линия, изображающая канал, прерывистая, что символизирует как бы разрыв цепи при нулевом смещении. Для того чтобы увеличить ток до величины, необходимой для нормальной работы такой схемы, например, как усилитель, нужно использовать соответствующее смещение.

1.4.4 Четырехслойные приборы

Четырехслойными называются полупроводниковые приборы, имеющие $p-n-p-n$ - или $n-p-n-p$ -структуру, в характеристике которых имеется область отрицательного дифференциального сопротивления. Такие приборы бывают неуправляемые и управляемые.

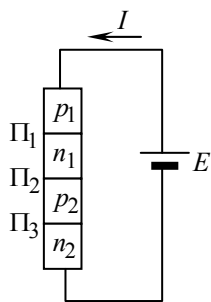


Рис.1.19а

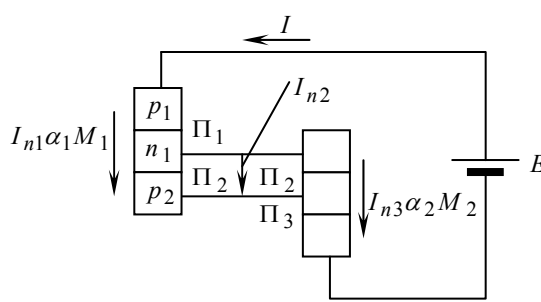


Рис.1.19б

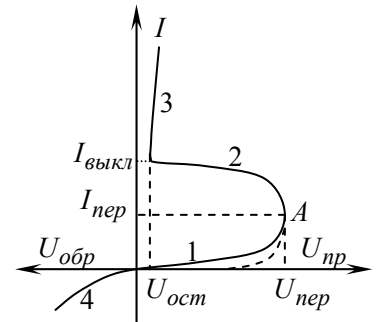


Рис.1.19в

Неуправляемые четырехслойные приборы (переключающие диоды) состоят из трех последовательно соединенных $p-n$ -переходов (рис.1.19а). При указанной на рисунке полярности внешнего напряжения (прямое) переходы Π_1 и Π_3 смещены в прямом направлении, а переход Π_2 — в обратном. Четырехслойный диод можно представить в виде комбинаций двух транзисторов: $p-n-p$ -типа с эмиттерным Π_1 и коллекторным Π_2 переходами (рис.1.19б). Полный ток через общий коллекторный переход Π_2 обусловлен токами первого и второго эмиттеров, а также нулевым током коллектора. В поле пространственного заряда коллекторного перехода может возникнуть размножение носителей в результате ударной ионизации, которое можно учесть коэффициентом умножения M в $p-n$ -переходе. Величина M зависит от концентрации носителей, напряженности электрического поля и характера его распределения. При $M_1 = M_2 = M$

$$I_{\Pi 2} = (I_{\Pi 1} \alpha_1 + I_{\Pi 3} \alpha_2) M + I_{K0}.$$

Через все переходы протекает одинаковый ток $I_{\Pi 1} = I_{\Pi 2} = I_{\Pi 3} = I$. Тогда

$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2) M}.$$

Из последнего соотношения можно получить уравнение вольт-амперной характеристики. Вольт-амперная характеристика реального четырехслойного диода приведена на рис.1.19в. При малых прямых напряжениях через диод протекает небольшой обратный ток насыщения второго перехода. На малых токах эмиттера, не превышающих

несколько микроампер, величина коэффициента передачи тока эмиттера значительно меньше 0,5 и $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$. На этом участке характеристики дифференциальное сопротивление диода велико. По мере увеличения напряжения возрастают ток утечки второго перехода и токи эмиттеров. Вблизи точки А наблюдается резкое увеличение тока диода при небольшом увеличении напряжения. На этом участке возрастают коэффициенты передачи α_1 и α_2 и возникает лавинное размножение носителей в коллекторном переходе (при определяющей роли лавинного размножения вольт-амперная характеристика около точки А имеет ярко выраженный участок лавинного пробоя). Участок 1 заканчивается в точке перегиба вольт-амперной характеристики А, где $R_i = 0$. Напряжение и ток, соответствующие точке прямого переключения, называются соответственно напряжением переключения $U_{пер}$ и током переключения $I_{пер}$. Переключение наступает при условии $(\alpha_1 + \alpha_2)M = 1$. Дальнейшее возрастание тока диода сопровождается уменьшением падения напряжения на нем (участок 2 с отрицательным дифференциальным сопротивлением). Возрастание $(\alpha_1 + \alpha_2)$ сопровождается уменьшением М, а следовательно, и уменьшением падения напряжения на коллекторном переходе. Минимальное падение напряжения $U_{ост} = 0,8 \div 1,5 В$ наблюдается в точке обратного переключения при токе выключения $I_{выкл}$. При этом все три перехода смещены в прямом направлении и диод работает в режиме глубокого насыщения. Дальнейший рост тока почти не сказывается на величине остаточного напряжения (участок 3). При обратных напряжениях вольт-амперная характеристика не отличается от обратной ветви характеристики обычного диода.

Четырехслойный диод может находиться в двух состояниях устойчивого равновесия: на участке 1 с малым током диода и большим падением напряжения на нем и на участке 3 с большим током и малым падением напряжения, то есть его можно использовать в качестве ключа. Для переключения диода необходимо изменить внешнее приложенное напряжение Е.

Управляемые четырехслойные приборы называются тиристорами. Для осуществления регулировки одна из баз имеет вывод (рис.1.20а). Семейство вольт-амперных характеристик четырехслойного управляемого прибора, которые обычно называются выходными, приведено на рис.1.20б. В основу четырехслойного управляемого прибора положена зависимость коэффициента α от тока. Управляя током базы одного из эквивалентных транзисторов, можно регулировать величину напряжения переключения (переход прибора в проводящее состояние) почти независимо от величины внешнего напряжения Е.

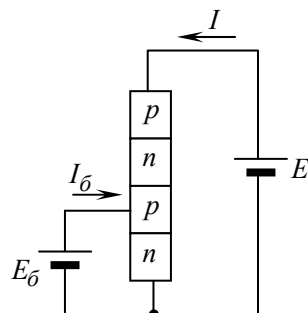


Рис.1.20а

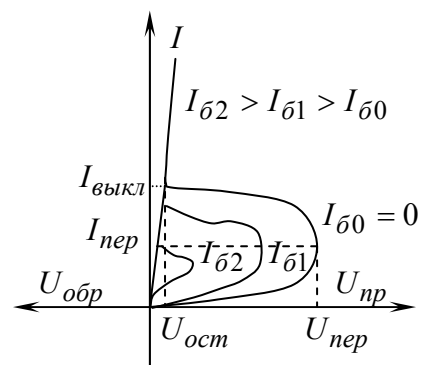





Рис.1.20б

Четырехслойные приборы обычно изготавливаются из кремния n-типа методом сплавления и диффузии или методом последовательной диффузии.

1.4.5 Условное графическое обозначение тиристоров (ГОСТ 2.730-73)

Наименование	Обозначение.
Диодный тиристор (динистор)	
Тиристор незапираемый триодный с управлением по катоду	
Тиристор триодный, запираемый в обратном направлении, с управлением по аноду	

1.5 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 1

1. Чем обусловлены дрейфовый и диффузионный токи в $p-n$ -переходе?
2. Почему при увеличении прямого напряжения ток диода возрастает?
3. Чем обусловлен ток, проходящий через $p-n$ -переход при обратных напряжениях?
4. Как изменяется барьерная емкость $p-n$ -перехода, если увеличить обратное напряжение?
5. В чем заключаются основные отличия германиевых и кремниевых диодов?
6. Чем объясняется рост обратного тока у полупроводникового диода с ростом температуры?
7. Чем определяется рабочая область на вольт-амперной характеристике стабилитрона?
8. Чем объясняются усилительные свойства биполярного транзистора?
9. В чем отличие полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом от полевого транзистора с изолированным затвором?
10. В чем отличие индуцированного канала от встроенного?

Выполнить лабораторную работу по теме «Полупроводниковые приборы на основе $p-n$ -перехода», используя соответствующие моделирующие программы.

2 ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

2.1 СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Как элемент электрической цепи транзистор обычно используется таким образом, что один из его электродов является входным, а другой - выходным. Третий электрод - общий относительно входа и выхода. В цепь входного электрода включается источник входного переменного сигнала, а в цепь выходного - нагрузка. В зависимости от того, какой электрод является общим, различают три схемы включения транзисторов: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) (рис.2.1). При этом

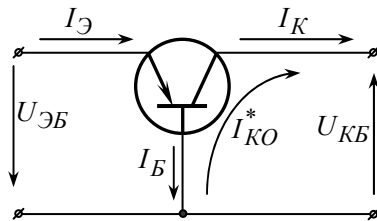


Рис 2.1а

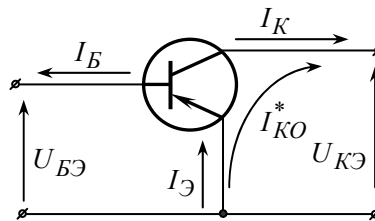


Рис 2.1б

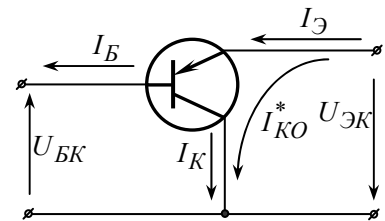


Рис 2.1в

каждая схема включения транзистора характеризуется двумя независимыми семействами статических характеристик, определяющих соотношения между токами, протекающими в цепях его электродов, и напряжениями, приложенными к этим электродам. Такими характеристиками являются:

$$\begin{aligned} \text{входные} - I_{\text{вх}} &= f(U_{\text{вх}}) \text{ при } U_{\text{вых}} = \text{const} & \text{и} \\ \text{выходные} - I_{\text{вых}} &= f(U_{\text{вых}}) \text{ при } I_{\text{вх}} = \text{const}. \end{aligned}$$

2.1.1 Схемы с общей базой и общим затвором

Для схемы с ОБ₂ общим электродом которой является база транзистора (рис.2.1а), характерно усиление по напряжению и мощности. Однако эта схема не усиливает тока, поскольку входным является ток эмиттера $I_{\text{Э}}$, а выходным - ток коллектора $I_{\text{К}}$ и в соответствии с полученным в главе 1 выражением (1.1) $I_{\text{К}} = I_{\text{Э}} - I_{\text{Б}} < I_{\text{Э}}$. Связь между входным и выходными токами определяется уравнением (1.3 глава 1).

При разомкнутой цепи эмиттера ($I_{\text{Э}} = 0$) в цепи коллектор-база проходит диффузионный неуправляемый ток насыщения коллекторного р-п-перехода, смещенного в обратном направлении. Его называют обратным током коллектора $I_{\text{КО}}$. Поэтому полное выражение для тока коллектора с учетом (1.3) будет иметь вид

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КО}} \quad (2.1)$$

Входные характеристики транзистора для схемы ОБ (рис.2.2а) представляют собой зависимость входного тока эмиттера $I_{\text{Э}}$ от напряжения $U_{\text{ЭБ}}$. Вольт-амперная характеристика при $U_{\text{К}} = 0$ является обычной характеристикой р-п-перехода, смещенного в прямом направлении. Увеличение отрицательного напряжения на коллекторе приводит к смещению характеристики в область больших токов. При очень больших токах $I_{\text{Э}}$ входные характеристики близки к линейным с наклоном, определяемым в основном объемным сопротивлением базы. Увеличение отрицательных значений $U_{\text{К}}$ вызывает смещение кривых - они смещаются ближе к оси токов. Это смещение наиболее существенно при малых величинах $U_{\text{К}}$. При напряжениях $U_{\text{К}}$ порядка нескольких вольт характеристики практически сливаются, что объясняется слабым влиянием $U_{\text{К}}$ на режим работы эмиттерного перехода. С изменением температуры (при заданном токе эмиттера) напряжение эмиттер-база изменяется практически линейно с температурным коэффициентом около -2 мВ/град . Повышение температуры смещает входные характеристики к оси токов.

Приближенные выходные характеристики транзистора для схемы ОБ представлены на рис. 2.2б. Кривая при $I_{\text{Э}} = 0$ является характеристикой р-п-перехода, смещенного в

обратном направлении. При этом $I_K = I_{K0}$. С ростом входного тока эмиттера в соответствии с (2.1) увеличивается ток коллектора, поэтому при $I_E > 0$ кривые смещаются вверх от характеристики I_{K0} . Как видно из графика, при $U_{KB} = 0$ ток I_K становится значительным и практически не изменяется с повышением напряжения U_{KB} . Это свидетельствует о диффузном характере перемещения неосновных носителей заряда через базу, а не в результате дрейфа в электрическом поле коллектора. При $U_{KB} = U_{KB пр}$ происходит пробой коллекторного перехода и коллекторный ток резко возрастает. Такой режим работы транзистора является недопустимым. Величина напряжения $U_{KB пр}$, при котором наступает лавинообразное нарастание тока коллектора, и пробой коллекторного перехода уменьшаются при повышении температуры и при увеличении содержания легирующих примесей.

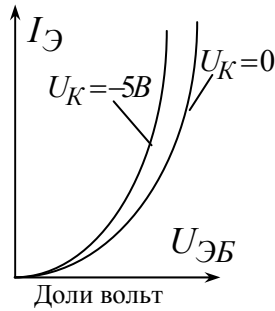


Рис.2.2а

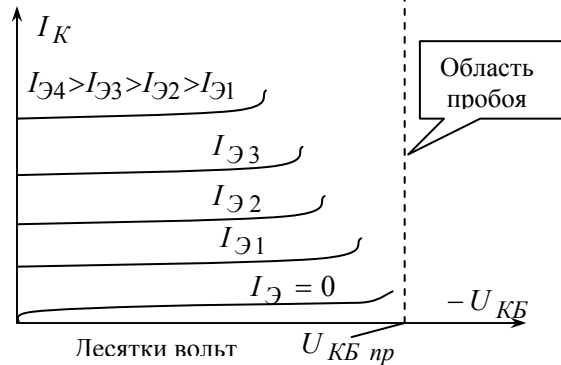


Рис.2.2б

При увеличении температуры выходные характеристики смещаются в сторону больших токов I_K за счет увеличения тока I_{K0} .

На рис.2.3 приведены схемы усилителей на биполярных и полевых транзисторах.

Достоинством схемы с ОБ является хорошая развязка между входной и выходной цепями, что особенно существенно для высокочастотных (ВЧ) схем, в которых внутренняя обратная связь должна быть минимальной. (Упомянутая обратная связь рассмотрена более подробно будет позднее.) На рис.2.3а используется п-р-п-транзистор, а прямое смещение на входе и обратное на выходе создаются при помощи источников питания, включенных надлежащим образом.

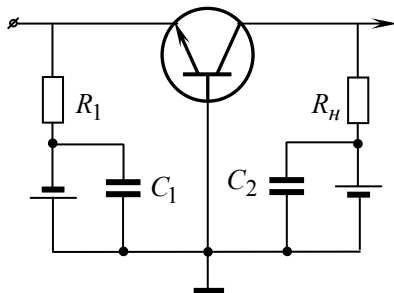


Рис.2.3а

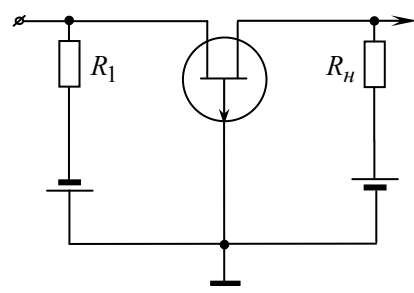


Рис.2.3б

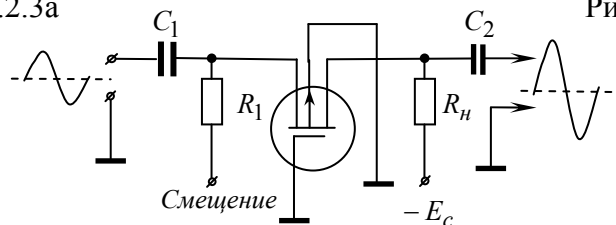


Рис.2.3в

На рис.2.3б показана схема усилителя на ПТ, аналогичная схеме усилителя на биполярном транзисторе, изображенной на рис.2.3а. В схеме используется полевой транзистор с каналом р-типа и, как описывалось в разделе об ОЭ, на входе создается обратное смещение вместо прямого. Такую схему называют схемой с общим (заземленным) затвором. Применяемый на практике вариант схемы на МОП-транзисторе приведен на рис.2.3в.

В схемах, показанных на рис.2.3, не происходит поворота фазы сигнала на 180° , как это имеет место в схемах с заземленным эмиттером или истоком. Например, в схеме, приведенной на рис.2.3а, положительная полуволна входного сигнала уменьшает прямое смещение эмиттерного перехода, что приводит к уменьшению тока коллектора. Поэтому падение напряжения на R_n уменьшится. Так как это падение напряжения приложено минусом к выводу коллектора и плюсом к источнику питания, то напряжение коллектора станет менее отрицательным. Следовательно, положительной полуволне входного напряжения соответствует положительная полуволна выходного напряжения.

2.1.2 Схемы с общим эмиттером и общим истоком

В схеме с ОЭ входным является ток базы I_b , выходным - ток коллектора I_k , а эмиттер - общий электрод для входной и выходной цепей транзистора (рис. 2.1б). Как и для схемы ОБ, коэффициент передачи тока в схеме ОЭ (коэффициент передачи тока эмиттера) определяется отношением приращений выходного тока к входному:

$$\beta = \left(\frac{\partial I_k}{\partial I_b} \right)_{U_k = \text{const}} \quad (2.2)$$

Подставив в (2.2) значение тока базы $I_b = I_3 - I_k$ и разделив числитель и знаменатель на I_3 , получим

$$\beta = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}. \quad (2.3)$$

При изменении α от 0,95 до 0,99 коэффициент β изменится в пределах 20-100. Следовательно, схема ОЭ обладает значительным усилением по току. Так как она обладает также усилением по напряжению, усиление по мощности данной схемы значительно больше, чем в схеме ОБ.

Подставляя в (2.1) значение тока эмиттера $I_3 = I_k + I_b$, для тока коллектора будем иметь

$$I_k = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) I_b + \frac{I_{ko}}{1-\alpha}. \quad (2.4)$$

Второй член в правой части уравнения (2.4) представляет собой сквозной диффузный ток коллектора I_{ko} при разомкнутой цепи базы ($I_b = 0$) аналогично току I_{ko} в схеме ОБ при $I_3 = 0$:

$$I_{ko}^* = \frac{I_{ko}}{1-\alpha} = I_{ko} \frac{1+\alpha}{1-\alpha} = I_{ko}(1+\beta) \quad (2.5)$$

Для общего тока коллектора из уравнения (2.4) с учетом (2.3) и (2.5) найдем

$$I_k = \beta I_b + I_{ko}(1+\beta) = \beta I_b + I_{ko}^* \quad (2.6)$$

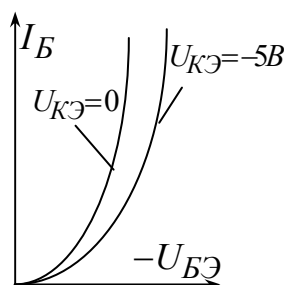


Рис.2.4а

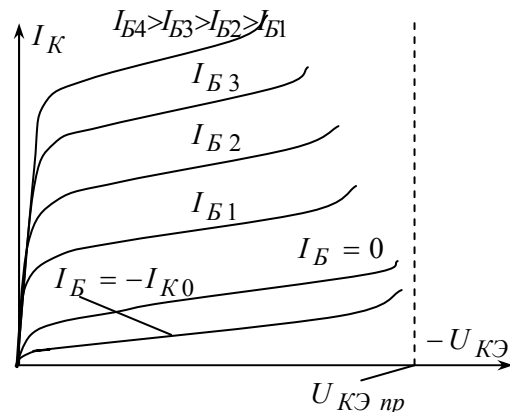


Рис.2.4б

Семейство входных характеристик транзистора для схемы ОЭ приведено на рис.2.4а. При $U_{кз}=0$ вольт-амперная характеристика аналогична прямой ветви характеристики диода. Взаимное расположение входных характеристик, как в схеме с ОБ, зависит от напряжения коллектора. Однако входные характеристики в схеме с ОЭ, снятые при больших значениях $U_{кз}$, располагаются дальше от оси токов, чем характеристики, снятые при меньших $U_{кз}$. Влияние напряжений $U_{кз}$ и $U_{к}$ на величину входного тока практически прекращается при напряжениях, больших 0,1-0,2 В. При $U_{кз}$ и $U_{к}$, близких к нулю, плотность неосновных носителей заряда вблизи коллекторного перехода будет отлична от нуля, и градиент концентрации dp/dx в базе при этом уменьшается. Следовательно, уменьшается ток $I_{з}$, а ток $I_{б}$ увеличивается (для поддержания электрической нейтральности базы требуется большое число компенсирующих электронов). По мере возрастания отрицательного напряжения $U_{кз}$ ток $I_{б}$ уменьшается.

Выходные характеристики транзистора для схемы ОЭ (рис.2.4б) описываются соотношением (2.6). По сравнению с выходными характеристиками транзистора в схеме с ОБ они имеют больший наклон. Это объясняется более сильной зависимостью коэффициента передачи тока базы от напряжения $U_{кз}$. Кроме того, в схеме с ОЭ сильнее сказывается эффект умножения носителей заряда в коллекторном переходе. Возникающие в результате умножения электроны, проникая в базу, смещают эмиттерный переход в прямом направлении. Ток $I_{з}$ (а следовательно, ток $I_{к}$) при постоянном токе базы возрастает с увеличением $U_{кз}$. Последнее обстоятельство приводит к пробое коллекторного перехода транзистора при более низких напряжениях на коллекторе ($U_{кз пр} < U_{кб пр}$). При больших токах базы характеристики заметно сгущаются. При малых напряжениях на коллекторе (0,2-0,3 В) ток коллектора не зависит от тока базы, и характеристики сливаются в одну линию (область насыщения). Начальные участки выходных характеристик транзистора для схемы с ОЭ сходятся в начало координат, так как при $U_{кз}=0$ разность потенциалов на коллекторном переходе практически равна нулю, а следовательно, равен нулю ток коллектора $I_{к}$.

Значительно более чувствительны к температуре наклон и форма выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ. При повышении температуры выходные характеристики смещаются в сторону больших токов и наклон их сильно увеличивается.

Для работы в классе А (раздел 2.5) напряжение смещения между базой и эмиттером должно быть прямым (отпирающим), а между коллектором и эмиттером – обратным (запирающим). Для получения такого смещения полярности источников питания выбираются в зависимости от типа используемого транзистора. Для $p-n-p$ -типа (рис.2.5а) плюс источника смещения должен быть подключен к эмиттеру p -типа, а минус – к базе n -типа. Таким образом, прямое смещение получается при отрицательном потенциале базы относительно эмиттера. Для обратного смещения коллектора p -типа его потенциал должен быть отрицательным. Для этого источник питания подключается положительным полюсом к эмиттеру, а отрицательным к коллектору.

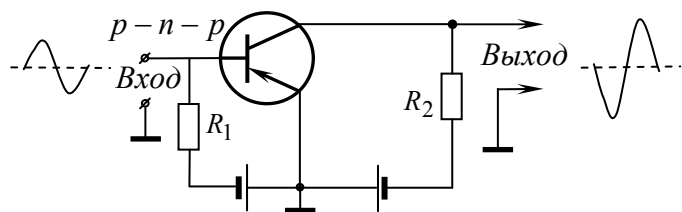


Рис.2.5а

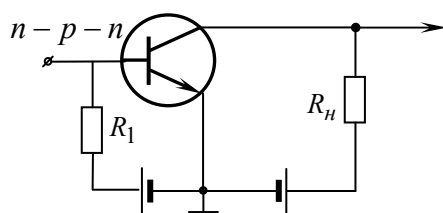


Рис.2.5б

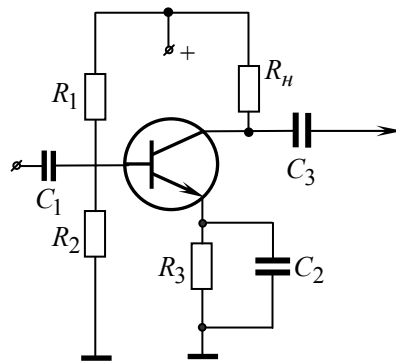


Рис.2.5в

Входной сигнал создает на резисторе R_1 падение напряжения, которое алгебраически складывается с постоянным смещающим напряжением. В результате этого суммарный потенциал базы изменяется в соответствии с сигналом. С изменением потенциала базы меняется ток коллектора, а следовательно, и напряжение на резисторе R_2 . При положительной полуволне входного напряжения прямое смещение уменьшается и ток через R_2 соответственно уменьшается. Падение напряжения на R_2 также уменьшается, в результате чего между входным и выходным сигналом образуется сдвиг фаз в 180° .

Если используется транзистор п-р-п-типа (рис.2.5б), то полярность обоих источников питания меняется на обратную. При этом базовый переход также оказывается смещенным в прямом направлении, а коллекторный – в обратном. Как и в предыдущем случае, между входным и выходным сигналами образуется сдвиг фаз в 180° .

На рис. 2.5а и 2.5б изображены основные элементы усилителя, а схема усилителя, применяемая на практике, приведена на рис.2.5в. Здесь конденсатор C_1 не пропускает постоянной составляющей входного сигнала, но имеет малое реактивное сопротивление для его переменной составляющей, которая таким образом поступает на резистор R_2 р. (Это так называемая RC-связь; более подробно она описана позднее). Напряжение прямого смещения базы поступает с делителя напряжения R_1 — R_2 , который подключен к источнику питания. Нужная величина прямого смещения базы транзистора получается при надлежащем выборе отношения величин сопротивлений R_1 и R_2 . При этом в транзисторе п-р-п-типа потенциал базы устанавливают более положительным, чем эмиттер. Коллекторный резистор, на котором образуется выходной сигнал, обычно называют резистором нагрузки и обозначают R_n . Через разделительный конденсатор C_3 сигнал поступает на следующий каскад. Входные и выходные цепи должны иметь общую заземленную точку (рис.2.5а).

Резистор R_3 (рис.2.5в) оказывает стабилизирующее действие на ток транзистора при изменении температуры. Падение напряжения на R_3 создает обратное (запирающее) смещение эмиттерного перехода транзистора, так как оно повышает потенциал эмиттера. Следовательно, оно уменьшает положительное прямое смещение базы на величину этого падения напряжения. Присутствие переменной составляющей напряжения на R_3 вызвало бы уменьшение выходного сигнала и, следовательно, коэффициента усиления усилителя (смотри раздел 2.1.4). Для устранения этого эффекта резистор R_3 шунтируют конденсатором C_2 .

При нагреве транзистора постоянная составляющая тока коллектора возрастает. Соответственно возрастает и падение напряжения на R_3 , что приводит к уменьшению прямого смещения базы, а также тока коллектора. В результате осуществляется частичная компенсация температурного дрейфа тока.

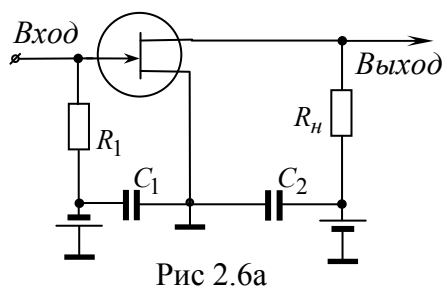


Рис. 2.6а

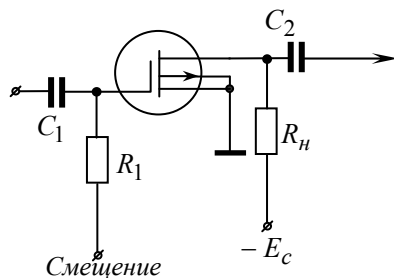


Рис. 2.6в

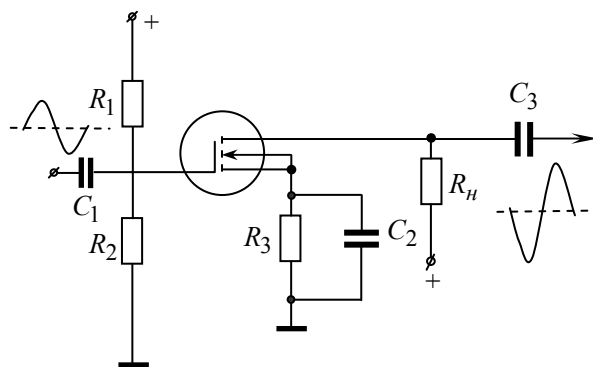


Рис. 2.6б

На рис.2.6 показана схема усилителя на полевом транзисторе, эквивалентная схеме с ОЭ, которая называется схемой с общим истоком. В этой схеме затвор соответствует базе биполярного транзистора, исток — эмиттеру, а сток — коллектору. На схеме 2.6а показан ПТ с каналом n-типа. Для транзистора с каналом p-типа стрелка на затворе будет направлена в противоположную сторону. На рис.2.6б также показан транзистор с каналом n-типа, а на рис.2.5в — с каналом p-типа.

Цепи смещения ПТ отличаются от цепей смещения биполярных транзисторов вследствие существенного различия характеристик приборов. Биполярные транзисторы являются усилителями сигнального тока и воспроизводят на выходе усиленный входной сигнальный ток, в то время как в полевых транзисторах выходным сигнальным током управляет приложенное ко входу напряжение сигнала.

В схеме на рис.2.6а используется ПТ с управляющим p-n-переходом, а в схеме на рис.2.6б — МОП-транзистор, работающий в режиме обогащения. На рис.2.6в изображен МОП-транзистор, работающий в режиме обеднения.

Рабочие характеристики схем, изображенных на рис.2.6, аналогичны характеристикам схем, представленных на рис.2.5. Схема на рис.2.6в наиболее пригодна для практического использования. Как и в ранее рассмотренном случае, имеет место инверсия фазы между входным и выходным сигналами. Напряжение источника питания обычно обозначается E_c . Для того чтобы уменьшить падение напряжения сигнала на внутреннем сопротивлении источников питания и смещения, их шунтируют емкостями соответствующей величины (рис.2.6а). Через эти емкости замыкаются токи сигнала цепей затвора и стока.

2.1.3 Схемы с общим коллектором и общим стоком

В схеме с ОК общим электродом для входной и выходной цепей транзистора является коллектор (рис. 2.1в). Входным током, как и в схеме ОЭ, является ток базы I_b , а выходным - ток эмиттера I_e . В схеме ОК коэффициенты передачи тока

$$\left(\frac{\partial I_e}{\partial I_b} \right)_{U_{эк}=\text{const}} = \frac{I_e}{I_b} = \frac{I_e}{I_e - I_k} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta$$

несколько больше, чем в схеме ОЭ. Схема ОК обладает также усилением по мощности. Поскольку $I_e \approx I_k$, для графического анализа схемы ОК используют семейства характеристик ОЭ.

В схеме, показанной на рис.2.7а, коллектор для переменной составляющей сигнала заземлен. Поэтому данную схему можно рассматривать как схему с общим (заземленным) коллектором (ОК). Обычно эту схему называют эмиттерный повторитель (ЭП). Схема полезна, когда нужно понизить выходное сопротивление каскада: выходное сопротивление ЭП во много раз меньше его высокого входного сопротивления. Эмиттерный повторитель может заменить согласующий трансформатор. При этом снижается стоимость производства, уменьшаются габариты устройства и ослабляется влияние шунтирующих паразитных емкостей.

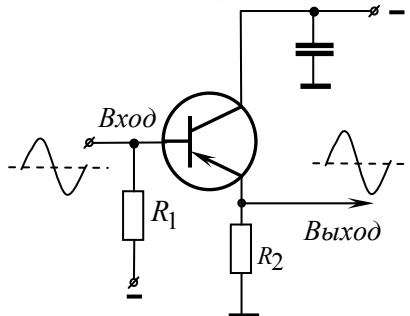


Рис.2.7а

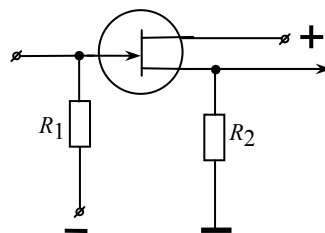


Рис.2.7б

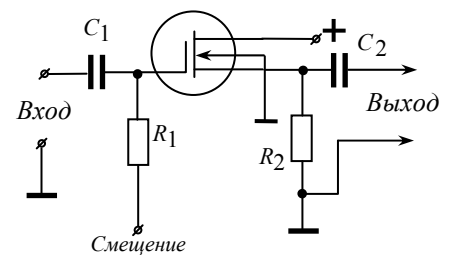


Рис.2.7в

В схемах, показанных на рис.2.7, не происходит поворота фазы выходного сигнала относительно входного; при этом величина напряжения выходного сигнала примерно равна величине напряжения входного сигнала, поэтому эти схемы и называют повторителями. Аналогичная схема усилителя на полевом транзисторе приведена на рис.2.7б; она называется истоковым повторителем или схемой с общим (заземленным) стоком. Схема повторителя, используемая на практике, изображена на рис.2.7в. Она включает входную и выходную разделительные емкости, а также выводы заземления входной и выходной цепей. Предполагается, что в схемах, изображенных на рис.2.7б и в, вывод стока заземлен для сигнала либо шунтирующей емкостью, как показано на рис.2.7а, либо емкостью фильтра источника питания.

Аналогично вывод резистора R_1 (рис.2.7а – рис.2.7в), подключаемый к источнику смещающего напряжения, заземлен либо емкостью фильтра источника, либо дополнительной шунтирующей емкостью. Так как сопротивление цепи затвора МОП-транзистора очень высоко, входное сопротивление истокового повторителя на таком транзисторе практически равно R_1 .

В эмиттерных и истоковых повторителях коэффициент усиления по напряжению всегда меньше единицы, хотя при этом коэффициент усиления по току, как правило, значительно больше единицы. Эти схемы в основном применяются для согласования входных и выходных импедансов в цепях передачи сигналов, а также для развязки между каскадами. В последнем случае повторители используются как буферные каскады.

2.1.4 Шунтирование эмиттера в транзисторных усилительных схемах

На рис.2.5в изображен конденсатор C_2 , шунтирующий эмиттерный резистор R_3 . Такое включение конденсатора C_2 позволяет при наличии сигнала исключить из схемы резистор R_3 , хотя он и присутствует в схеме (для постоянного тока). При исключении сопротивления R_3 на пути прохождения сигнала коэффициент усиления по напряжению определяется приблизительно отношением сопротивления R_H к динамическому сопротивлению транзистора, а коэффициент усиления по току приблизительно равен параметру β транзистора на переменном токе. Следовательно, применение конденсатора, шунтирующего эмиттер, позволяет сохранить высокостабильную работу схемы по постоянному току и в то же время обеспечить высокий коэффициент усиления сигнала.

Такое шунтирование эмиттера применяется в основном в тех случаях, когда необходимо от одного каскада усиления получить максимальный коэффициент передачи, не считаясь с его стабильностью. Номинал конденсатора, шунтирующего эмиттер, должен быть таким, чтобы его реактивное сопротивление было меньше входного полного сопротивления транзистора на самой низкой частоте рабочего диапазона. Это позволяет эффективно закорачивать эмиттер (путь сигнала через резистор R_3).

2.2 РАБОТА ТРАНЗИСТОРА С НАГРУЗКОЙ

В практических устройствах наиболее широкое распространение получила схема ОЭ, обеспечивающая наибольшее усиление по мощности. При этом в выходную (коллекторную) цепь включается нагрузка R_K , а во входную (базовую) цепь источник входного сигнала с напряжением U_H (рис.2.8). Заметим, что только при наличии резистора нагрузки возможен процесс усиления по напряжению и мощности входного сигнала.

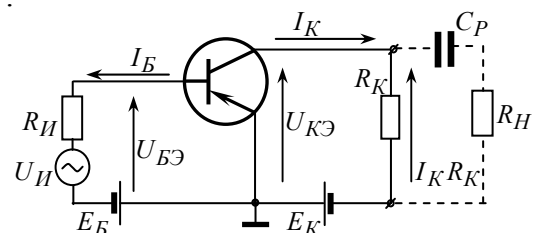


Рис.2.8

В схеме рис.2.8 изменения тока базы вызывают не только изменения тока в цепи коллектора, но и изменения напряжения на коллекторе, так как ток и напряжение на коллекторе связаны между собой уравнением:

$$U_{кэ} = E_k - I_k R_k \quad (2.7)$$

Из соотношения (2.7) видно, что при увеличении тока коллектора увеличивается падение напряжения на сопротивлении нагрузки $U_{кэ} = I_k R_k$, а напряжение на коллекторе транзистора уменьшается. Наоборот, уменьшение тока коллектора сопровождается повышением напряжения на коллекторе. Возникающие изменения коллекторного напряжения воздействуют на ток коллектора противоположно изменениям тока базы: если под действием тока базы ток коллектора возрастает, то уменьшающееся при этом напряжение на коллекторе несколько ослабляет рост тока коллектора. Таким образом, при работе транзистора с нагрузкой изменения тока коллектора будут обуславливаться совместным воздействием изменения тока базы и напряжения коллектор-эмиттер.

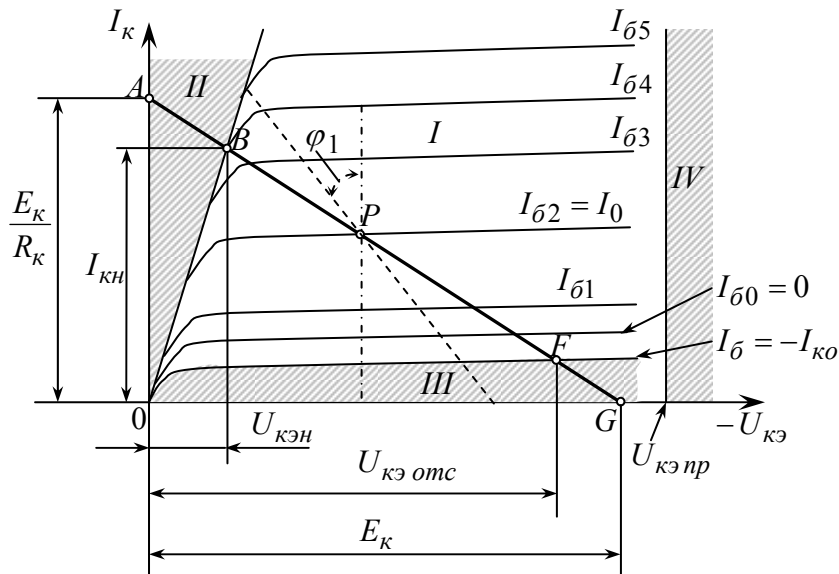


Рис.2.9

Такой режим работы транзистора называют динамическим, а характеристики, определяющие связь между токами и напряжениями транзистора при наличии сопротивления нагрузки, - динамическими характеристиками.

Динамические характеристики строят на семействе статических характеристик при заданных значениях напряжения источника питания коллекторной цепи E_k и сопротивления нагрузки R_k . Для построения выходной (коллекторной) динамической характеристики (рис.2.9) используют уравнение динамического режима (2.7), которое представляет собой уравнение прямой, так как при переменном значении I_k стоит постоянный коэффициент, численно равный R_k . Именно поэтому достаточно найти отрезки, отсекаемые прямой на осях координатной системы (I_k , $U_{кэ}$).

При $I_k = 0$ $U_{кэ} = E_k$ и при $U_{кэ} = 0$ $I_k = \frac{E_k}{R_k}$. Отложив на соответствующих осях

напряжение, равное E_k и ток, равный $\frac{E_k}{R_k}$, через полученные точки проводят прямую AG,

называемую нагрузочной прямой. Выходная динамическая характеристика является геометрическим местом точек пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками. Используя выходную динамическую характеристику, для любого значения коллекторного тока можно найти соответствующее ему значение напряжения на коллекторе и тока во входной цепи I_b , которые являются взаимосвязанными. Нагрузочную прямую можно построить так же, проведя прямую из точки G под углом $\varphi = \arctg R_k$.

Нагрузочная прямая определяет зависимость тока коллектора от одновременно изменяющихся тока базы и напряжения на коллекторе при постоянной э.д.с. источника питания коллектора и неизменном сопротивлении нагрузки.

Точку пересечения нагрузочной прямой со статической характеристикой при заданном входном токе $I_{\delta 2} = I_0$, определяемую напряжением источника смещения E_{δ} , называют рабочей точкой, а ее начальное положение на нагрузочной прямой (при отсутствии входного переменного сигнала) - точкой покоя P . Точка покоя определяет ток покоя выходной цепи $I_{0к}$ и напряжение покоя $U_{0к}$. При этом уравнение динамического режима имеет вид $U_{0к} = E_{к} - I_{0к}R_{к}$. При неизменной величине $E_{к}$ нагрузочная прямая из точки G может проходить выше или ниже прямой AG в зависимости от величины $R_{к}$.

Если к выходной цепи транзистора подключить внешнюю нагрузку $R_{н}$ (на рис. 2.8 эта цепь показана пунктирной линией), то, очевидно, общим сопротивлением коллекторной нагрузки переменному току будет $R'_н = \frac{R_{к}R_{н}}{R_{к} + R_{н}}$, и динамическую характеристику следует провести через точку покоя под углом $\varphi_1 = \arctg R'_к$ (пунктирная линия на рис. 2.9).

Для определения напряжения на базе U_{δ} (входного напряжения) строят входную динамическую характеристику путем простого переноса точек I_{δ} , $U_{кэ}$ с выходной динамической характеристики на семейство входных характеристик (рис.2.10). Значения соответствующих базовых напряжений определяются абсциссами точек (на рис.2.10 показан лишь участок $C'D'$ входной динамической характеристики).

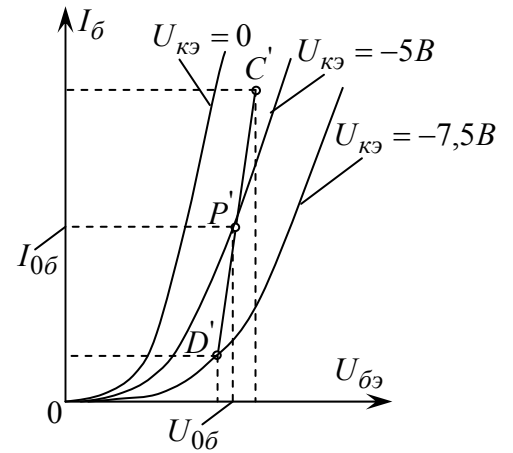


Рис.2.10

В зависимости от величины и знаков напряжений, приложенных к эмиттерному и коллекторному переходам, транзистор может работать в трех характерных областях семейства выходных характеристик (рис.2.9).

Активная область (I) характеризуется прямым смещением на эмиттерном переходе и обратным – на коллекторном переходе. В линейных усилительных схемах транзистор работает только в активной области, и для описания его свойств применяются дифференциальные (малосигнальные) параметры. (Малыми считаются сигналы, увеличение амплитуды которых на 50% изменяет величину параметров не более чем на 10%.)

Если токи и напряжения между выводами транзистора изменяются в широких пределах, то транзистор характеризуют параметрами большого сигнала, одним из которых является статический коэффициент передачи $B_{см}$. Параметр $B_{см}$ является интегральным и определяется формулой

$$B_{см} = \frac{I_{к} - I_{к0}}{I_{\delta} + I_{к0}} \approx \frac{I_{к}}{I_{\delta}} \quad \text{или} \quad B_{см} = \frac{1}{I_{\delta} + I_{к0}} \int_0^{I_{\delta}} B dI_{\delta}.$$

Зависимость величины $B_{см}$ от режима и температуры близка к зависимости B от тех же параметров. Численное значение параметра $B_{см}$ можно определять как тангенс угла наклона характеристики прямой передачи по току $I_{к}(I_{\delta})_{U_{кэ}}$.

Режим работы транзистора, при котором рабочая точка P не выходит за пределы участка BP нагрузочной прямой, называют линейным или усилительным режимом. При этом с изменением входного (базового) тока пропорционально изменяется выходной (коллекторный) ток. На рис.2.9 линейный режим отмечен как активная область I.

Область насыщения (II) характеризуется прямым смещением на обоих переходах.

Если входной ток становится равным $I_{б\max} = I_{бн}$ (точка B на рис 2.9), то дальнейшее его увеличение не приводит к росту коллекторного тока, который достигает тока

насыщения $I_{кн}$. При этом напряжение на коллекторе $U_{кэн}$ невелико (обычно 0,1-0,3 В) и, следовательно, $U_{кэн} \ll E_K$. В режиме насыщения, так как оба перехода транзистора смещаются в прямом направлении, транзистор можно представить в виде замкнутого ключа. Условием насыщения транзистора является неравенство $I_{\bar{б}} \gg I_{\bar{бн}}$. Ток коллектора в режиме насыщения определяется только параметрами внешней цепи:

$$I_{кн} = \beta I_{\bar{бн}} = \frac{E_K - U_{кэн}}{R_K} \approx \frac{E_K}{R_K}.$$

В режиме насыщения в базе накапливается избыточный заряд неосновных неравновесных носителей.

Область насыщения II (рис.2.9) расположена левее неуправляемого участка статической коллекторной характеристики. Ток насыщения $I_{кн}$ для сохранения нормального теплового режима не должен превышать максимально допустимый коллекторный ток $I_{кmax}$.

Область отсечки (III) характеризуется обратным смещением на обоих переходах (транзистор находится в запертом состоянии).

Если оба перехода транзистора смещены в обратном направлении, то через них могут проходить обратные неуправляемые токи. При этом в коллекторной цепи протекает ток $I_K = I_{к0}$, а в базовой - ток $I_{\bar{б}} = -I_{к0}$. Напряжение на коллекторе $U_{кэ,отс}$ практически равно напряжению источника питания E_K . Следовательно, транзистор в области отсечки III представляет собой разомкнутый ключ.

Главной особенностью ключевых режимов является неуправляемость коллекторного тока транзистора. Режимы отсечки и насыщения характерны для работы транзисторов в импульсном режиме.

При превышении напряжения $U_{кэ,пр}$ процесс размножения носителей заряда в коллекторном переходе приобретает лавинообразный характер. В режиме лавинного умножения (на рис.2.9 отмечена область лавинного пробоя IV) работают лишь специально сконструированные лавинные транзисторы.

2.3 РАБОТА ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

В импульсных устройствах обычно применяется схема включения транзистора с ОЭ. В импульсном режиме, как правило, открытый транзистор работает в режиме насыщения, а закрытый – в режиме отсечки. В режиме отсечки напряжения смещения на обоих переходах – эмиттерном и коллекторном – отрицательные ($U_{\bar{эб}} < 0$ и $U_{кб} < 0$), через них протекают обратные токи (рис.2.11а). Обратный ток эмиттера пренебрежимо мал по сравнению с обратным током коллектора. Ток базы имеет обратный знак, а по абсолютной величине равен току $I_{к0}$. В режиме отсечки цепь эмиттера можно считать разомкнутой, а транзистор представлять эквивалентным генератором тока $I_{к0}$.

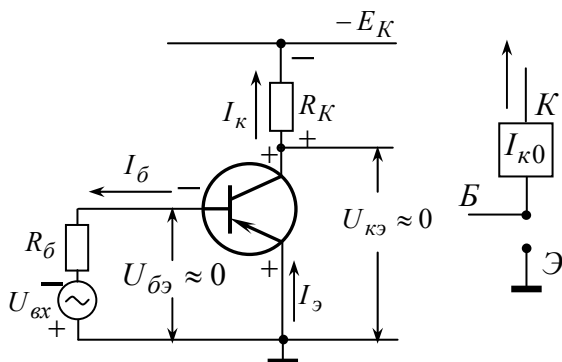


Рис.2.11а

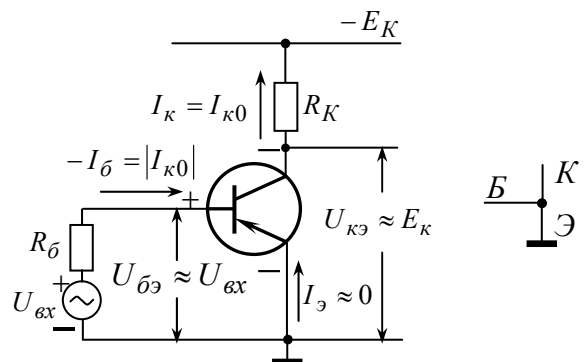


Рис.2.11б

В режиме насыщения (рис.2.11б) на обоих переходах напряжения смещения положительны ($U_{эб} > 0$ и $U_{кб} > 0$) и через них протекает прямые токи. Такой режим можно получить при достаточно большом токе базы. Действительно, при увеличении тока базы увеличивается ток коллектора и падение напряжения на сопротивлении R_k . Напряжение коллектор-база равно:

$$U_{кб} = -E_k + I_k R_k + U_{бэ} \approx -E_k + BI_{бэ} R_k + U_{бэ}.$$

При выполнении неравенства

$$BI_{бэ} \geq \frac{E_k}{R_k}$$

напряжение $U_{кб}$ становится положительным. Данное неравенство часто называется критерием насыщения, а относительное превышение тока базы по сравнению с током насыщения $I_{б.н.}$ - степенью насыщения

$$N = \frac{I_{бэ} - I_{б.н.}}{I_{б.н.}}.$$

Напряжение, которое необходимо приложить между базой и эмиттером транзистора для достижения определенной степени насыщения при заданном коллекторном токе, называется напряжением насыщения база-эмиттер $U_{бэ.н.}$. Ток коллектора в режиме насыщения определяется параметрами внешней схемы и называется током насыщения ($I_{к.н} = BI_{б.н.}$)

$$I_{к.н} = \frac{E_k - U_{кэ.н.}}{R_k} \approx \frac{E_k}{R_k}.$$

(Напряжение между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора обычно весьма мало $U_{кэ.н} < 0,1 В$, поэтому $U_{кэ.н} \ll E_k$).

В режиме насыщения в базе накапливается избыточный заряд неосновных неравновесных носителей.

На семействе выходных характеристик для схемы с ОЭ (рис.2.9) режим насыщения соответствует левому крутому участку, где ток коллектора не зависит от тока базы. Так как напряжения $U_{кэ.н.}$, $U_{кб}$, и $U_{эб.н.}$ в режиме насыщения малы, то все три электрода насыщенного транзистора можно считать короткозамкнутыми и представлять транзистор в виде единой эквипотенциальной точки.

Переходы транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно сопровождаются искажениями формы импульса тока коллектора при передаче скачков базового тока (рис.2.12). Анализ переходных процессов в схеме с насыщенными транзисторами чаще всего проводится так называемым методом заряда. В активной области характеристики временные изменения заряда неравновесных носителей в базе пропорциональны изменениям тока коллектора $Q(t) = \frac{\tau_B}{B_0} I_k(t)$. (τ_B - постоянная времени коэффициента передачи тока базы.)

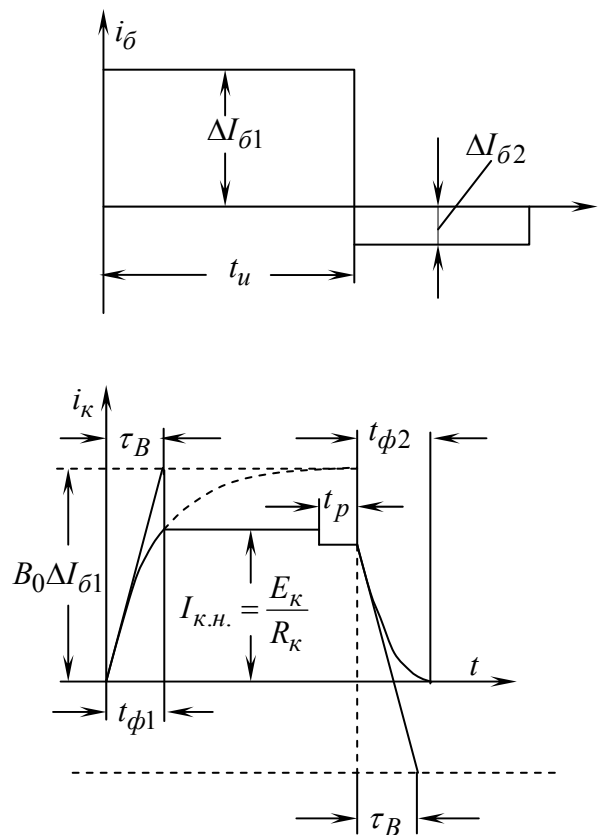


Рис.2.12

Если $B_0 \Delta I_{\bar{6}1} < I_{к.н.}$, то время нарастания тока коллектора до «установившегося» значения составляет $t_{\phi 1} \approx (3 \div 5) \tau_B$.

Если $B_0 \Delta I_{\bar{6}1} > I_{к.н.}$, то максимальный ток коллектора ограничивается значением $I_{к.н.}$. Время нарастания $t_{\phi 1}$ тока коллектора до уровня $0,9 I_{к.н.}$ (передний фронт импульса) тем меньше, чем меньше τ_B и $I_{к.н.}$ и чем больше B_0 и $\Delta I_{\bar{6}1}$, то есть непосредственно зависит от частотных свойств транзистора и амплитуды импульса.

В режиме насыщения в активной и периферийной частях базы (в дрейфовых транзисторах с высокоомным коллектором также в толще коллектора) происходит накопление избыточного заряда неосновных носителей. Накопление продолжается в течение времени $t_{нак}$.

После окончания входного насыщающего импульса тока базы с длительностью $t_u > t_{\phi 1} + t_{нак}$ и подачи запирающего импульса ток коллектора начинает изменяться через некоторое время, необходимое для рассасывания избыточного заряда. Время рассасывания t_p определяется как интервал времени между моментом окончания насыщающего импульса тока базы и моментом, когда напряжение на коллекторе достигает уровня $0,1 E_k$. Рассасывание неравновесных носителей производится в основном за счет поверхностной и объемной рекомбинации. Ток базы при этом может значительно превышать величину тока базы в режиме отсечки. Время рассасывания тем меньше, чем меньше степень насыщения и чем больше амплитуда запирающего импульса.

Коллекторный ток начинает спадать с момента выхода транзистора из насыщения. Время спада (задний фронт импульса) $t_{\phi 2}$ тока коллектора от уровня $I_{к.н.}$ до уровня $0,1 I_{к.н.}$ под воздействием запирающего изменения тока базы $\Delta I_{\bar{6}2}$ в первую очередь зависит от частотных свойств транзистора τ_B .

2.4 СОСТАВНОЙ ТРАНЗИСТОР

С целью увеличения коэффициентов усиления по току и напряжению и получения большего входного и меньшего выходного сопротивлений часто применяют схему так называемого составного транзистора (схема Дарлингтона). В этой схеме коллекторы двух транзисторов соединены вместе и являются общим электродом, а эмиттер первого транзистора подсоединяется к базе второго (рис.2.13а).

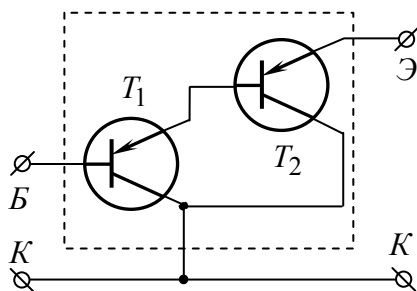


Рис.2.13а

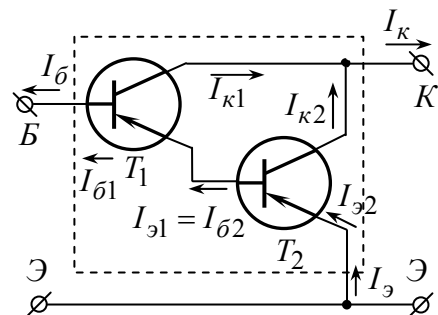


Рис.2.13б

Определим параметры составного транзистора, включенного по схеме с ОЭ (рис.2.13б). Учитывая, что $dI_{\bar{6}} = dI_{\bar{6}1}$, $dI_{\bar{6}1} = dI_{\bar{6}2}$ и $dI_{\bar{6}1} = (1 + B_1) dI_{\bar{6}1}$, можно записать: $dI_{\kappa} = dI_{\kappa 1} + dI_{\kappa 2} = B_1 dI_{\bar{6}1} + B_2 dI_{\bar{6}2} = B_1 dI_{\bar{6}1} + B_2 (1 + B_1) dI_{\bar{6}1}$, откуда находим коэффициент передачи тока базы составного транзистора:

$$B = \frac{dI_{\kappa}}{dI_{\bar{6}}} = \frac{dI_{\kappa}}{dI_{\bar{6}1}} = B_1 + B_2 + B_1 B_2 = (B_1 + 1)(B_2 + 1) - 1.$$

Так как $B_1 \gg 1$ и $B_2 \gg 1$, то $B \approx B_1 B_2$.

Величина коэффициента передачи тока базы составного транзистора может достигать нескольких тысяч. Транзистор T_2 целесообразно выбирать более мощным, чтобы его номинальный выходной ток был равен номинальному выходному току первого транзистора.

Полная схема составного транзистора показана на рис.2.14. В этой схеме резисторы R_1 и R_2 составляют делитель напряжения, создающий смещение на базе первого транзистора. Резистор R_n , подключенный к эмиттеру составного транзистора, образует выходную цепь. Такой прибор широко применяется на практике, особенно в тех случаях, когда требуется большой коэффициент усиления по току. Схема имеет высокую чувствительность к входному сигналу и отличается высоким уровнем выходного коллекторного тока, что позволяет использовать этот ток в качестве управляющего (особенно при низком напряжении питания).

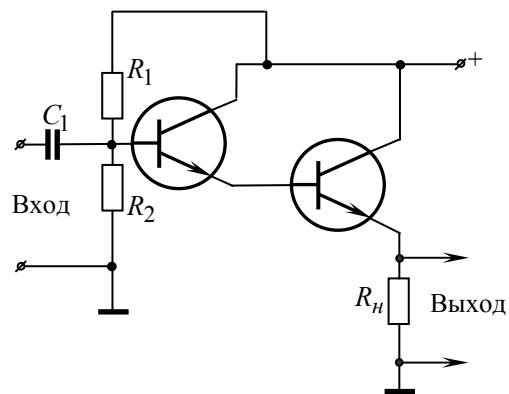


Рис.2.14

Применение схемы Дарлингтона способствует уменьшению числа компонентов в схемах. Она используется в усилителях низкой частоты, в генераторах и переключающих устройствах. Входное сопротивление схемы примерно равно $\beta^2 R_n$, а ее выходное сопротивление обычно меньше R_n .

2.5 ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Усилители в электронике предназначаются для усиления напряжения или мощности сигнала до уровня, который требуется для нормальной работы подключенного к усилителю устройства. Усилители подразделяются на усилители напряжения и усилители мощности, а также на усилители малых и больших сигналов. В зависимости от частоты усиливаемых сигналов и выполняемой функции их называют усилителями низких частоты, усилителями промежуточной частоты, усилителями высокой частоты и так далее.

Усилители также различают по их рабочим характеристикам, зависящим от режима работы, - от соотношения между уровнем установленного напряжения смещения и амплитудой входного сигнала. В этом смысле различные классы усилителей обозначают символами А, АВ₁, АВ₂, В и С. В ламповых усилителях эти символы указывали режимы работы с сеточными токами и без них. Так, символ АВ₁ означал, что потенциал сетки в процессе работы всегда отрицателен по отношению к катоду, а символ АВ₂ указывал на то, что при максимальном входном сигнале потенциал сетки мог быть умеренно положительным. В основном эта классификация сохранена и для транзисторных усилителей, но здесь определяющим признаком является относительная величина амплитуды входного сигнала.

Усилители низкой частоты класса А могут быть одноктактными (на одном транзисторе) или двухтактными. В усилителях класса А рабочая точка транзистора устанавливается примерно в середине линейной части линеаризованных выходных характеристик транзистора. (Рабочая точка определяет ток транзистора при отсутствии сигнала.) Амплитуда входного сигнала не должна превышать уровня, при котором изображающая точка усилителя заходит в нелинейные (искривленные) области выходных характеристик транзистора. В этом случае нелинейные искажения минимальны и форма выходного сигнала наиболее близка форме сигнала на входе. Усилитель класса А потребляет ток даже при отсутствии входного сигнала. Поэтому к.п.д. усилителя (отношение мощности выходного сигнала к потребляемой мощности) низок и в большинстве случаев составляет 20-25% при максимальном сигнале. Таким образом, по

сравнению с другими типами усилителей усилители класса А имеют малые нелинейные искажения и небольшую выходную мощность.

Если амплитуда входного сигнала настолько велика, что изображающая точка усилителя достигает границ областей отсечки и насыщения, полагают, что усилитель работает в режиме класса AB_1 . К.п.д. усилителя класса AB_1 достигает 35% (он зависит от величины напряжения смещения, амплитуды входного сигнала и усилительных свойств транзистора). Если же при наибольшей амплитуде входного сигнала изображающая точка незначительно заходит в области отсечки и насыщения, то такой режим работы соответствует режиму работы усилителя класса AB_2 . В усилителях класса AB_2 (обычно также и класса AB_1) напряжение смещения устанавливают таким, что рабочая точка на выходных характеристиках транзистора находилась посередине между напряжениями отсечки и насыщения транзистора. К.п.д. усилителя класса AB_2 колеблется от 35% до 50%, причем, как и в усилителях класса AB_1 , к.п.д. зависит от величины напряжения смещения, характеристик выбранного транзистора и амплитуды сигнала. Нелинейные искажения в усилителях класса AB_1 и особенно класса AB_2 , выше, чем в усилителях класса А, поскольку в них в процессе работы изображающая точка заходит в нелинейные участки характеристик транзисторов.

В усилителях класса В напряжение смещения устанавливается равным или почти равным напряжению отсечки. Следовательно, в одноконтном усилителе такого типа усиливается только одна (отпирающая) полуволна переменного входного сигнала, так как при другой (запирающей) полуволне изображающая точка попадает в зону отсечки; при отпирающей полуволне сигнала эмиттерный переход находится в состоянии проводимости. Поэтому для усиления всего входного сигнала необходимо использовать двухконтную схему построения усилителя. В усилителях же высокой частоты запирающая полуволна сигнала воспроизводится благодаря колебательным свойствам резонансных цепей. Следовательно, в этом случае можно применять и одноконтные усилители, хотя предпочтение отдается двухконтным каскадам.

В хорошо сбалансированном двухконтном усилителе класса В нелинейные искажения могут быть снижены до уровня, сравнимого с уровнем искажений в усилителе класса AB_2 . При максимальном выходном сигнале к.п.д. усилителя класса В составляет 60-70%; при этом достигается также хороший коэффициент усиления по мощности.

Характеристики усилителя класса С таковы, что их применяют только в высоко частотных усилителях мощности, преимущественно в каскадах передатчика. Надлежащим смещением рабочая точка устанавливается ниже уровня отсечки тока транзистора. Так как напряжение смещения может быть в два или три раза больше напряжения отсечки, то на вход усилителя следует подавать сигнал большой амплитуды. Поскольку напряжение смещения больше напряжения отсечки, коллекторный ток течет лишь в течение части полупериода входного сигнала. Поэтому к.п.д. такого усилителя высок и может достигать 90%. Величина к.п.д. зависит от типа используемого мощного транзистора, величины управляющего сигнала и постоянных напряжений, определяющих режим работы усилителя.

Форма выходного сигнала усилителя класса С не совпадает с формой входного воздействия даже при двухконтной работе. Вследствие этого использование класса С ограничено только теми случаями, где искажения сигнала не имеют существенного значения (например, в усилителях формирователей).

2.6 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАБОЧЕГО РЕЖИМА

Питание цепей коллекторов усилительных каскадов обычно производится от общего источника постоянного тока. Для устранения паразитных межкаскадных связей применяются развязывающие RC-фильтры. Начальное положение рабочей точки на линии нагрузки определяется величиной тока входной цепи. Необходимый режим работы транзистора можно установить путем подачи на базу относительно эмиттера смещения,

которое в зависимости от типа транзистора и режима его работы может иметь величину 0,1-0,4 В. Смещение можно задать либо включением в цепь базы специальной батареи, либо путем использования коллекторной батареи. Чаще всего питание входной (базовой) и выходной (коллекторной) цепей транзистора осуществляется от одного источника с использованием делителя напряжения или гасящего сопротивления. При этом эмиттерный переход включается в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

Простейшие способы подачи смещения во входную цепь транзистора приведены на рис.2.15. Указанные полярности напряжений и направления токов соответствуют транзисторам типа р-п-р. Смещение на транзистор можно подавать либо параллельно с источником входного сигнала, либо последовательно с ним. Если источник сигнала подключен к общей нулевой шине усилителя или необходимо отделить по постоянному току выход источника сигнала от управляющего электрода транзистора, то источник должен быть подключен к базе (или эмиттеру) через разделительный конденсатор (так называемый реостатный вход). В этом случае источник сигнала шунтируется цепью смещения и входным сопротивлением усилителя (рис.2.15а и рис.2.15б). Если источник сигнала не требует подсоединения к нулевой шине и обладает гальванической проводимостью (например, вторичная обмотка входного трансформатора), то его можно подсоединить последовательно с цепью смещения. Цепь смещения при этом необходимо блокировать конденсатором большой емкости для того, чтобы входной сигнал без потерь поступал на эмиттерный переход (рис.2.15г).

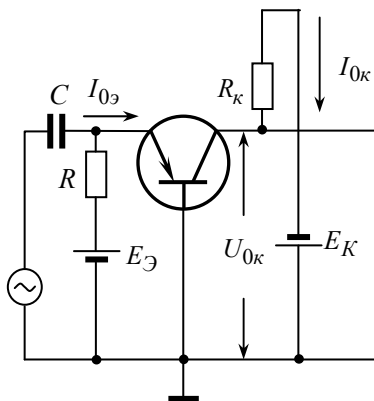


Рис.2.15а

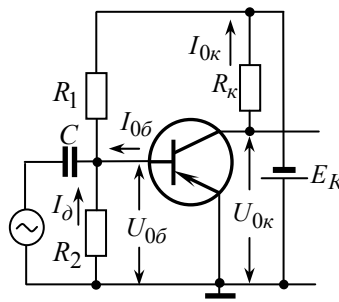


Рис.2.15б

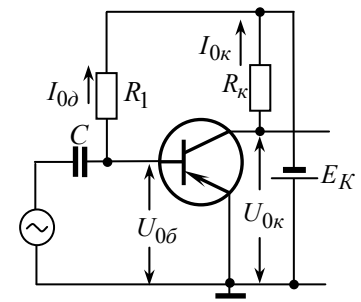


Рис.2.15в

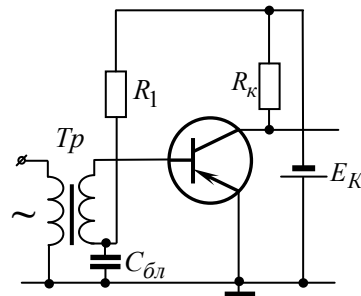


Рис.2.15г

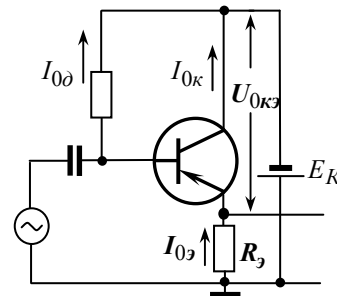


Рис.2.15д

Способ подачи смещения от общего источника с делителя из резисторов R_1 и R_2 называют смещением фиксированным напряжением база-эмиттер (рис.2.15б). Для того чтобы смещение оставалось практически неизменным при колебаниях температуры, при старении и смене транзистора, величину сопротивления R_2 желательно выбирать как можно меньшей. Однако при этом падает входное сопротивление усилителя. В зависимости от выходной мощности и режима работы каскада ток делителя берется в 2-5 раз больше тока базы. С ростом тока делителя потребление энергии от источника питания возрастает, а полный к.п.д. каскада падает. Такой способ подачи смещения находит применение в усилителях класса В. Он не критичен к замене транзистора, но может

применяться лишь в устройствах, работающих при малых колебаниях температуры (20-30°C).

При подаче смещения от общего источника через гасящее сопротивление начальный режим устанавливается с помощью резисторов R_I и R_K . Начальный ток базы определяется большим гасящим сопротивлением R_I и напряжением E_K (рис.2.15в и рис.2.15д):

$$R_I = \frac{E_K - U_{0б}}{I_{0б}}.$$

Напряжение $U_{0б}$ мало по сравнению с напряжением источника коллекторного питания, и величиной $U_{0б}$ можно пренебречь. Тогда ток базы определяется равенством

$$I_{0б} \approx \frac{E_K}{R_I}.$$

Ток базы в этом случае зависит только от параметров внешних цепей, и рассматриваемый метод обеспечения рабочего режима транзистора называют смещением фиксированным током базы (или схемой с фиксированным током базы). Схема с фиксированным током базы малоприменима для серийной аппаратуры, а также при замене транзисторов, имеющих большой разброс параметров. Данная схема очень чувствительна к температурным колебаниям, и ее можно применять в устройствах, не подвергающихся сильным перегревам (изменение окружающей температуры не выше 10-20°C) и построенных на транзисторах с малым током I_{K0} .

На стабильность работы каскада основное влияние оказывают температурные изменения обратного тока коллектора ΔI_{K0} , температурное смещение входной характеристики $\Delta U_{эб}$ и температурное изменение коэффициента передачи тока эмиттера $\Delta \alpha$. В ряде случаев приходится учитывать и температурные изменения сопротивления коллектора Δr_K .

Обратный ток коллектора с повышением температуры нарастает по экспоненциальному закону. Изменение температуры вызывает рост сквозного тока коллектора типового германиевого транзистора с ОЭ на сотни μA , а кремниевого на десятки μA . Поэтому для повышения стабильности работы усилителя желательно применять кремниевые транзисторы и выбирать большой ток $I_{0к}$. Следует учитывать, что при одинаковых изменениях обратного тока I_{K0} ток покоя коллектора в схеме с ОБ изменяется на меньшую величину, чем в схеме с ОЭ. Поэтому для повышения стабильности по постоянному току транзистор желательно включать с ОБ.

С повышением температуры входная характеристика транзистора сдвигается в сторону больших токов. Это означает, что при фиксированной разности напряжения $U_{эб}$ с увеличением температуры возрастает ток эмиттера (и коллектора), а следовательно, изменяется режим работы транзистора.

Коэффициент передачи тока эмиттера в большинстве случаев растет при нагревании транзистора и уменьшается при его охлаждении. Для практических расчетов можно считать, что у германиевых и кремниевых транзисторов величина α изменяется с температурным коэффициентом порядка $2 \cdot 10^{-4}$ на 1°C. Кроме того, следует учитывать, что у разных транзисторов одного типа коэффициент передачи тока базы может отличаться в 3-4 раза.

Стабилизация режима термостатированием транзистора или с использованием холодильных элементов с автоматическим регулированием температуры достаточно сложна, поэтому для обеспечения стабильности в диапазоне температур в схеме необходимо предусмотреть элементы стабильности режима по постоянному току, снижающему влияние разброса параметров и их зависимости от температуры. Для повышения стабильности работы применяется термостабилизация (а иногда термокомпенсация) изменений положения рабочей точки.

2.7 ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Температурная стабилизация режима работы усилителя предусматривает создание таких схем, в которых влияние изменений температуры на положение рабочей точки значительно снижено. При термостабилизации используется отрицательная обратная связь (по току, по напряжению или комбинированная) с применением линейных элементов. На рис 2.16 приведены схемы термостабилизации режима однокаскадного усилителя при питании от одного и двух источников питания.

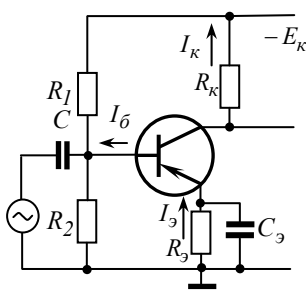


Рис.2.16а

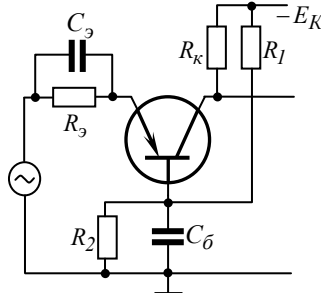


Рис.2.16б

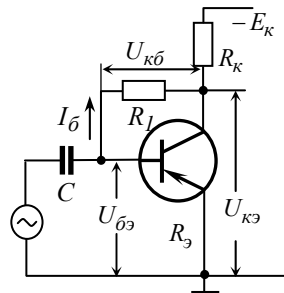


Рис.2.16в

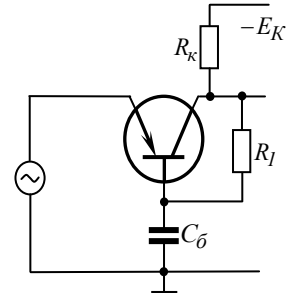


Рис.2.16г

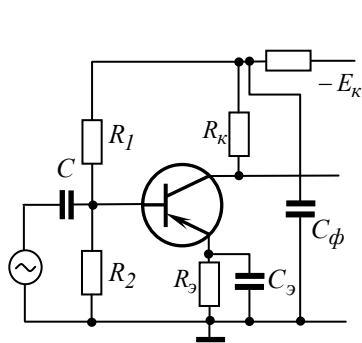


Рис.2.16д

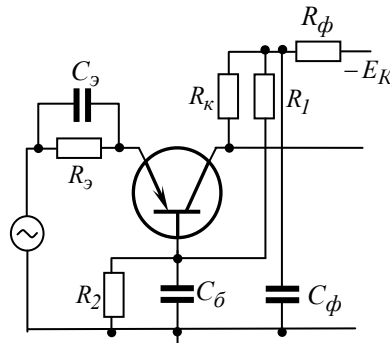


Рис.2.16е

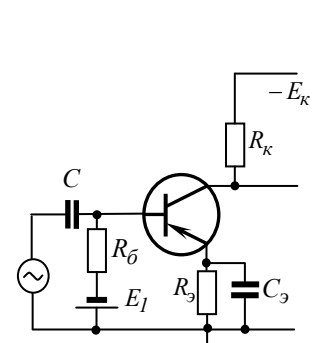


Рис.2.16ж

В схемах рис 2.16а, рис.2.16в, рис.2.16ж стабилизация режима осуществляется при помощи отрицательной обратной связи по постоянному току через эмиттерный резистор R_3 (эмиттерная стабилизация). С увеличением тока I_K , а следовательно и I_3 , возрастает падение напряжения на резисторе R_3 . Потенциал эмиттера становится более отрицательным. Так как при этом потенциал базы фиксирован напряжением, снимаемым с делителя, то токи базы и коллектора уменьшаются. В стабилизированной схеме ток покоя коллектора I_{0K} изменяется в значительно меньшей степени. Емкость C_3 является блокировочной. Она исключает отрицательную обратную связь по переменному току, сохраняя высокое значение коэффициента усиления для быстро изменяющихся сигналов. Схема эмиттерной стабилизации удобна тем, что в ней можно отдельно управлять режимом работы и его стабилизацией. При правильном выборе элементов она обеспечивает достаточно высокую, удовлетворяющую практическим требованиям стабильность рабочей точки в широком диапазоне температур окружающей среды.

Схемы рис.2.16в и рис.2.16г отличаются от схемы с фиксированным током базы лишь тем, что резистор R_1 подключен не к источнику питания, а к коллектору транзистора. Сопротивление R_1 в этом случае определяется из соотношения

$$R_1 = \frac{U_{кб}}{I_б} = \frac{U_{0к} - U_{0бэ}}{I_{0б}} \approx \frac{U_{0к}}{I_{0б}}.$$

Стабилизация режима работы в схемах рис.2.16в и рис.2.16г осуществляется при помощи отрицательной обратной связи по напряжению (эту схему иногда называют схемой с коллекторной стабилизацией). Действительно, при возрастании тока I_K (от

значения $I_{0к}$) увеличивается падение напряжения на R_k и соответственно уменьшается напряжение $U_{кб}$, а следовательно, и ток базы I_b . Уменьшение тока I_b приводит к снижению тока I_k , который стремится возвратиться к своему первоначальному значению $I_{0к}$. В результате $I_{0к}$ и $U_{0к}$ меняются весьма незначительно.

Рассмотренные схемы температурной стабилизации режима являются частными случаями наиболее общих схем рис.2.16д и рис.2.16е, в которых стабилизация осуществляется за счет комбинированной отрицательной обратной связи и по току, и по напряжению.

Эти схемы обеспечивают более высокую стабильность работы. Обычно комбинированная обратная связь вводится лишь для постоянного тока. Для исключения обратной связи по переменному току $R_э$ (элемент отрицательной связи по току) шунтируется конденсатором $C_э$, а резистор фильтра $R_ф$ (элемент схемы, с которого снимается сигнал обратной связи по напряжению) шунтируется блокировочным конденсатором $C_ф$. Увеличение сопротивления $R_ф$ требует повышения напряжения источника питания.

В схемах термостабилизации с обратной связью невозможно свести к нулю изменения тока коллектора, так как даже при 100%-ной отрицательной обратной связи остается некий начальный разбаланс, одной из составляющих которого, например, является абсолютная величина изменения обратного тока коллектора. Однако, пользуясь термостабилизацией, изменения тока покоя коллектора можно ограничить некоторым допустимым значением.

В усилительных каскадах с термостабилизацией цепи стабилизации потребляют дополнительную мощность от источника коллекторного питания, что ухудшает энергетические показатели каскада. Иногда потеря мощности в цепях стабилизации соизмерима с мощностью, потребляемой коллектором от источника питания ($I_{0к}E_k$). В общем случае потери мощности в цепях стабилизации зависят от способа термостабилизации и коэффициента неустойчивости схемы. С увеличением стабильности полный к.п.д. каскада падает. Например, при часто встречающихся значениях коэффициента неустойчивости $S=2—4$ общее потребление мощности усилительным каскадом со стабилизацией режима отрицательной обратной связью по напряжению возрастает на 15—45% по сравнению с потребляемой мощностью в каскаде с фиксированным током базы, а для усилительного каскада со стабилизацией режима отрицательной обратной связью по постоянному току на 40-100%. Если транзистор работает в мощном выходном каскаде, то потери в цепях стабилизации и смещения весьма велики. Поэтому в выходных каскадах приходится применять специальные меры, которые дают возможность осуществить стабилизацию без существенного потребления мощности.

2.8 ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Температурная компенсация режима предусматривает применение в схеме нелинейных элементов, параметры которых определенным образом зависят от температуры. Требуемая стабильность работы достигается без больших потерь энергии в цепях стабилизации, что особенно существенно для мощных выходных каскадов. Схемы с термокомпенсацией хорошо работают при колебаниях напряжения источника питания и при низких рабочих температурах, когда ухудшается работа блокировочных электролитических конденсаторов. В качестве нелинейных (температурно-зависимых) элементов могут быть использованы, например, терморезисторы, плоскостные полупроводниковые диоды, транзисторы и другие приборы, сопротивления которых меняются с изменением температуры.

Характерным свойством терморезисторов является относительно большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления. Если в делитель, подключенный к базе, вместо обычного сопротивления R_2 (например, рис.2.16а или рис.2.16д) установить терморезистор, который при нормальной температуре имеет необходимое для установления начального рабочего режима сопротивление, то через коллектор протекает требуемый ток покоя. С повышением температуры сопротивление терморезистора уменьшается, уменьшается напряжение между базой и эмиттером, вследствие чего ток покоя коллектора остается постоянным. С помощью термокомпенсации можно не только обеспечить неизменность тока $I_{0к}$, но даже добиться уменьшения его при повышении температуры. Однако из-за большого разброса параметров терморезисторов подобрать терморезистор с заданной характеристикой весьма трудно. Поэтому необходимую характеристику термочувствительного элемента можно получить комбинацией линейных резисторов с терморезистором. Для подгонки характеристики некоторые из этих резисторов делают переменными.

Терморезисторы обладают неодинаковой с транзистором температурной инерционностью. Лучшие результаты при компенсации можно получить, применяя в качестве термочувствительного элемента плоскостной полупроводниковый диод.

Общим недостатком метода термокомпенсации является нарушение регулировки при замене компенсирующего элемента и других элементов схемы.

2.9 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 2

1. Какой вид имеют входные и выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой и с общим эмиттером?
2. В каких пределах может изменяться коэффициент передачи тока эмиттера?
3. Почему коэффициент передачи тока базы больше единицы?
4. С какой целью применяется шунтирование эмиттера в усилителях?
5. Чем определяется выбор режима работы транзистора?
6. Какими методами обеспечивается рабочий режим и стабильность рабочей точки транзистора?
7. Как выглядят выходные сигналы усилительных схем классов А, В, С при подаче на вход синусоидального сигнала?
8. В чем заключаются особенности работы транзистора в импульсном режиме?
9. В чем отличие термостабилизации рабочей точки транзистора от термокомпенсации?
10. С какой целью применяются составные транзисторы?

Выполнить лабораторную работу по теме «Транзисторные усилители», используя соответствующие моделирующие программы.

3 УСИЛИТЕЛИ И СХЕМЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

3.1 КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилителем называют устройство, предназначенное для повышения мощности входного сигнала. Превышение мощности, выделяемой в нагрузке усилителя, над мощностью источника входного сигнала достигается за счет энергии источников питания. Маломощный входной сигнал лишь управляет передачей энергии источника питания в полезную нагрузку. В электронных усилителях активными элементами, управляющими электрической энергией, чаще всего являются транзисторы или электронные лампы. В дальнейшем будут рассматриваться линейные электронные усилители на транзисторах.

Источник входного сигнала можно представить в виде источника э.д.с. (генератора) с внутренним сопротивлением R_c . Источник сигнала подключен к усилителю параллельно его входному сопротивлению R_{ex} . Усилитель со стороны выхода можно представить или в виде генератора тока I , или генератора напряжения E с внутренним сопротивлением $R_{вых}$, подключенного к нагрузке R_n . Сам усилитель одновременно является нагрузкой для источника сигналов и источником сигнала для внешней нагрузки.

В зависимости от соотношения внутреннего сопротивления источника входного сигнала R_c и входного сопротивления усилителя R_{ex} источник сигнала может работать в режиме холостого хода ($R_{ex} \gg R_c$), короткого замыкания ($R_{ex} \ll R_c$) и согласования ($R_{ex} \approx R_c$). Исходя из этого, усилитель можно назвать соответственно усилителем напряжения (с потенциальным входом), усилителем тока (с токовым входом) или усилителем мощности. По соотношению между выходным ($R_{вых}$) и нагрузочным (R_n) сопротивлениями усилители можно разделить на усилители с потенциальным выходом ($R_n \gg R_{вых}$), с токовым выходом ($R_n \ll R_{вых}$) и с мощностным выходом ($R_n \approx R_{вых}$). По характеру потребления электрической энергии в нагрузке на практике различают соответственно усилители мощности, напряжения и тока.

Нагрузкой усилителя может быть не только потребитель электрической энергии, но и вход другого усилителя. В последнем случае усилитель представляет собой цепочку, на входе которой действует источник усиливаемого сигнала, а к выходу подключена нагрузка. При расчете такой сложный усилитель разбивают на каскады или ступени. По структуре усилители можно классифицировать на однокаскадные и многокаскадные.

Способы связи каскадов между собой, а также способы включения нагрузки к выходу усилителя определяют многие важные свойства усилителя. При передаче сигналов переменного тока или напряжения широко распространен способ соединения выходного электрода предыдущего каскада с входным электродом следующего при помощи конденсаторов и трансформаторов. При необходимости усиления очень медленных изменений напряжения или токов используется гальваническая связь каскадов. В соответствии с перечисленными способами связи усилители называются усилителями с емкостной (или RC) связью, усилителями с трансформаторной связью (трансформаторные усилители) и усилителями с гальванической связью (усилители постоянного тока) (смотри разделы 3.2.1 и 3.5). Широкое применение находят усилители с обратной связью, в которых часть энергии с выхода усилителя подается обратно на его вход (раздел 3.3).

Работу любого усилителя можно оценить различными эксплуатационными и качественными показателями.

Коэффициент усиления. Важнейшим количественным показателем усилителя является коэффициент усиления. Коэффициентом усиления по напряжению K_u (току K_i или мощности K_p) называется число, показывающее, во сколько раз усиливаемая величина на выходе усилителя превосходит соответствующую величину на его входе.

Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов: $K = K_1 K_2 K_3 \dots K_n$.

Установлено, что изменение громкости звука, воспринимаемого человеческим ухом, пропорционально логарифму от соответствующего изменения звуковой энергии. В связи с этим коэффициент усиления часто выражают в логарифмических единицах – децибелах:

$$K_u[\text{дб}] = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg K_u; \quad K_p[\text{дб}] = 10 \lg K_p.$$

Таким образом, удвоение K_u означает увеличение $K_u[\text{дб}]$ на 6 дб, а увеличение K_u в 10 раз – увеличение $K_u[\text{дб}]$ на 20 дб.

При усилении электрических сигналов, кроме увеличения амплитуды, происходит сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями. Поэтому коэффициент усиления является комплексной величиной.

Основным качественным показателем усилителя является точность воспроизведения формы усиливаемого сигнала. В идеальном усилителе кривая изменения напряжения на выходе должна точно повторять кривую изменения напряжения на входе. При этом допускается некоторый сдвиг во времени между входным и выходным напряжениями, равный времени прохождения сигнала через усилитель. Отклонение формы выходного сигнала от формы входного сигнала называют искажениями. Искажения бывают двух видов: линейные и нелинейные. Оба вида искажений изменяет форму выходного сигнала, но причины их появления и методы компенсации различны.

Нелинейные искажения. Нелинейные искажения проявляются в том, что при усилении сигнала синусоидальной формы выходной сигнал не является чисто синусоидальным. В выходном сигнале помимо основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала, появляется ряд высших гармоник. У сигнала сложной формы изменяется спектральный состав. Нелинейные искажения возникают в следствие наличия в усилителе элементов с нелинейными вольт-амперными характеристиками. Этот тип искажений обусловлен наличием нелинейных участков характеристик (входных и выходных) транзисторов, нелинейностью кривых намагничивания сердечников трансформаторов связи и так далее.

Пример возникновения нелинейных искажений при работе транзистора с ОЭ на нелинейном участке входной характеристики показан на рис.3.1. Из графика видно, что при подаче на базу напряжения синусоидальной формы входной ток базы отличается от синусоиды (кривая несимметрична относительно нулевого уровня).

При наличии нелинейных искажений напряжение или ток первой гармоники является полезным усиленным сигналом. Все высшие гармоники, начиная со второй, являются следствием нелинейных искажений. Уровень этих искажений пропорционален мощности высших гармоник и при усилении синусоидального сигнала оценивается коэффициентом нелинейных искажений (клирфактором) ν .

При оценке нелинейных искажений в большинстве случаев учитывают только вторую и третью гармоники, так как более высокие гармоники выходного сигнала обычно имеют малую мощность. В многокаскадных усилителях (когда каскады вносят примерно одинаковые нелинейные искажения) общий коэффициент нелинейных искажений принимается равным сумме коэффициентов нелинейных искажений каждого каскада

$$\nu \approx \nu_1 + \nu_2 + \dots + \nu_n.$$

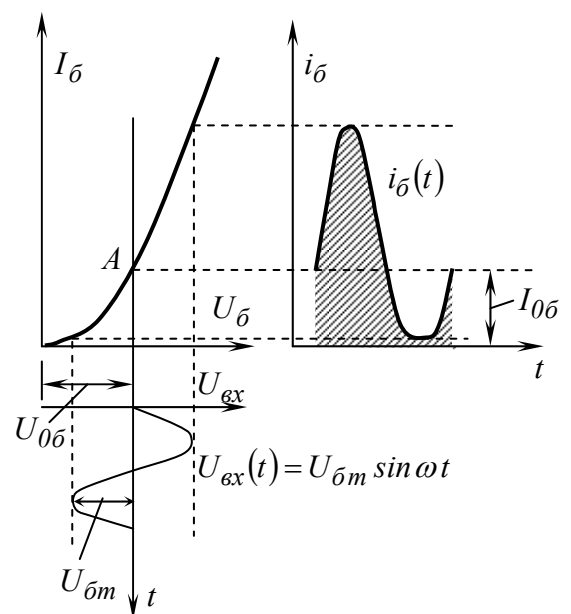


Рис.3.1

В общем случае нелинейные искажения отдельных каскадов могут частично компенсировать друг друга вследствие сдвига колебаний по фазе. Реальные усиливаемые сигналы в большинстве случаев отличаются от синусоидальных. При их усилении возникают новые гармоники и гармоники комбинационных частот, поэтому величина ν не дает полной оценки уровня нелинейных искажений сигнала со сложным спектральным составом.

Нелинейные искажения связаны только с амплитудой входного сигнала и не связаны с его частотой. В многокаскадных усилителях наибольшие нелинейные искажения обычно возникают в оконечных каскадах, на вход которых поступают сигналы с большой амплитудой. Чем больше отдаваемая усилителем мощность, тем выше коэффициент нелинейных искажений. Кроме того, величина ν возрастает при расширении диапазона усиливаемых частот. О наличии нелинейных искажений при усилении сигнала любой формы и известной амплитуды можно судить по степени отклонения амплитудной характеристики усилителя (рис.3.2) от прямой линии. Амплитудная характеристика непригодна для количественной оценки и позволяет лишь приблизительно определить границы линейности усиления.

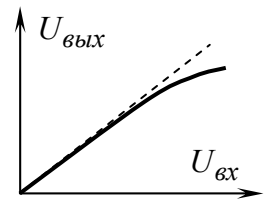


Рис.3.2

Линейные искажения обусловлены в основном зависимостью от частоты коэффициента передачи тока B (или α), реактивных сопротивлений емкостей и индуктивностей, имеющих в схеме усилителя. Уровень линейных искажений не зависит от амплитуды усиливаемого сигнала, а зависит лишь от его частоты. Если на вход усилителя, коэффициент усиления которого без учета реактивностей равен K_{u0} , подать сигнал $U_{exm} \cos \omega t$, то амплитуда выходного сигнала не будет равна ожидаемой величине $K_{u0} U_{exm}$. Кроме того, выходной сигнал сдвигается по фазе относительно входного. В реальных усилителях выходное напряжение равно: $U_{выхm} = K_u U_{exm} \cos(\omega t + \varphi)$, где K_u - коэффициент усиления с учетом реактивных элементов; φ - угол сдвига фаз между выходным и входным сигналами.

Более того, сигнал со сложным спектральным составом и составляющие разных частот будут усиливаться неодинаково. Различными будут и углы сдвига фаз. Неодинаковое усиление составляющих разных частот и различие их фазовых сдвигов на выходе усилителя называют частотными и фазовыми искажениями.

Для неискаженного усиления в диапазоне частот идеальная амплитудно-частотная характеристика должна быть горизонтальной прямой $K(\omega) = K_0 = const$ (пунктирная прямая на рис.3.3а). Амплитудно-частотные характеристики реальных усилителей обычно имеют завалы в области высших и низших частот. Однако возможны также участки подъема или завала, так как коэффициент усиления на некоторых частотах может быть либо выше, либо ниже коэффициента усиления на средних частотах.

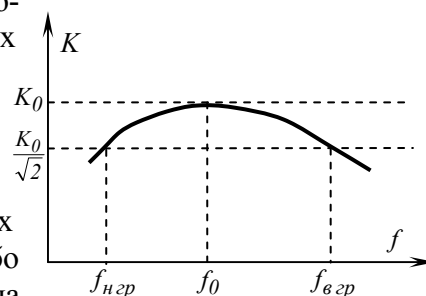


Рис.3.3а

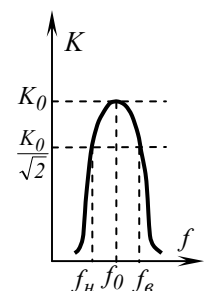


Рис.3.3б

Как и в случае с нелинейными искажениями, общий коэффициент частотных искажений многокаскадных усилителей равен произведению коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов.

По амплитудно-частотной характеристике можно определить граничные частоты и полосу пропускания усилителя. Граничными частотами $f_{зп}$ (или $\omega_{зп}$) называют те частоты, на которых коэффициент усиления отличается от коэффициента усиления на средней частоте на заданную величину. Граничными частотами удобно считать те высшие

($f_{в.зр}$) и низшие ($f_{н.зр}$) частоты, на которых коэффициент усиления снижается до уровня 0,707 по напряжению и до уровня 0,5 по мощности, то есть в обоих случаях падает на 3 дБ. Диапазон частот $f_{в.зр} — f_{н.зр}$ называется условной полосой пропускания усилителя.

По ширине рабочего диапазона частот усилители разделяют на избирательные и широкополосные. Для избирательных усилителей характерно соотношение $f_{в} \approx f_{н}$ (рис.3.3б). В большинстве случаев избирательные усилители предназначены для работы на высоких частотах и в них используются колебательные контуры. Широкополосные усилители характеризуются неравенством $f_{в.зр} \gg f_{н.зр}$. К широкополосным усилителям относятся, например, импульсные усилители. На амплитудно-частотных характеристиках широкополосных усилителей различают области низших, средних и высших частот. Особую группу представляют усилители постоянного тока, у которых $f_{н} = 0$.

Фазовые искажения не влияют на спектральный состав и соотношение амплитуд гармонических составляющих сложного сигнала, а вызывают изменение его формы в результате различных фазовых сдвигов, возникающих у отдельных составляющих сигнала после прохождения через усилитель. Влияние фазовых искажений на форму сигнала, состоящего из двух гармоник, упрощенно поясняется на рис.3.4а и 3.4б. Построение проведено при условии, что коэффициент усиления не зависит от частоты, но для второй гармоники усилитель вносит сдвиг фаз на угол $\varphi = \pi / 4$. Из графика видно, что форма выходного сигнала очень сильно отличается от формы входного, следовательно, большие фазовые искажения не менее существенно, чем частотные, влияют на качество работы усилителя.

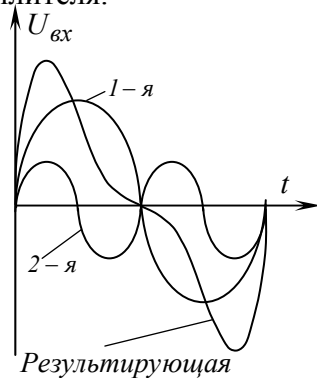


Рис.3.4а

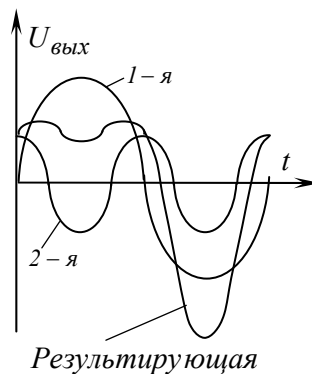


Рис.3.4б

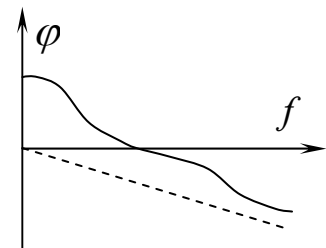


Рис.3.4в

Фазовые искажения в усилителе отсутствуют, когда фазовый сдвиг линейно зависит от частоты. Идеальной фазо-частотной характеристикой является прямая, начинающаяся в начале координат (пунктирная линия на рис.3.4в). Фазо-частотная характеристика реального усилителя имеет вид, показанный на рис.3.4в сплошной линией.

Фазовые и частотные искажения обусловлены одними и теми же причинами и проявляются одновременно: большим частотным искажениям соответствуют большие фазовые искажения, и наоборот.

Кроме рассмотренных показателей, часто необходимо знать к.п.д. усилителя, динамический диапазон амплитуд входного сигнала, уровень собственных шумов, стабильность, устойчивость работы, чувствительность к внешним помехам и др.

3.2 ЦЕПИ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЕЙ

В любой усилительной схеме необходимо исследовать функционирование цепей связи. Даже при использовании однокаскадного усилителя требуется обеспечить его соединение с входным и выходным устройствами. Если же сама схема является многокаскадной, то необходимо как-то осуществить связь между каскадами. Схемы усилителей классифицируются по способу реализации связи. Например, существуют

четыре основных метода соединения, а именно конденсаторная (или емкостная), индуктивная, непосредственная и трансформаторная связь, как изображено на рис.3.5.

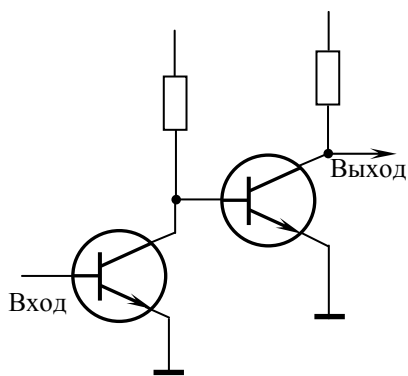


Рис.3.5а

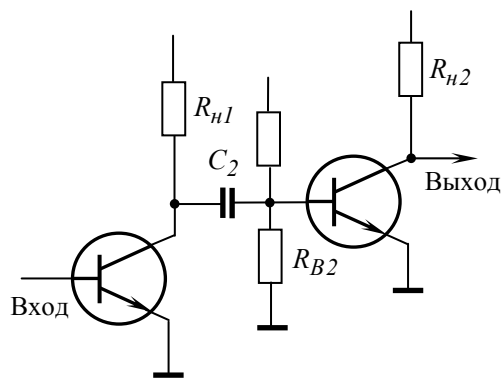


Рис.3.5б

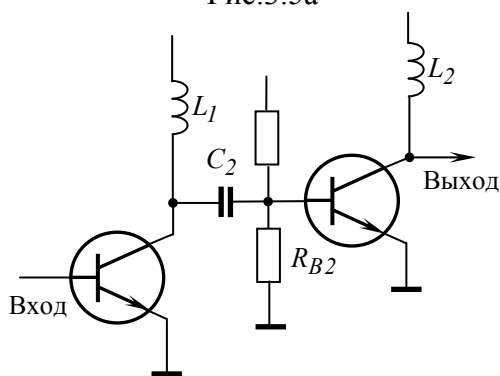


Рис.3.5в

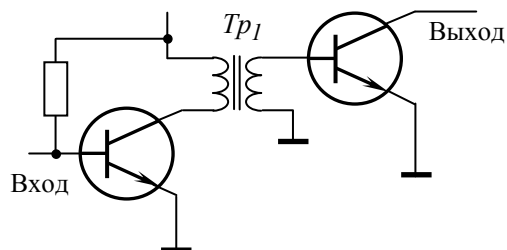


Рис.3.5г

Термин резистивно-связанный можно отнести к любому из этих четырех способов реализации соединения, поскольку они содержат также и резисторы. Однако термин резистивно-связанный, как правило, применяется с тем, чтобы показать, что в схеме не содержится ни индуктивностей, ни трансформаторов между каскадами, а входное и (или) выходное полные сопротивления формируются на основе резисторов. Конденсаторную связь часто также называют резистивно-емкостной (или RC).

При непосредственной связи (рис.3.5а) коллектор одного транзистора подключается прямо к базе следующего транзистора. Усилитель с непосредственной связью может усиливать постоянный ток и низкочастотные сигналы.

При конденсаторной связи или RC-связи (рис.3.5б) соединение выполняется с помощью нагрузочного резистора R_{H1} первого каскада, резистора базы R_{B2} второго каскада и конденсатора связи C_2 . Исходный сигнал поступает на первый каскад и появляется в усиленном виде как падение напряжения на резисторе R_{H1} . Постоянная составляющая усиленного сигнала блокируется конденсатором C_2 , который, однако, пропускает его переменную составляющую на вход второго каскада для дальнейшего усиления. При необходимости получения дополнительного усиления к выходу второго каскада можно подключить еще каскад.

Главное достоинство RC-связи состоит в том, что усилитель обеспечивает одинаковый коэффициент усиления в широком диапазоне частот, поскольку номиналы резисторов не зависят от частоты самого сигнала. Однако для усилителя с RC-связью характерен срез характеристики в области низких частот вследствие реактивного сопротивления самого конденсатора (которое увеличивается при понижении частоты). RC-связь легко реализуется, компактна, дешевая и не излучает магнитного поля, искажающего сигнал. Единственный недостаток метода RC-связи состоит в том, что напряжение источника питания падает (обычно до половины его значения) на сопротивлении нагрузки. Следовательно, сами транзисторы должны работать при пониженных напряжениях.

При индуктивной связи или связи на основе полного сопротивления (рис.3.5в)

резисторы нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$ заменяются на катушки индуктивности L_1 и L_2 . Преимущество связи на основе индуктивной связи над резистивной связью заключается в том, что омическое сопротивление нагрузочной катушки индуктивности меньше, чем у нагрузочного резистора. Таким образом, при заданном напряжении источника питания обеспечивается более высокое коллекторное напряжение.

Индуктивной связи присущи также и некоторые недостатки. Она больше по габаритам, сложнее в реализации и более дорогая, чем резистивная связь. Для предотвращения воздействия магнитного поля катушки индуктивности на сигнал обмотка катушки наматывается на замкнутый железный сердечник и обычно тщательным образом экранируется. Основным недостаток индуктивной связи – это ее частотная зависимость.

На очень низких частотах при связи на основе индуктивной связи коэффициент усиления схемы имеет малое значение вследствие емкостного реактивного сопротивления конденсатора связи, то есть так же, как и в усилителях с RC-связью. Коэффициент усиления увеличивается с ростом частоты, выравниваясь на частотах где-то в середине диапазона звуковых частот. (Однако протяженность этого участка не так значительна, как в случае RC-усилителей.) На высоких частотах при индуктивной связи коэффициент усиления падает. Эта связь используется редко, а если и применяется, то за пределами (выше) диапазона звуковых частот.

При трансформаторной связи (рис.3.5г) трансформатор Tr_1 служит для нескольких целей. Поскольку пульсирующий ток коллектора первого каскада протекает через первичную обмотку трансформатора Tr_1 , то он наводит напряжение аналогичной формы и во вторичной обмотке. Это напряжение и образует входной сигнал второго каскада. Так как со вторичной обмотки трансформатора Tr_1 переменная составляющая сигнала передается непосредственно на базу транзистора второго каскада, нет необходимости использовать конденсатор связи. Поскольку вторичная обмотка обеспечивает также путь для прохождения обратного тока базы, можно не использовать и резистор базы.

По сравнению с усилителем на основе RC-связи усилитель с трансформаторной связью обладает по существу теми же преимуществами и недостатками, что и усилитель с индуктивной связью. Коллекторы транзисторов могут функционировать при более высоком напряжении. Полные сопротивления устанавливаются исходя из первичной и вторичной обмоток трансформатора. Трансформаторы чувствительны к частоте сигнала (то есть их полное сопротивление является частотно-зависимыми). Следовательно, усилитель с трансформаторной связью характеризуется ограниченным частотным диапазоном.

Как правило, индуктивности и трансформаторы, используемые для работы в диапазоне звуковых частот, имеют железные сердечники. Если же в этом диапазоне применить трансформаторы без сердечников, то их индуктивное реактивное сопротивление (или полное сопротивление) становится настолько малым, что будет неэффективным. На частотах выше диапазона звуковых частот (или на его верхнем краю) потери в катушках индуктивности и трансформаторах с железными сердечниками настолько велики, что отсутствует прохождение сигналов (либо они значительно подавлены). Трансформаторы и катушки индуктивности без сердечника применяются в основном в более высокочастотных усилителях.

Трансформаторы связи могут обеспечить согласование полных сопротивлений каскадов. Так как транзистор представляет собой токовый прибор, согласование полного сопротивления выхода одного каскада со входом другого желательно с точки зрения обеспечения максимальной передачи мощности. Это можно реализовать, используя первичную и вторичную обмотки трансформатора с различными полными сопротивлениями.

В основном входное полное сопротивление трансформаторного каскада меньше выходных полных сопротивлений. Следовательно, вторичное полное сопротивление межкаскадного трансформатора, как правило, меньше первичного полного сопротивления. Когда два каскада с общим эмиттером согласованы по полным

сопротивлениям, то их общий коэффициент усиления больше, чем при резисторной связи идентичных каскадов. Трансформаторная связь эффективна также в том случае, когда выход последнего усилителя подключается к низкоомной нагрузке.

3.2.1 Усилители с непосредственной связью

В усилителях с непосредственной связью вспомогательные элементы (разделительные конденсаторы или трансформаторы) не используются. В таких усилителях выход одного каскада непосредственно присоединяется к входу следующего каскада. По этой причине исключаются недостатки RC-связи и частотная характеристика усилителя расширяется в область низких частот вплоть до постоянного тока.

На рис.3.6 показан усилитель с непосредственной связью, в котором используются транзисторы разных типов проводимости: $n-p-n$ и $p-n-p$; коллектор первого транзистора присоединен непосредственно к базе второго. Требуемые прямое и обратное смещения для обоих транзисторов обеспечиваются одним источником питания. Отрицательный потенциал, необходимый для эмиттера $n-p-n$ -транзистора, поступает от отрицательного вывода источника через общую землю. Положительный вывод источника присоединен к делителю напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Выходное напряжение этого делителя положительно относительно земли, и поскольку оно поступает на базу транзистора T_1 , потенциал базы положителен относительно эмиттера. Коллектор $n-p-n$ -транзистора положителен относительно эмиттера, так как подключен к положительному выводу источника через резистор R_3 .

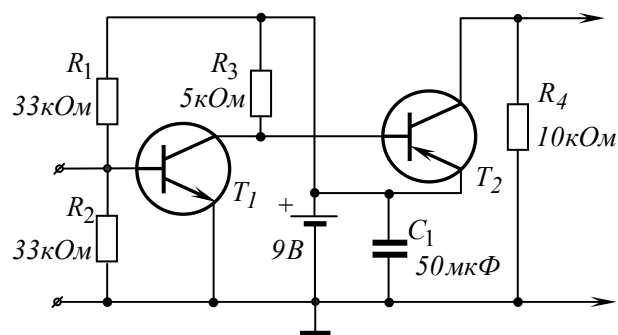


Рис.3.6

Для получения нужного прямого смещения во входной цепи транзистора T_2 его эмиттер присоединен к положительному выводу источника. База второго транзистора также положительна, так как соединена с положительным выводом источника через делитель напряжения, образуемый резистором R_3 и внутренним сопротивлением транзистора T_1 . Следовательно, потенциал коллектора транзистора T_1 и базы T_2 отрицателен относительно положительного вывода источника. Поэтому потенциал базы второго транзистора отрицательнее потенциала эмиттера на величину падения напряжения на R_3 . Необходимый отрицательный потенциал коллектора второго транзистора создается путем подсоединения коллектора к отрицательному выводу источника питания через резистор R_4 . Таким образом, обеспечивается требуемое обратное смещение коллекторного перехода $p-n-p$ -транзистора.

3.3 УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Обратной связью называют передачу части мощности с выхода устройства или какого-либо промежуточного звена на его вход. Доля мощности, передаваемая с выхода на вход, обычно мала по сравнению с мощностью, отдаваемой нагрузке, но иногда может превышать мощность усиливаемого сигнала. Цепи, через которые осуществляется передача энергии, называют цепями обратной связи. Обратная связь может вводиться специально для изменения характеристик усилителя или же возникать за счет нежелательного влияния выходных цепей на входные (паразитная обратная связь).

Различают два вида специально вводимой обратной связи:

1) положительную, если в результате ее введения коэффициент усиления возрастает. При положительной обратной связи фаза напряжения, подаваемого с выхода усилителя на его вход (фаза напряжения обратной связи), совпадает с фазой входного сигнала;

2) отрицательную, если в результате введения обратной связи коэффициент усиления уменьшается. При отрицательной обратной связи фаза напряжения обратной связи противоположна фазе входного сигнала. В усилителях обычно применяется лишь отрицательная обратная связь, которая способствует улучшению его качественных показателей. Положительная обратная связь применяется главным образом в генераторах.

Усилители с обратной связью различают по способу включения цепи обратной связи на выходе усилителя (по способу получения напряжения обратной связи) и по способу подачи напряжения обратной связи на вход усилителя. По способу получения сигнала обратной связи различают обратную связь по напряжению, когда напряжение обратной связи U_{oc} пропорционально напряжению на выходе усилителя $U_{вых}$ (рис.3.7а),

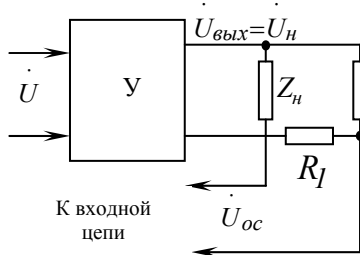


Рис.3.7а

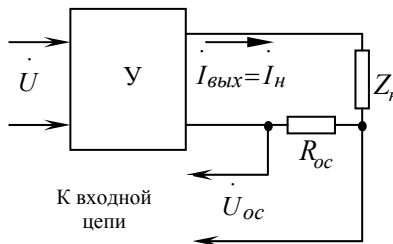


Рис.3.7б

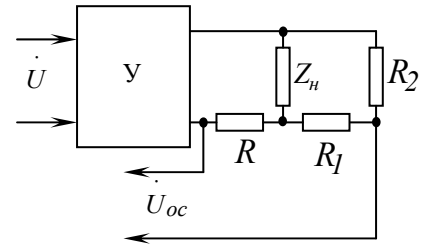


Рис.3.7в

обратную связь по току, когда напряжение обратной связи пропорционально току через нагрузку $I_{вых} = I_H$ (рис.3.7б), и комбинированную обратную связь (рис.3.7в). Напряжение обратной связи можно подать на вход усилителя либо последовательно, либо параллельно с входным сигналом. Соответственно различаются последовательная (рис.3.8а) и

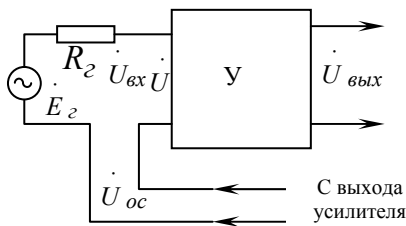


Рис.3.8а

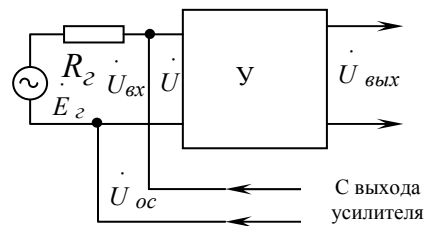


Рис.3.8б

параллельная (рис.3.8б) обратные связи. Существуют и более сложные схемы обратной связи: балансная, дифференциальная и другие. Петля обратной связи может охватывать весь усилитель или часть его. В усилителе могут быть и несколько цепей обратной связи, независимых или зависимых одна от другой.

На рис.3.9 и рис.3.10 показаны типичные цепи отрицательной обратной связи по

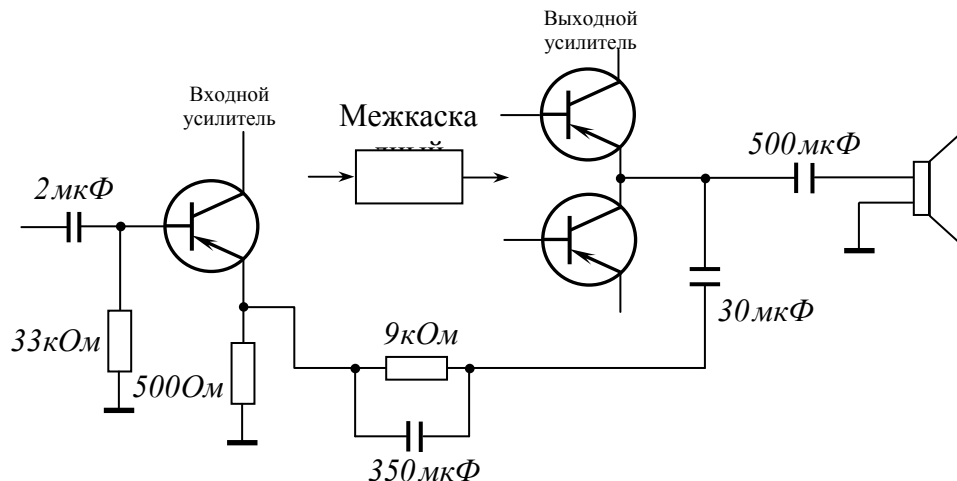


Рис.3.9

напряжению. В схеме на рис.3.9 сигнал обратной связи снимается с выхода усилителя и подается в цепь эмиттера входного усилителя. Глубина обратной связи регулируется величинами резисторов и конденсаторов в цепи обратной связи. Сигнал обратной связи, выделяемый на резисторе в цепи эмиттера ($500\ \text{Ом}$) входного каскада, вычитается из входного сигнала. Таким образом, при положительной полуволне входного сигнала в цепи коллектора появится отрицательная полуволна определенной амплитуды; при этом сигнал обратной связи, который меняет прямое смещение между базой и эмиттером, будет уменьшать амплитуду этой отрицательной полуволны. Аналогично для отрицательной полуволны входного сигнала положительная полуволна, появляющаяся в цепи коллектора, меньше той, которая была бы без обратной связи.

Конденсатор емкостью $30\ \mu\text{кФ}$ включенный последовательно в цепь обратной связи, не пропускает постоянной составляющей с выхода выходного усилителя на резистор $500\ \text{Ом}$ в цепи входного усилителя. Сопротивление $9\ \text{кОм}$ и шунтирующая его емкость определяют глубину обратной связи.

При использовании полевых транзисторов (которые имеют более высокое входное сопротивление, чем биполярные) используются элементы другой величины. На рис.3.10

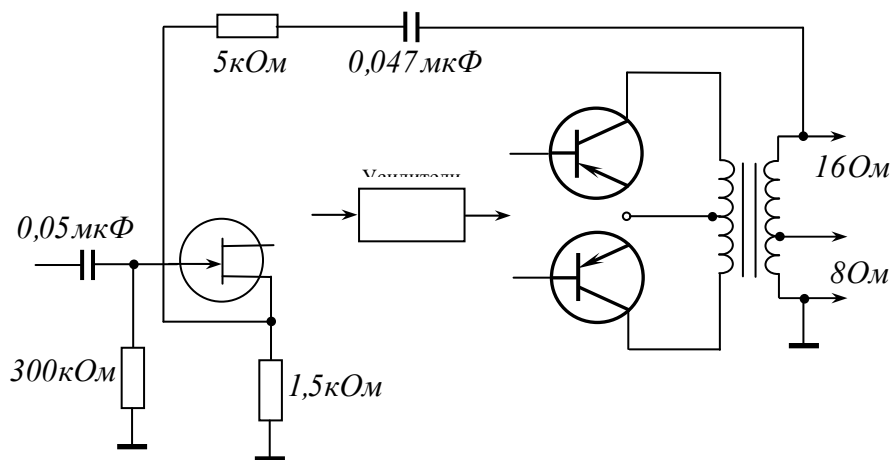


Рис.3.10

показана схема подключения цепи обратной связи к резистору в цепи истока полевого транзистора. Здесь часть напряжения со вторичной обмотки выходного трансформатора поступает на резистор в цепи истока полевого транзистора предыдущего каскада. Если знак обратной связи отличается от требуемого (отрицательного), то его можно изменить, поменяв местами выводы вторичной обмотки трансформатора.

Амплитуда напряжения обратной связи регулируется величиной резистора, последовательно включаемого в цепь обратной связи. На глубину обратной связи влияет также величина резистора в цепи истока. Иногда обходятся без разделительного конденсатора в цепи обратной связи, хотя он предотвращает шунтирование резистора в цепи истока по постоянному току малым сопротивлением вторичной обмотки выходного трансформатора.

Так как напряжение обратной связи и напряжение входного сигнала находятся в противофазе, то они вычитаются и происходит ослабление выходного сигнала, пропорционально величине напряжения обратной связи. Следует помнить, что в сигнале обратной связи могут содержаться составляющие, искажающие основной сигнал. Эти составляющие поступают на вход усилителя, усиливаются и вновь появляются на выходе, но уже в противофазе с исходными. В результате происходит ослабление искажений сигнала, величина которого определяется глубиной обратной связи. (Дополнительные сведения об обратной связи будут рассмотрены в разделе 3.4).

На рис.3.11 показан другой тип схем с отрицательной обратной связью. В схеме на рис.3.11а для получения отрицательной обратной связи по току исключен конденсатор, которым обычно шунтируют резистор R_2 в цепи эмиттера. В результате устанавливается отрицательная обратная связь, при которой напряжение обратной связи пропорционально

току сигнала, протекающему через R_2 . Поскольку здесь используется транзистор р-п-р-типа, для создания прямого смещения необходимо, чтобы эмиттер был положительным относительно базы. Для получения обратного смещения коллекторного перехода на коллектор подается отрицательное напряжение. В результате ток, протекающий по резистору в цепи эмиттера, создает падение напряжения указанной на рисунке полярности. Поскольку это падение напряжения на резисторе сопротивлением 330 Ом устанавливает потенциал эмиттера отрицательным относительно потенциала базы, имеет место отрицательная обратная связь. Входной сигнал вызывает появление напряжения на резисторе R_2 . Такой резистор улучшает также температурную стабильность каскада, так как препятствует возрастанию тока транзистора с температурой. В сочетании с охлаждающими радиаторами, которые используются в мощных транзисторах, резистор R_2 способствует ослаблению температурных эффектов, в результате чего опасность температурного дрейфа снижается.

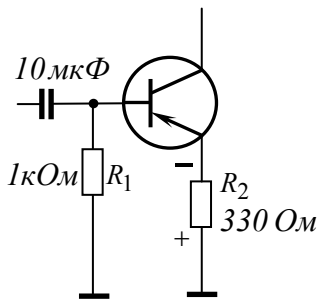


Рис.3.11а

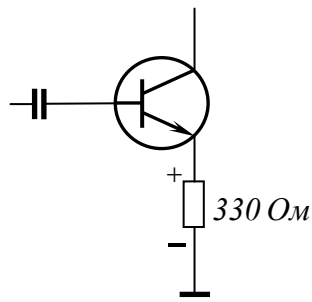


Рис.3.11б

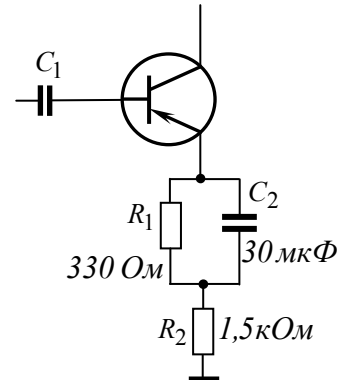


Рис.3.11в

На рис.3.11б приведена аналогичная схема на транзисторе п-р-п-типа. Как и в предыдущем случае, падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера оказывает действие, противоположное прямому смещению (прямое смещение в транзисторе п-р-п-типа имеет место, когда потенциал эмиттера отрицателен относительно потенциала базы).

Схемы, изображенные на рис.3.11а и рис.3.11б, имеют лучшие частотные характеристики по сравнению с характеристиками схем, в которых резистор R_2 шунтирован конденсатором. Реактивное сопротивление конденсатора, шунтирующего R_2 резистор, возрастает на низких частотах, поэтому низкие частоты усиливаются меньше высоких. Это происходит вследствие того, что при большой величине реактивного сопротивления конденсатора возрастает падение напряжения на R_2 и уменьшается усиление. Если шунтирующий конденсатор исключить, то общее усиление каскада понизится, зато уменьшатся вредные эффекты, связанные с действием указанного элемента. Этой возможностью часто пользуются в усилителях, для которых уменьшение усиления не является существенным.

В схеме, изображенной на рис.3.11в, напряжение сигнала падает на резисторе R_2 , так как он не шунтирован конденсатором. Резистор R_1 включен параллельно с конденсатором C_2 , поэтому на R_1 выделяется только постоянная составляющая, величина которая зависит от тока коллектора. Только резистор R_2 создает отрицательную обратную связь по току, а последовательно соединенные резисторы R_1 и R_2 влияют на температурную стабильность схемы благодаря изменению смещения при изменении температуры.

3.4 ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители – специальные усилители постоянного тока, которые отличаются высоким коэффициентом усиления (иногда более 1 млн.) и пологой частотной характеристикой. В этих усилителях для получения линейной характеристики используют непосредственную связь между каскадами. Поэтому полоса пропускания таких

усилителей занимает область от нуля до весьма высоких частот. Обычно для получения требуемого операционного соотношения между выходным и входным импедансами операционного усилителя вводят цепь обратной связи.

На рис.3.12 показана типичная схема операционного усилителя. Коэффициент обратной связи β выражает относительную величину напряжения, поступающего по цепи обратной связи с выхода на вход.

Отрицательная обратная связь ослабляет шумы, частотные искажения сигнала и расширяет полосу пропускания (смотри раздел 3.3). Сигнал обратной связи, поступающий на вход усилителя, усиливается и проходит на выход в противофазе с действующим там сигналом. В результате выходной сигнал ослабляется в степени, определяемой глубиной обратной связи.

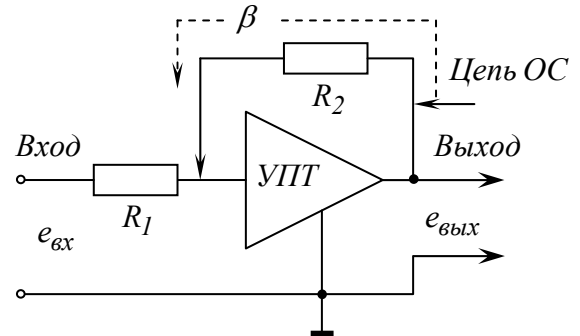


Рис.3.12

Пусть при отсутствии обратной связи входной сигнал $e_{вх}$ усиливается (коэффициент усиления схемы без цепи обратной связи обозначим буквой A) и на выходе получается сигнал $e_{вых}$

$$e_{вых} = A e_{вх}.$$

Следовательно, коэффициент усиления схемы без обратной связи, или коэффициент усиления схемы с разомкнутой петлей обратной связи, есть отношение мгновенных значений выходного и входного напряжения сигнала

$$A = \frac{e_{вых}}{e_{вх}}.$$

Перед коэффициентом обратной связи β ставят знак минус, если обратная связь отрицательна; в схемах генераторов, где используется положительная обратная связь, перед β ставят знак плюс. Символом A' обозначают коэффициент усиления схемы, охваченной обратной связью. Тогда

$$A' = \frac{A}{1 - A\beta} \quad \text{или} \quad \frac{A}{1 + A\beta}.$$

Если $A\beta$ много больше единицы, то величина коэффициента усиления по напряжению практически не зависит от A и для коэффициента усиления по напряжению схемы с обратной связью можно записать следующее выражение:

$$|A'| \cong \frac{1}{\beta}.$$

Отрицательная обратная связь ослабляет также и искажения сигнала на выходе схемы. Относительную величину искажений сигнала на выходе схемы при наличии и при отсутствии обратной связи обозначим соответственно D' и D ; тогда можно записать

$$D' = \frac{D}{1 - A\beta}.$$

Таким образом, как величина коэффициента усиления сигнала, так и величина его искажения ослабляется одинаково, причем величина ослабления определяется глубиной обратной связи $(1 - A\beta)$.

Когда $A\beta$ много больше единицы (и коэффициент усиления сигнала по напряжению не зависит от A), выходное напряжение $e_{вых}$ определяется только значениями токов сигнала, протекающих по сопротивлениям $R1$ и $R2$, и входного напряжения $e_{вх}$ (рис.3.12). Поэтому в операционных усилителях с высоким коэффициентом усиления при

наличии обратной связи выходное напряжение сигнала схемы определяется следующим выражением:

$$e_{вых} = \frac{R_2}{R_1} e_{вх}.$$

3.5 ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Схема дифференциального усилителя содержит два транзистора, у которых эмиттеры соединены непосредственным образом (рис.3.13а). К общей точке объединенных эмиттеров подключен резистор R_3 . Схема имеет два входа и два выхода.

К достоинствам дифференциального усилителя можно отнести большую полосу пропускания, высокую стабильность работы и широкий диапазон применения. Поскольку такой усилитель имеет мало компонентов (отсутствуют конденсаторы и индуктивности), он широко используется в интегральных микросхемах и часто входит в состав операционных усилителей, описанных в разделе 3.4.

Возможны несколько вариантов использования этой схемы. В первом варианте (рис.3.13а) сигнал поступает только на один из входов (при этом второй вход может быть заземлен). Поэтому, если сигнал поступает на вход транзистора T_1 , то усиленный сигнал появится на коллекторе этого транзистора. Как и в схеме с общим эмиттером, входное и выходное напряжения сдвинуты по фазе на 180° . Изменения сигнального тока, протекающего через резистор R_3 , приводят к незначительному изменению падения напряжения на нем. Так как токи обоих транзисторов T_1 и T_2 протекают через резистор R_3 , то ток транзистора T_2 также будет меняться в соответствии с изменением тока транзистора T_1 .

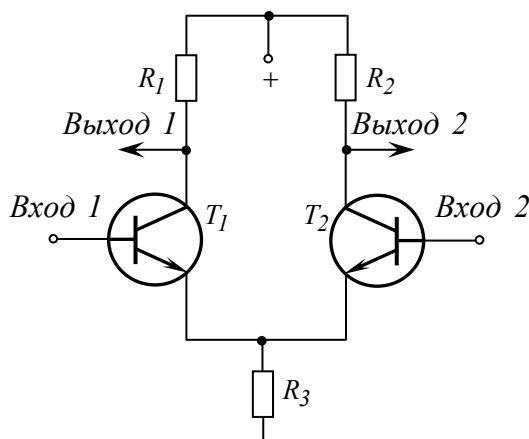


Рис.3.13а

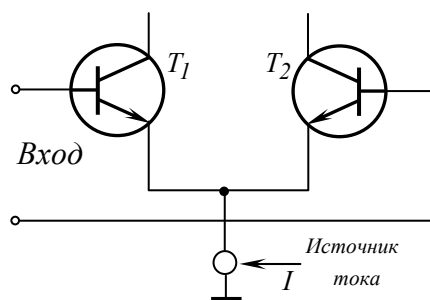


Рис.3.13б

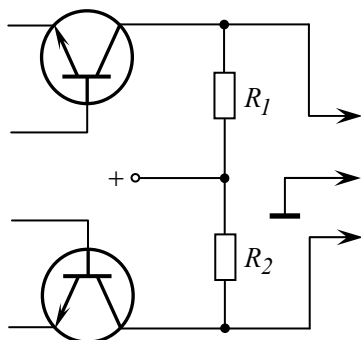


Рис.3.13в

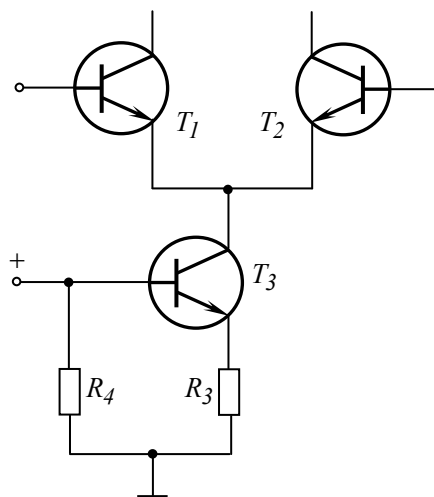


Рис.3.13г

Если, например, на базу транзистора T_1 поступает положительная полуволна входного сигнала, то прямое напряжение на эмиттерном переходе возрастет и ток коллектора транзистора T_1 увеличится. Поэтому падение напряжения на R_1 также увеличится и потенциал коллектора станет менее положительным. Это изменение падения напряжения представляет собой отрицательный сигнал, и, следовательно, между входным и выходным напряжениями образуется сдвиг фаз в 180° .

Увеличение тока транзистора T_1 вызовет увеличение (хотя и небольшое) тока через резистор R_3 и приведет к небольшому возрастанию потенциала объединенных эмиттеров. В результате прямое напряжение на эмиттерном переходе транзистора T_2 уменьшится и ток через T_1 также уменьшится, что вызовет уменьшение падения напряжения на резисторе R_2 . Коллектор транзистора T_2 становится более положительным, то есть на нем появляется сигнал, находящийся в противофазе с сигналом на коллекторе T_1 . Таким образом, данный усилитель представляет собой парафазный усилитель.

Если выходной сигнал снимается с коллектора транзистора T_1 , то схема представляет собой одноктактный инвертирующий усилитель. Если же выходной сигнал снимается с коллектора T_2 , то схему можно рассматривать как одноктактный неинвертирующий усилитель.

Сигнал можно подавать на две базы (рис.3.12б); в этом случае вход схемы называют дифференциальным. Выходной сигнал (рис.3.12в) можно снимать с коллектора транзистора T_1 или T_2 , а также с обоих коллекторов для получения симметричного выхода относительно земли.

Важной характеристикой дифференциального усилителя является характеристика передачи напряжения при действии синфазного сигнала одновременно на оба входа. Если на вход усилителя поступают сигналы помехи, такие, как пульсации источника питания, сигналы наводки, обусловленные влиянием паразитных связей, излучения и т.д., то такие сигналы находятся в фазе на обоих входах, так что на эмиттерном резисторе R_3 действует разностный сигнал. Синфазные сигналы взаимно ослабляются, не оказывая заметного воздействия на полезный усиливаемый сигнал. По этой причине дифференциальный усилитель мало чувствителен к наводкам переменного тока. Когда такие наводки появляются на обоих входах одновременно, они взаимно подавляются.

Лучшие характеристики дифференциального усилителя получаются на хорошо подобранной паре транзисторов и коллекторных резисторов. Наилучшей стабильности и оптимальных характеристик можно достичь, если увеличить величину сопротивления общего резистора в цепи эмиттера, поскольку в этом случае этот элемент ведет себя как источник постоянного тока с большим внутренним сопротивлением. В результате ослабляется связь между входными и выходными цепями транзисторов. Однако при этом вследствие большого падения напряжения на R_3 необходимо значительно увеличить напряжение источника питания.

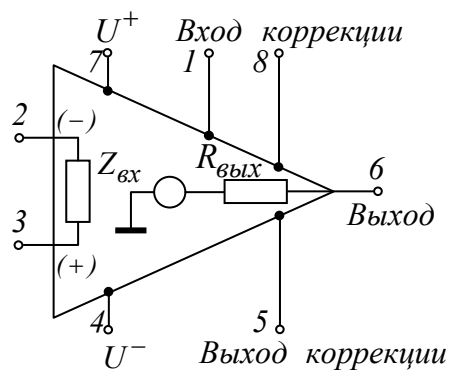
Для улучшения характеристик можно использовать отдельный источник тока. Характеристики усилителя тем лучше, чем выше внутреннее сопротивление источника тока. Если в схеме на рис.3.12а высокое значение сопротивления источника тока получают путем увеличения R_3 , то в схеме на рис.3.12г этого достигают другим способом. В последнем случае используют дополнительные транзистор и резистор. В схеме на рис.3.12г, соответствующей схеме транзистора с ОБ, выходное сопротивление для постоянного тока в коллекторной цепи транзистора T_3 весьма велико – значительно больше R_3 . Это позволяет уменьшить величину сопротивления R_3 , в результате чего уменьшаются падения напряжения и рассеиваемая мощность на R_3 , а также потребляемая мощность по сравнению с аналогичными параметрами для схемы на рис.3.12а.

Известны другие, более совершенные схемы построения источников постоянного тока. В этих схемах вместо резистора R_4 применяют диод со специально подобранными характеристиками, который способен компенсировать изменение смещения транзистора T_3 , вызываемое нестабильностью температуры.

3.5.1 Интегральные операционные усилители

Термин «операционный усилитель» первоначально использовался для обозначения набора высококачественных усилителей постоянного тока, на которых строились аналоговые вычислительные машины. Эти усилители предназначались для реализации выполняемых при аналоговых вычислениях математических операций (суммирование, масштабирование, вычитание, интегрирование и так далее). Современные операционные усилители исполняются в интегральном виде и, как правило, находят применение в низкочастотной усилительной аппаратуре.

Интегральный операционный усилитель (ОУ) строится, как правило, на основе каскадного соединения нескольких дифференциальных каскадов, что позволяет обеспечить как подавление синфазного сигнала, так и высокий коэффициент усиления. Для питания интегрального ОУ необходимо использовать и положительный, и отрицательный источники. На рисунке приведена эквивалентная (символическая) схема типового интегрального ОУ в том виде, как они изображаются в справочных материалах по ОУ. Поскольку дифференциальный усилитель имеет два входа, он обеспечивает инверсию сигнала при отрицательной обратной связи и на нем можно реализовывать усиление сигналов в фазе и противофазе.



Условное обозначение ОУ
(символическая схема)

При типовом включении сигнал с выхода ОУ подается на его вход через активное или полное сопротивление (импеданс). Почти во всех случаях этот выходной сигнал проходит на отрицательный или инвертирующий вход (вывод 2) и при этом формируется отрицательная обратная связь (которая обеспечивает требуемый коэффициент усиления и частотную характеристику). Как и в любом другом усилителе, когда сигнал проходит со входа (вывод 2) на выход (вывод 6), он приобретает определенный фазовый сдвиг, который зависит от частоты сигнала. Когда же фазовый сдвиг достигает 180° , то он добавляется (или нейтрализует) к 180° -фазовому сдвигу в петле обратной связи. Следовательно, сигнал обратной связи совпадает по фазе с входным сигналом (или почти совпадает), что приводит к самовозбуждению усилителя. При увеличении частоты сигнала фазовый сдвиг влияет на ширину полосы пропускания ОУ. Для устранения ограничения ширины полосы можно ввести в схему фазосдвигающую цепь (обычно RC-цепочка, но иногда один конденсатор), которая подключается к выводам 1, 5, или 8.

Типовой интегральный ОУ, символическое изображение которого дано на рисунке, представляет собой трехкаскадный усилитель. В качестве первого каскада используется усилитель с дифференциальными входом и выходом, который обеспечивает высокие коэффициенты усиления основного сигнала и подавления синфазного сигнала и защиту входа от перегрузки по напряжению. Входные диоды предотвращают опасность повреждения схемы вследствие случайного подключения входных зажимов ОУ к проводам источника питания (либо к другим источникам нежелательных высоких напряжений). Второй каскад представляет собой усилитель с дифференциальным входом и несимметричным выходом, обеспечивающий низкий коэффициент усиления основного сигнала и высокий коэффициент подавления синфазного сигнала. Между вторым и первым каскадами реализована обратная связь по синфазному сигналу, обеспечивающая дополнительное средство контроля входного синфазного сигнала. При использовании этих двух дифференциальных усилительных каскадов, а также охватывающей их обратной связи, типовое значение коэффициента подавления синфазного сигнала составляет приблизительно 100 дБ. Третий каскад представляет собой несимметричный усилитель с большим коэффициентом усиления, обеспечивающий привязку выходного сигнала к потенциалу земли, нагрузочную способность по току выходного сигнала и защиту выхода ОУ от короткого замыкания.

3.6 ГЕНЕРАТОРЫ

Существуют два основных типа генераторов: резонансные и релаксационные. Частота сигнала на выходе резонансного генератора определяется резонансной частотой используемых колебательных контуров. Частота сигналов, производимых релаксационным генератором, определяется параметрами активных и реактивных элементов. Примером генератора первого типа может служить кварцевый генератор, примером второго – мультивибратор.

3.6.1 Кварцевый генератор

Для стабилизации частоты генерации, а также для точной настройки требуемой частоты применяют электромеханические преобразователи из пьезоэлектрического кварца, обладающие высокими частотно-стабилизирующими свойствами. Основой кварцевого преобразователя является пластина, вырезанная из кристаллического кварца определенным образом. Для создания возможности включения кварцевой пластины в качестве элемента генераторной цепи две противоположные грани этой пластины металлизируют (методом напыления). Затем пластину закрепляют в кварцедержателе, два вывода которого контактируют с металлизированными гранями пластины.

Если к выводам кварцедержателя с кварцевой пластиной приложить переменное напряжение, то благодаря обратному пьезоэффекту пластина начинает вибрировать с частотой приложенного напряжения, и одновременно вследствие прямого пьезоэффекта через кварцевую пластину протекает переменный ток той же частоты; ток через выводы кварцедержателя поступает в генераторную цепь. Закон изменения этого тока такой же, как и в случае, если бы вместо кварцевой пластины между выводами кварцедержателя был бы включен последовательный резонансный контур чрезвычайно высокой добротности. Благодаря этому свойству частота колебаний кварцованного генератора удерживается в очень малой окрестности резонансной частоты кварца. Чаще всего устанавливается такой режим работы, при котором частота генерации незначительно превышает резонансную частоту кварца.

Принципиальная схема кварцевого генератора показана на рис.3.13а. Благодаря резистору R_1 напряжение смещения на затворе равно нулю (в случае биполярного транзистора под таким же смещением находилась база). Конденсатор C_1 и резистор R_2 образуют обычную цепь стабилизации режима по цепи истока (или эмиттера при использовании биполярного транзистора). Колебательный контур в цепи стока (или коллектора биполярного транзистора) составлен из конденсатора переменной емкости C_2 и катушки индуктивности L_1 . Для тока на частоте генерации конденсатор C_3 шунтирует источник питания. Катушки индуктивности L_1 и L_2 образуют выходной трансформатор.

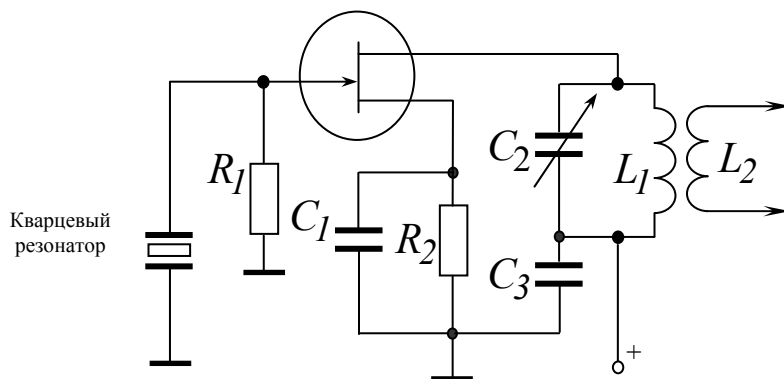


Рис.3.13а

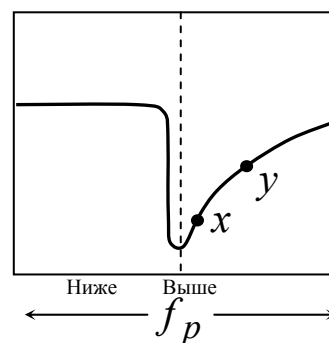


Рис.3.13б

На рис.3.13б изображена упрощенная зависимость модуля импеданса кварца от частоты. Обратная связь в этой схеме возникает благодаря паразитной емкости сток-затвор. Поскольку эта емкость связана с выходным колебательным контуром, через нее

протекает высокочастотный ток, который создает на кварце падение напряжения. Так как вблизи резонанса импеданс кварца мал по сравнению с импедансом этой емкости, то такой ток имеет емкостную природу и опережает выходное напряжение примерно на 90° . Если при этом кварц на частоте генерации имеет индуктивный импеданс, то падение напряжения на кварце в свою очередь опережает этот ток примерно на 90° , в результате при небольшой индуктивной расстройке выходного контура выполняется условие баланса фаз и при достаточном усилении возникает генерирование колебаний. Наибольшая стабильность кварцевого генератора получается, когда резонансная частота выходного контура находится между точками x и y (рис.3.13б), где кварц имеет индуктивный импеданс. Если частота генерации находится вблизи частоты резонанса кварца f_p , то случайное изменение температуры может сместить рабочую точку ниже этой частоты и импеданс кварца станет емкостным. При этом нарушится условие баланса фаз и генерирование сорвется.

3.6.2 Мультивибратор

В мультивибраторах не используются резонансные LC-контуры. В мультивибраторе частота генерации определяется постоянными времени RC-цепей. Такие генераторы называются релаксационными.

Мультивибратор обычно содержит два взаимно связанных транзисторных усилителя, у которых для возбуждения и поддержания колебаний выход второго усилителя подключен к входу первого, а выход первого – к входу второго. На рис.3.14 показана типичная схема мультивибратора, построенного на транзисторах p - n - p -типа. Несмотря на симметрию схемы, токи транзисторов не будут одинаковыми. Предположим, что в момент включения источника питания ток транзистора T_1 несколько больше тока транзистора T_2 . Вследствие этого падения напряжения на резисторе R_2 будет больше падение напряжения на резисторе R_4 . Так как напряжение источника коллекторного питания отрицательно, то вследствие изменения падений напряжений на резисторах R_2 и R_4 потенциал коллектора T_1 станет менее отрицательным, а коллектора T_2 - более отрицательным. Эти изменения через конденсаторы связи C_1 и C_2 передаются соответственно на базы транзисторов T_2 и T_1 , что приведет к еще большему возрастанию тока коллектора T_1 и к уменьшению тока коллектора T_2 . Эти изменения коллекторных токов происходят весьма быстро и приводят к насыщению транзистора T_1 и запираанию транзистора T_2 , после чего всякие изменения проводимости транзисторов прекращаются. В результате описанного процесса конденсаторы C_1 и C_2 оказываются заряженными до напряжений, близких к E_k (полярность напряжений указана на рис.3.14). После прекращения изменений коллекторных токов конденсатор C_1 сравнительно медленно разряжается из-за протекания через него небольшой части тока коллектора T_1 , проходящего через резистор R_3 на источник E_k . В результате этого положительный потенциал базы T_2 уменьшается, затем становится отрицательным и транзистор T_2 отпирается. Это приводит к уменьшению отрицательного потенциала коллектора T_2 и к образованию положительного перепада напряжения на базе T_1 . Этот быстро протекающий процесс длится до тех пор, пока транзистор T_1 не войдет в режим отсечки, а T_2 - в режим насыщения. Таким образом, возникает состояние, противоположное исходному, которое затем в результате протекания процесса, подобного описанному, вновь переходит в исходное состояние. Таким путем поддерживаются колебания в мультивибраторе; их форма существенно отличается от синусоидальной. Частота колебаний определяется постоянными времени R_3C_1 и R_1C_2 .

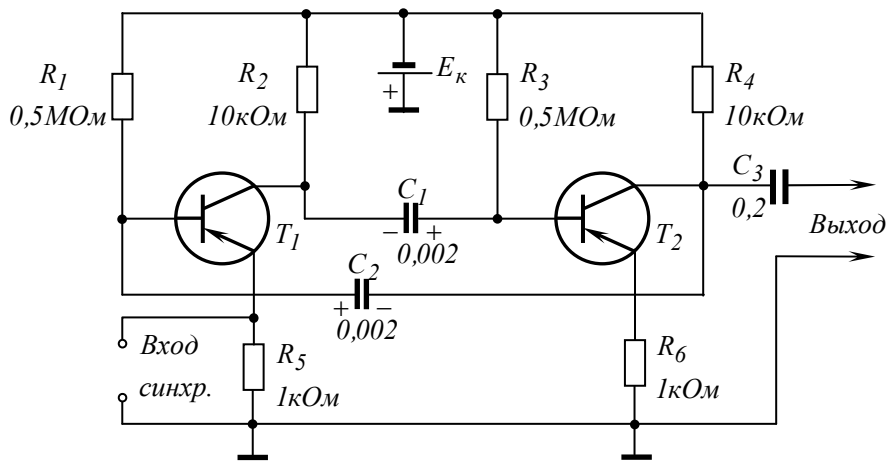


Рис.3.14

Для того чтобы засинхронизировать частоту колебаний мультивибратора с частотой управляющего внешнего сигнала, этот сигнал подают на резистор R_5 . Для возможности синхронизации частота управляющего сигнала должна незначительно превышать частоту собственных колебаний мультивибратора. Мультивибратор может также генерировать синхронизированные колебания, частота которых в целое число раз ниже частоты синхронизирующего сигнала.

Выходной сигнал снимается с коллектора T_2 через конденсатор C_3 . Выходной сигнал можно также снимать с коллектора T_1 , если подавать напряжение синхронизации на резистор R_6 .

Другой пример схемы мультивибратора приведен на рис.3.15. Схема характеризуется высокими значениями токов, поскольку номиналы эмиттерных резисторов равны приблизительно номиналам коллекторных резисторов, что обуславливает очень высокие значения коммутируемых токов через транзисторы. При этом необходимо использовать транзисторы с повышенной нагрузочной способностью по току (то есть более высокой рассеиваемой мощностью), однако это повышает стабильность частоты колебаний. Даже при изменениях напряжения источника питания эта схема обеспечивает стабильность частоты колебаний приблизительно 10^{-4} .

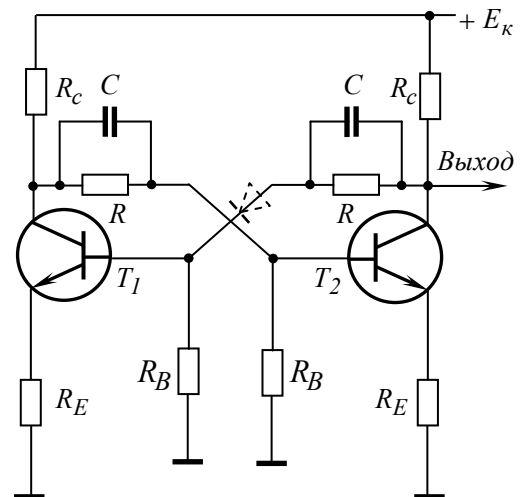


Рис.3.15

Рабочую схему можно также использовать и при низких значениях токов, при этом номиналы коллекторных резисторов приблизительно в 10 раз выше, чем номинал эмиттерного резистора. При этом можно использовать транзисторы с невысокой нагрузочной способностью по току (и мощности рассеяния), но при изменении напряжения источника питания происходит уход частоты колебаний.

В любом типе схем выходной сигнал представляет собой симметричное прямоугольное колебание. Положительные и отрицательные части цикла колебаний имеют одинаковые длительность и амплитуду. Выходной сигнал можно также снимать с любой половины этой схемы. При необходимости запускающий импульс можно подавать также на любую половину. Эта схема работает либо в автоколебательном режиме, когда частота колебаний задается постоянной времени RC , либо запускается импульсами. Мультивибратор представляет собой по существу стабильную структуру и может не перейти в автоколебательный режим. Альтернативный метод запуска автоколебательного режима мультивибратора заключается в том, чтобы последовательно с любым из сопротивлений обратной связи включить диод, показанный на рис.3.15 штриховой

линией. Тогда эта схема остается несимметричной до тех пор, пока не будет достигнут полный рабочий режим.

3.7 СТАТИЧЕСКИЙ ТРИГГЕР

Триггер не является релаксационным генератором, поскольку для получения выходных сигналов он запускается входным импульсом. Триггер имеет два устойчивых состояния. Он находит широкое применение в аппаратуре управления производственными процессами, в системах дискретного действия.

На рис.3.16 показана одна из схем построения триггера на двух $p-n-p$ -транзисторах. В этой схеме к двум коллекторам через резисторы R_1 и R_4 подается отрицательное напряжение. Необходимое отрицательное напряжение смещения в цепи эмиттеров создается на резисторе R_6 благодаря протеканию через него тока эмиттера какого-нибудь одного открытого транзистора T_1 или T_2 . Изменение напряжения на резисторе R_6 сводится к минимуму благодаря шунтирующему действию конденсатора C_3 . Наличие цепи R_6C_3 стабилизирует характеристики транзисторов.

В момент включения напряжения источника питания один из транзисторов начинает проводить раньше и сильнее другого даже при достаточно хорошей симметрии схемы. Если, например, первым начинает проводить транзистор T_1 , то на резисторе R_1 образуется падение напряжения, вследствие чего отрицательный потенциал коллектора транзистора T_1 уменьшается. Этот потенциал приложен также к базе транзистора T_2 , и поэтому прямое смещение этого транзистора уменьшается, что вызывает уменьшение его проводимости. С уменьшением проводимости транзистора T_2 отрицательный потенциал его коллектора возрастает, что приводит к росту отрицательного потенциала на базе транзистора T_1 . Этот потенциал увеличивает прямое смещение транзистора T_1 , благодаря чему еще больше возрастает его проводимость и соответственно возрастает падение напряжения на R_1 и еще больше уменьшается отрицательный потенциал коллектора. Последнее еще больше уменьшает прямое смещение T_2 и его проводимость, что приводит к дальнейшему увеличению отрицательного потенциала коллектора T_2 и к дополнительному увеличению прямого смещения (отрицательного потенциала) на базе транзистора T_1 . В результате протекания описанных процессов в течение короткого интервала времени транзистор T_1 оказывается в полностью проводящем состоянии (состоянии насыщения), а транзистор T_2 – закрытым.

Такое устойчивое состояние будет сохраняться до тех пор, пока к резистору R_5 не будет приложен запускающий импульс. Запускающий импульс должен иметь положительную полярность, причем при его подаче увеличивается положительный потенциал на базе каждого транзистора. Однако транзистор T_2 уже закрыт, и положительный потенциал (обратное смещение) не оказывает на него действия. Для транзистора же T_1 положительный потенциал, приложенный к его базе, создает обратное смещение, запирающее транзистор. При запертом транзисторе падение напряжения на резисторе R_1 не образуется, и отрицательный потенциал коллектора транзистора T_1 становится равным напряжению источника питания. Так как коллектор транзистора T_1 через резистор R_2 связан с базой транзистора T_2 , то высокий отрицательный потенциал, приложенный к базе транзистора T_2 , создает значительное прямое смещение, отпирающее транзистор. В этом случае на резисторе R_4 , включенном последовательно с коллектором транзистора T_2 , появляется большое падение напряжения, в результате чего

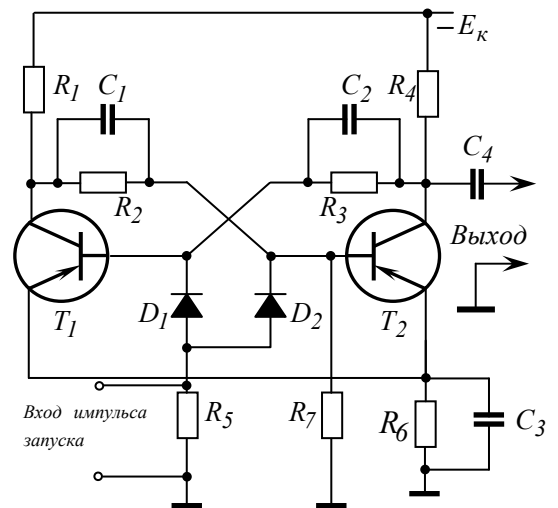


Рис.3.16

отрицательный потенциал коллектора падает до низкого значения. Поэтому отрицательное напряжение, приложенное к базе транзистора T_1 через резистор R_3 , также уменьшается, что поддерживает транзистор T_1 в закрытом состоянии. Таким образом, транзистор T_1 полностью запирается, а транзистор T_2 находится в состоянии насыщения. Это состояние является устойчивым. По приходе следующего положительного импульса на R_5 осуществляется переброс схемы и ее возврат в исходное состояние, при котором транзистор T_1 оказывается в состоянии насыщения, а транзистор T_2 заперт.

Изменения выходного напряжения при подаче запускающих импульсов получаются на коллекторах обоих транзисторов, что может быть использовано, например, для запуска других триггеров. Вследствие того, что выходное напряжение с приходом каждого запускающего импульса изменяет свою полярность, последовательно с C_4 можно включить диод с тем, чтобы в последующий каскад передавались только положительные импульсы тока. Поэтому один выходной импульс получается на каждые два входных запускающих импульса.

На рис.3.17 приведена схема RS-триггера, который имеет отдельные входы установки R и S. В схеме в принципе возможно состояние электрического равновесия, при котором оба транзистора T_1 и T_2 открыты (работают в активном режиме), коллекторные токи равны друг другу и все напряжения постоянны. Однако это состояние является неустойчивым. Если предположить, что коэффициент петлевого усиления двухкаскадного усилителя, замкнутого в петлю положительной обратной связи, превышает единицу, то любое изменение токов и напряжений приведет к возникновению регенеративного процесса – лавинообразного нарастания тока одного транзистора и убывания тока другого. Регенеративный процесс изменения токов и напряжений будет продолжаться до тех пор, пока не прекратится действие положительной обратной связи. Это возможно при запирающем одного транзистора или насыщении другого. В обоих случаях в схеме установится устойчивое равновесие.

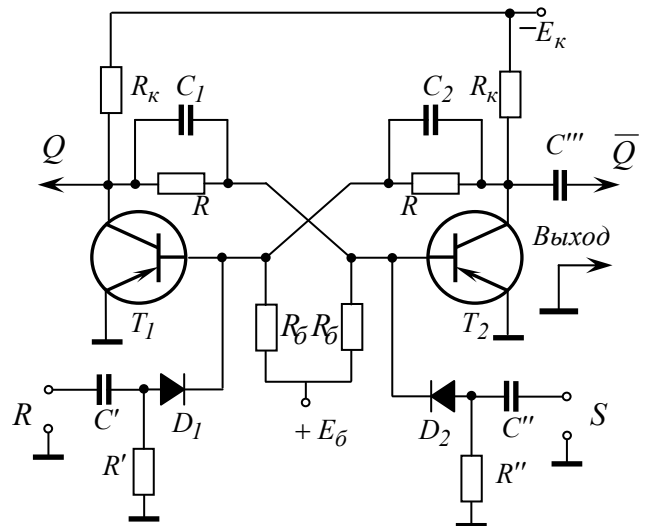


Рис.3.17

Параметры схемы можно выбрать так, чтобы в стационарном состоянии равновесия один из транзисторов был бы закрыт, а другой – открыт и насыщен. Таким образом, триггер обладает двумя устойчивыми состояниями равновесия: в одном T_1 открыт и насыщен, T_2 заперт, во втором – наоборот.

Переход триггера из одного устойчивого состояния в другое, то есть опрокидывание, или переключение его, осуществляется благодаря воздействию внешнего управляющего (запускающего) напряжения (тока). Это напряжение (ток) может быть введено, например, в цепь базы одного из транзисторов (входы R или S).

3.8 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 3

1. Каким образом на основе ОУ построить суммирующий и разностный усилители?
2. Каким образом на основе ОУ построить интегрирующий и дифференцирующий усилители?
3. Объяснить работу мультивибратора, представленного на рис.3.15.
4. Какие типы обратных связей по напряжению и току используются в усилителях?

5. Когда используются отрицательная и положительная обратные связи в усилителях?
6. Объяснить, каким образом дифференциальный усилитель подавляет синфазные помехи.
7. От каких параметров статического триггера зависят длительности фронтов выходного прямоугольного сигнала?
8. Перечислить основные характеристики многокаскадных усилительных схем.
9. Нарисовать примерную схему интегрального ОУ, описанного в разделе 3.5.1.
10. Объяснить работу статического триггера, представленного на рис.3.17

Выполнить лабораторные работы по теме «Схемы специального назначения», используя соответствующие моделирующие программы.

4 ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Для работы электронных устройств необходимы источники электрической энергии, называемые источниками питания. Блок-схема типового источника питания показана на рис 4.1. Энергия от сети переменного тока поступает в первичную обмотку



Рис.4.1

силового трансформатора, который изменяет напряжение сети до необходимой величины. Со вторичной обмотки трансформатора напряжение подается на выпрямитель. На выходе выпрямителя получается постоянное напряжение. Сглаживающий фильтр предназначен для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения. Во многих случаях на выходе источника питания устанавливается электронный стабилизатор напряжения, который служит для поддержания постоянства выпрямленного напряжения независимо от изменений напряжения сети и тока нагрузки. В ряде случаев может применяться стабилизатор переменного напряжения.

Источник питания характеризуется следующими параметрами: э.д.с., которая в общем случае пульсирует, то есть содержит переменную составляющую; выходным сопротивлением, которое зависит от частоты; нагрузочной характеристикой, определяющей зависимость постоянной составляющей выходного напряжения от постоянной составляющей тока нагрузки; зависимостью выходного сопротивления от частоты переменной составляющей тока нагрузки (или переходной характеристикой); зависимостью амплитуды пульсаций выпрямленного напряжения от величины постоянной составляющей тока нагрузки.

Основным узлом источника питания является выпрямитель. Выпрямителем называется устройство, предназначенное для преобразования переменного тока в постоянный. В выпрямителях используются свойства односторонней проводимости вентилей: полупроводникового диода, кенотрона, селенового столба и др. Вентиль должен обладать малым сопротивлением в прямом направлении и большим в обратном, пропускать большие прямые токи и иметь большое допустимое обратное напряжение.

Выпрямительные схемы можно разделить на однополупериодные и двухполупериодные и схемы с умножением напряжения. У однополупериодного выпрямителя во вторичной обмотке трансформатора импульс тока протекает один раз за период выпрямляемого тока, а у двухполупериодного – два раза. Различают, кроме того, выпрямители однофазного и трехфазного тока.

4.1 СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

4.1.1 Однополупериодный выпрямитель

Схема однополупериодного выпрямителя с одним выпрямительным диодом показана на рис.4.2. В такой схеме источника питания трансформатор не используется, и сетевое напряжение подается непосредственно на вход выпрямителя. Подобную схему источника питания применяют в дешевых электронных устройствах, хотя предпочитают использовать источник питания трансформаторного типа, поскольку они позволяют устранить общий заземленный провод сети переменного тока.

Для защиты выпрямителя от короткого замыкания или частичного короткого замыкания, которое может иметь место при выходе из строя конденсаторов или других элементов схемы, служит последовательно включенный предохранитель. Падение

напряжения на последовательном резисторе зависит от величины протекающего через него тока; при включении резистора выходное напряжение понижается. Кроме того, этот резистор служит для целей фильтрации. В схеме используются два фильтровых конденсатора с номинальным напряжением 200 В, что позволяет уменьшить опасность их пробоя при случайных выбросах напряжения. Максимальное напряжение на этих конденсаторах может достигать амплитудного значения синусоидального переменного напряжения, которое равно произведению эффективного значения напряжения (117 В) на $\sqrt{2}$. Следовательно, напряжение на первом конденсаторе фильтра может достигать значения $117 \cdot 1,41 = 165$ В. На втором конденсаторе из-за падения напряжения на последовательном резисторе максимальное напряжение будет несколько меньше.

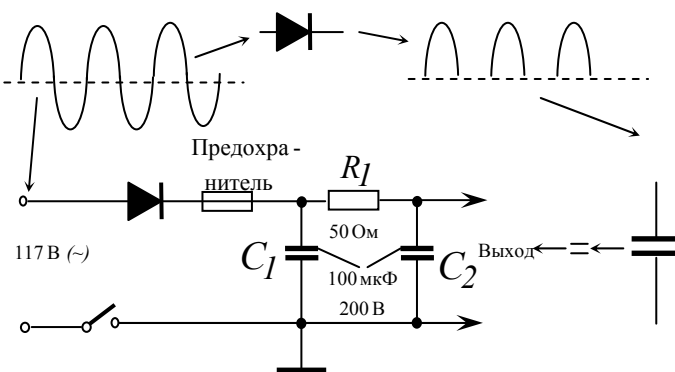


Рис.4.2

Как показано на рис.4.2, ток в схеме однополупериодного выпрямителя протекает не непрерывно, а периодически. Таким образом, в течение временных интервалов, когда ток не протекает, конденсаторы фильтра не заряжаются. (В схеме двухполупериодного выпрямителя, как будет показано в следующем разделе, перерывов в протекании тока нет.) Поэтому при одинаковой величине тока, потребляемого от выпрямителя, колебания напряжения на конденсаторе будут более заметными в однополупериодной схеме по сравнению с двухполупериодной. По этой причине емкость конденсаторов фильтра должна быть в однополупериодной схеме больше, чтобы между циклами заряда на обкладках конденсаторов сохранялся заряд достаточно большой величины. При большой величине емкости конденсаторы выполняют функции стабилизации выходного напряжения, то есть обеспечивают относительное постоянство выходного напряжения выпрямителя при изменениях тока нагрузки.

При положительной полуволне переменного входного напряжения, действующего между верхним и нижним входными зажимами, электроны протекают через заземленный провод, нагрузку и далее через выпрямляющий кремниевый диод. Так как в фильтре обычно используются электролитические конденсаторы, их присоединение к схеме должно осуществляться с соблюдением указанной на корпусе полярности. При обратной полярности включения конденсаторов будет происходить их нагрев, а затем и выход из строя.

Так как конденсатор заряжается до напряжения, близкого к амплитудному значению входного переменного напряжения, то выходное напряжение в схеме однополупериодного выпрямителя оказывается несколько выше эффективного значения входного напряжения. Величина выходного напряжения заметно зависит от сопротивления нагрузки, то есть от величины тока, потребляемого нагрузкой. При большем токе нагрузки заряд конденсатора уменьшается и, следовательно, выходное напряжение понижается.

С целью лучшего подавления пульсаций выпрямленного тока последовательно с резистором включают дроссель, имеющий большое реактивное сопротивление. Такие дроссели применяются главным образом в промышленных установках; в офисных электронных приборах стараются их не использовать по соображениям стоимости и, кроме того, для устранения помех в соседних цепях, вызываемых магнитными полями дросселей. Вместо дросселей обычно применяют дополнительные конденсаторы емкостью несколько сотен или даже тысяч микрофард, которые обеспечивают приемлемое качество фильтрации и небольшой уровень фона.

4.1.2 Двухполупериодный выпрямитель

Схема двухполупериодного выпрямителя показана на рис.4.3. К первичной обмотке трансформатора для подавления помех подключен фильтр, составленный из двух конденсаторов по 0,05 мкФ каждый, причем средняя точка между ними присоединена к земле. Эти конденсаторы не должны быть однополярными, а для уменьшения вероятности пробоя их номинальное напряжение должно быть ~ 200 В. Выключатель обычно ставят перед конденсаторами с тем, чтобы при выключенном выпрямителе сетевое напряжение не подавалось на конденсаторы. В двухполупериодном выпрямителе вторичная обмотка трансформатора должна иметь центральный вывод, однако в случае мостовой схемы выпрямителя (смотри рис.4.4 раздел 4.1.3) такого вывода не требуется.

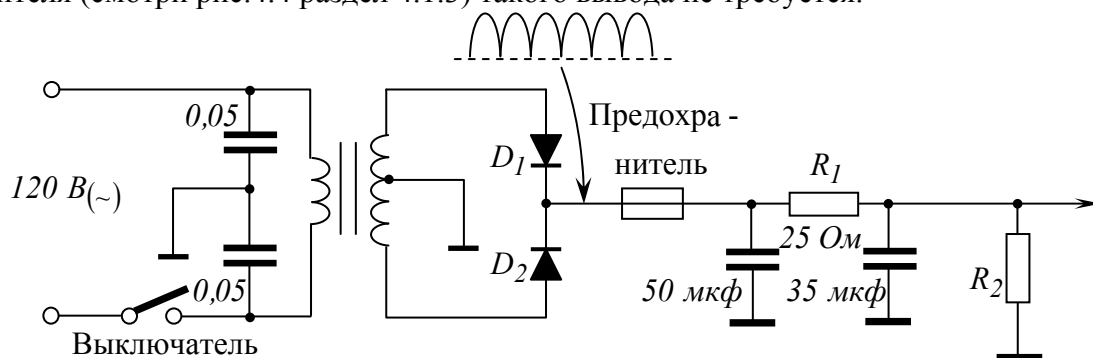


Рис.4.3

На рис.4.3 два выпрямляющих диода имеют общую точку, с которой снимается выпрямительное напряжение. В качестве фильтра в выпрямителе используются последовательный резистор и два конденсатора. Однако в тех случаях, когда необходим низкий уровень пульсаций, на выходе выпрямителя можно добавить еще по одному резистору и конденсатору.

Когда между верхним выводом вторичной обмотки и землей действует положительная полуволна переменного напряжения, то электроны будут протекать от заземленной точки нагрузки через резистор R_2 , также через нагрузочные элементы, подключенные к выходам выпрямителя; в этом случае на верхнем выводе резистора R_2 устанавливается положительный потенциал относительно земли. Через резистор R_2 протекает некоторый ток утечки независимо от того, подключена к выпрямителю нагрузка или нет. Поэтому данную цепь называют цепью утечки. Резистор R_2 является относительно небольшой нагрузкой для выпрямителя (ток этой цепи составляет 10-20% среднего тока нагрузки), но цепь утечки помогает стабилизировать работу выпрямителя и позволяет в некоторой степени отрегулировать выходное напряжение.

Во время действия положительной полуволны напряжения на верхней части вторичной обмотки трансформатора ток протекает через диод D_1 , в то время как диод D_2 заперт. Когда же между нижним выводом обмотки и землей действует положительная полуволна напряжения, диод D_1 закрыт, а диод D_2 проводит ток, протекающий в направлении от нижнего вывода обмотки через цепь нагрузки и цепь утечки, резистор R_1 и замыкается через землю. Таким образом, в течение каждого полупериода переменного напряжения образуется импульс выпрямленного тока. Так как выпрямленные импульсы тока следуют непосредственно один за другим, то требования к фильтру менее жесткие по сравнению с однополупериодным выпрямителем. Следовательно, сопротивления резисторов и емкости конденсаторов фильтра в двухполупериодной схеме будут меньшей величины.

Предохранитель, включенный последовательно со схемой фильтра, защищает выпрямитель и трансформатор от перегрузок, которые могут возникнуть при подключении низкоомных нагрузок или при пробое конденсаторов фильтра. Номинальный ток предохранителя выбирается такой величины, чтобы предохранитель сгорал, если ток через него превысит примерно на 20% величину номинального тока нагрузки.

4.1.3 Мостовой выпрямитель

Мостовая схема применяется в тех случаях, когда требуется производить двухполупериодное выпрямление, имея в своем распоряжении трансформатор без центрального вывода от вторичной обмотки.

В выпрямителе мостового типа (рис.4.4) используются четыре полупроводниковых диода, включенных по мостовой схеме, за которыми следует обычный фильтр для подавления пульсаций выходного напряжения.

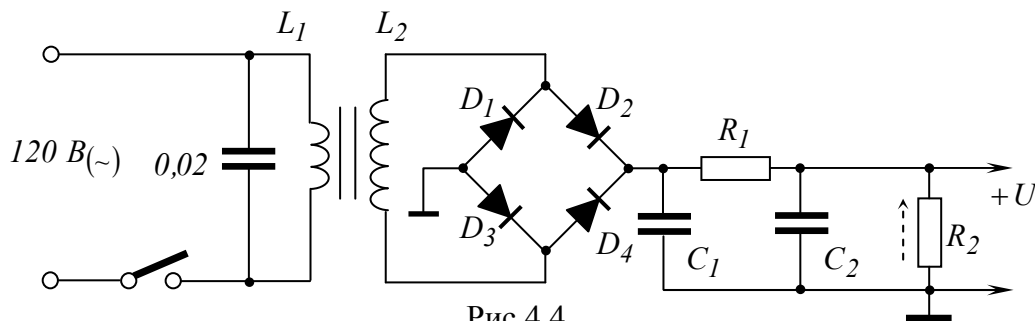


Рис.4.4

При положительном потенциале на верхнем выводе вторичной обмотки и отрицательном на нижнем (положительный полупериод), электроны будут протекать от нижнего вывода обмотки трансформатора к диодам D_3 и D_4 . Поскольку в данном полупериоде диод D_4 является непроводящим, электроны будут двигаться через диод D_3 и далее через земляную шину и схему фильтра к диодам D_2 и D_4 . Теперь электроны могут проходить через любой диод, но так как они должны вернуться к положительному выводу обмотки L_2 , они будут протекать только через диод D_2 .

В течение второго (отрицательного) полупериода электроны будут двигаться к диодам D_1 и D_2 , но диод D_2 включен в непроводящем направлении. Поэтому электроны пройдут через диод D_1 опять к земляной шине, через фильтр и резистор R_1 в том же направлении, что и во время первого полупериода. Электроны, достигшие диодов D_2 и D_4 , будут теперь проходить через диод D_4 к положительному нижнему выводу обмотки L_2 . Таким образом, схема выпрямляет положительную и отрицательную полуволны переменного напряжения, то есть осуществляет двухполупериодное выпрямление, как и в схеме с центральным выводом вторичной обмотки трансформатора.

4.2 СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ

Термин «стабилизация напряжения» в отношении источников питания означает относительную величину изменения выходного напряжения при изменении тока нагрузки, выраженную в процентах. Коэффициент стабилизации представляет собой отношение разности выходных напряжений при минимальном и максимальном токе, потребляемом от источника питания, к напряжению при максимальной нагрузке. Выражение для коэффициента стабилизации в процентах записывается в виде

$$K_{cm} = \frac{E_0 - E_n}{E_n} \cdot 100,$$

где E_0 – выходное напряжение без нагрузки и E_n – выходное напряжение при максимальной нагрузке.

Чтобы сделать минимальными изменения выходного напряжения при различных токах нагрузки, применяют различные методы стабилизации. Сложность схемы стабилизации зависит от степени стабилизации, принципиально достижимой и требуемой в данной системе. В промышленных электронных установках применяются полупроводниковые стабилизаторы, и в некоторых случаях могут использоваться дроссели с переменной индуктивностью на входе фильтра. Такие дроссели с ферромагнитным сердечником легко переходят в режим насыщения при увеличении

протекающих через них тока; при этом индуктивность, а, следовательно, и индуктивное сопротивление уменьшается. Для обеспечения нормальной работы при стабильном напряжении выходной ток, протекая через катушку, вызывает на ней определенное падение напряжения, величина которого зависит от реактивного и омического сопротивления катушки. При увеличении потребляемого тока при изменении сопротивления нагрузки катушка переходит в состояние насыщения и ее реактивное сопротивление уменьшается. В результате падение напряжения на катушке понизится, а выходное напряжение возрастет.

Кроме указанных дросселей, для целей стабилизации напряжения полезно применять резисторы утечки и конденсаторы фильтра повышенной емкости. Существенное улучшение качества стабилизации обеспечивается применением полупроводниковых стабилизирующих диодов – стабилитронов.

4.2.1 Стабилизация на основе стабилитрона

В наиболее простом виде такая схема на стабилитроне состоит из последовательного сопротивления и включенного параллельно диода (рис.4.5а). Значение сопротивления выбирают исходя из требуемой нагрузочной способности. Если значение сопротивления велико, то стабилитрон не обеспечивает стабилизацию при больших токах нагрузки. Если же сопротивление мало, то допустимая мощность рассеяния стабилитрона может быть превышена при малых значениях тока нагрузки.

Иногда требуется обеспечить стабилизацию напряжения, которое отличается от стандартных напряжений стабилитронов. Эту проблему можно преодолеть с помощью различных схем включения стабилитронов. Например, стабилитроны допускается включать последовательно, как показано на рис.4.5б. Общее стабилизированное напряжение будет равно тогда сумме напряжений на отдельных стабилитронах. Причем номиналы напряжений стабилизации стабилитронов могут быть разными, поскольку эта структура самостабилизирующаяся. Однако мощностные параметры каждого стабилитрона должны быть одинаковыми. Аналогичным образом должны быть идентичными и диапазон их рабочих токов, или необходимо выбирать нагрузки такими, чтобы устранить возможность выхода из строя любого из стабилитронов.

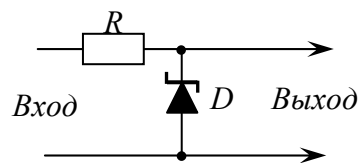


Рис.4.5а

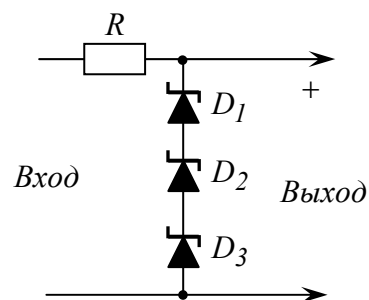


Рис.4.5б

4.2.2 Параллельные стабилизаторы напряжения

Возможность управлять напряжением с помощью стабилитрона можно расширить, если его использовать для регулировки рабочей точки транзистора или группы транзисторов. Существуют два основных типа транзисторных стабилизаторов, а именно параллельный и последовательный. Параллельный стабилизатор включается параллельно с выходом источника питания, а последовательный – последовательно.

На рис. 4.6 приведена наиболее простая структура параллельного стабилизатора на транзисторе. Транзистор устанавливается на выходе источника питания подобно переменному «вспомогательному нагрузочному» резистору, ток

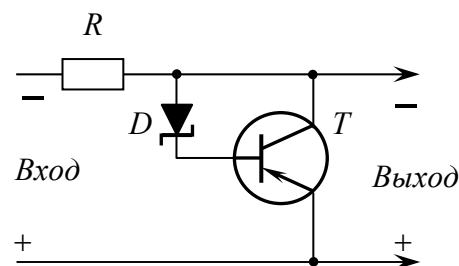


Рис.4.6

через который протекает по пути эмиттер-коллектор. Ток базы протекает через стабилитрон. Оба этих тока, а также ток нагрузки проходят через последовательный резистор.

Если нагрузка на источник питания увеличилась, то через резистор начинает протекать большой ток и выходное напряжение понижается. При этом меньший ток поступает на стабилитрон, снижается смещение транзистора и меньший ток отбирается от источника питания цепью эмиттер-коллектор транзистора. Это приводит к уменьшению падения напряжения на резисторе и вызывает увеличение выходного напряжения источника питания. Таким образом, осуществляется компенсация начального уменьшения напряжения.

Когда отбираемый от источника питания ток изменяется в широких пределах, параллельные стабилизаторы часто соединяются каскадно для увеличения их эффективности. Типовой каскадный параллельный стабилизатор изображен на рис.4.7. Транзисторы T_1 и T_2 расположены на выходе источника питания и действуют как переменные резисторы. Ток базы транзистора T_1 протекает через стабилитрон, а ток базы транзистора T_2 зависит от тока, протекающего через резистор R_2 . Напряжение на резисторе R_2 определяется протекающим через него током. Все эти токи, а также ток нагрузки, протекают через последовательный резистор R_1 .

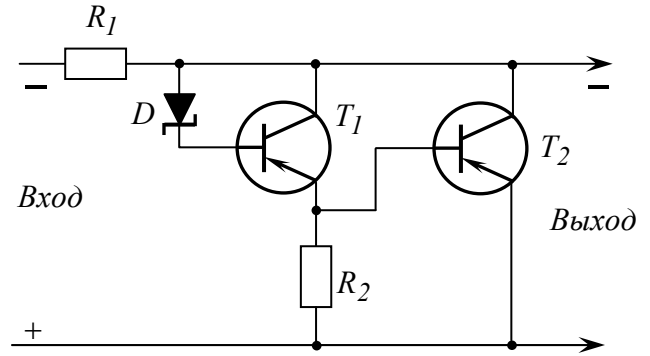


Рис.4.7

При уменьшении нагрузки на источник питания через резистор R_1 , протекает меньший ток и, следовательно, выходное напряжение возрастает. Тогда больший ток проходит через стабилитрон и переход база-эмиттер транзистора T_1 . Это вызывает увеличение прямого смещения на транзисторе T_1 , что приводит к увеличению тока цепи эмиттер-коллектор, который отбирается от источника питания. Далее, больший ток проходит через эмиттерный резистор R_2 , что вызывает возрастание падения напряжения на нем. Прямое смещение транзистора T_2 растет, и еще больший ток от источника питания отбирается цепью эмиттер-коллектор. Этот возросший ток через транзисторы T_1 и T_2 вызывает повышенное падение напряжения на резисторе R_1 , что приводит к снижению выходного напряжения источника питания. Таким образом, производится компенсация начального отклонения выходного напряжения.

Такой транзисторный параллельный стабилизатор с небольшой модификацией можно применять для напряжения больших или меньших напряжения стабилитрона.

4.2.3 Последовательные стабилизаторы напряжения

Последовательная схема обычно используется в тех случаях, когда требуется обеспечить стабилизацию напряжения при больших изменениях тока. Исходный последовательный транзисторный стабилизатор напряжения показан на рис.4.8. Транзистор включен последовательно с выходом источника питания и последовательным резистором R_1 . Он действует как «переменный последовательный резистор», ток которого протекает по цепи коллектор-эмиттер. Этот ток протекает также через резистор R_2 и стабилитрон, который и определяют напряжение на базе транзистора. Напряжение на базе транзистора задается протекающим

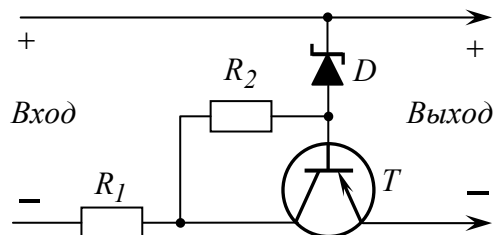


Рис.4.8

через резистор R_2 током. Это напряжение на базе остается фиксированным относительно положительного зажима источника питания, но меняется относительно его отрицательного зажима.

При возрастании прямого смещения цепи база-эмиттер транзистора уменьшается «сопротивление» эмиттер-коллектор, которое включено последовательно с выходом источника питания. Это, в свою очередь, вызывает уменьшение падения напряжения на сопротивлении эмиттер-коллектор и повышает выходное напряжение источника питания.

Например, если бы увеличилась нагрузка на источник питания, то больший ток стал бы проходить через последовательный резистор, а также и через сопротивление эмиттер-коллектор транзистора, что привело бы к снижению выходного напряжения источника питания. В этих условиях меньший ток протекает через стабилитрон и резистор R_2 , увеличивая при этом прямое смещение на транзисторе. В свою очередь увеличение сопротивления эмиттер-коллектор транзистора повышает выходное напряжение источника питания.

4.2.4 Стабилизация тока

Полупроводниковые приборы могут применяться для стабилизации источника питания таким образом, чтобы он выдавал постоянное значение тока, а не напряжения. Основная схема такого стабилизатора приведена на рис.4.9. Транзистор выполняет роль переменного «последовательного резистора» в выходной цепи источника питания. Существуют две параллельные ветви прохождения тока. Одну ветвь образует включенный последовательно с резистором смещения R_3 стабилитрон. Другая ветвь состоит из резистора R_1 и транзистора.

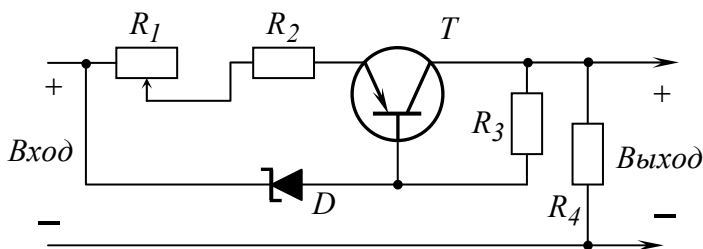


Рис.4.9

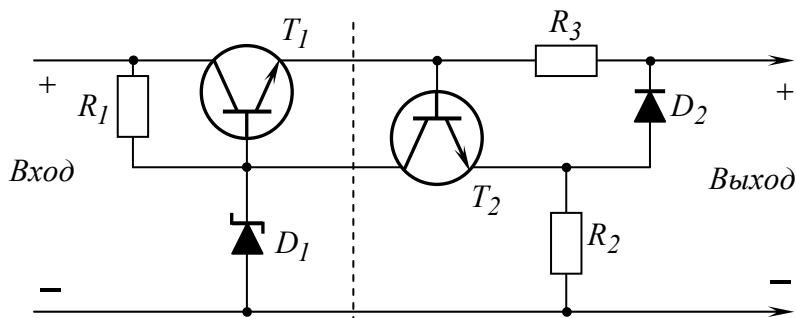
Если происходит отклонение выходного тока источника питания, то изменяется и ток через резистор R_3 и прямое смещение транзистора. В свою очередь изменяется сопротивление цепи эмиттер-коллектор транзистора, что и обеспечивает коррекцию величины проходящего тока. Полезный результат такого включения состоит в том, что любому изменению тока через резистор R_3 соответствует равное, но противоположное отклонение тока через транзистор. Выходной ток этой схемы задается потенциометром R_1 . Сам же ток остается постоянным (в определенных пределах), несмотря на любые отклонения сопротивления нагрузки. Однако выходное напряжение источника меняется совместно с изменением нагрузки.

4.2.5 Схемы защиты от перегрузки

Перегрузки последовательного стабилизатора могут привести к выходу его из строя. Это происходит вследствие либо подачи высокого входного напряжения, либо чрезмерной нагрузки на выходе. В любом случае последовательный транзистор выходит из строя. Любая длительная подача высокого входного напряжения, по всей видимости, приведет к пробоему первого элемента исходного источника питания (если последовательный стабилизатор разработан на границе надежности). С другой стороны, чрезмерная нагрузка на выходе (низкое сопротивление нагрузки и высокий выходной ток) являются достаточно часто встречаемой ситуацией. Последовательный стабилизатор можно снабдить некоторой разновидностью защиты от перегрузки из-за чрезмерного тока нагрузки.

На рис.4.10 представлена рабочая структура схемы защиты от перегрузок, используемая в последовательных стабилизаторах. Режим работы блока стабилизации этой схемы T_1 , R_1 , D_1 аналогичен описанному в разделе 4.2.3. Функционирование схемы защиты от перегрузок определяется напряжением на резисторе R_3 . Весь ток нагрузки протекает через резистор R_3 и создает на нем соответствующее падение напряжения. Когда ток нагрузки меньше определенного значения (на безопасном уровне или мощность ниже максимальной расчетной мощности последовательного стабилизатора), падения напряжения на резисторе R_3 недостаточно для задания прямого смещения на транзисторе T_2 . Следовательно, транзистор T_2 остается в режиме отсечки до тех пор, пока ток нагрузки находится на безопасном уровне.

В случае использования кремниевого диода D_2 падение напряжения между выходным контактом и эмиттером транзистора T_2 составляет 0,5 В. Аналогично для включения кремниевого транзистора T_2 необходимо падение напряжения в 0,5 В. Таким образом, падение напряжения на резисторе R_3 должно быть приблизительно 1 В или больше (в типовом случае 1,1 В) прежде, чем транзистор T_2 включится.



Номинал резистора R_3 выбирается исходя из того, чтобы это падение напряжения составляло 1,1 В при максимальном безопасном уровне выходного тока нагрузки. При включении транзистора T_2 часть тока через резистор R_1 проходит и через транзистор T_2 и, следовательно, отбирается часть тока базы транзистора T_1 . Транзистор T_1 находится в режиме отсечки (или частичной отсечки) и, таким образом предупреждает (или ограничивает) протекающий через нагрузку ток.

Когда же параметры нагрузки стабилизируются, падение напряжения на резисторе R_3 становится меньше 1,1 В и транзистор T_2 выключается. Транзистор T_2 функционирует при полном выходном напряжении, однако, требования по току (или мощности) не превосходят требований, предъявляемых к транзистору T_1 . За исключением режима перегрузки транзистор T_2 находится в выключенном состоянии. При перегрузках ток через транзистор T_2 ограничивается сопротивлением в эмиттерной цепи R_2 .

4.2.6 Применение интегральных микросхем для схем стабилизации

Современная аппаратура, работающая на цифровых и аналоговых микросхемах, всегда предусматривает наличие стабилизаторов напряжения и тока, как правило, нескольких. С распространением интегральных операционных усилителей (ОУ) появилась возможность решить эту задачу просто и эффективно с точностью регулировки и стабильности в диапазоне 0,01...0,5%, причем ОУ легко встраивать в традиционные стабилизаторы напряжения и тока.

Простейший стабилизатор напряжения представляет собой усилитель постоянного тока, на вход которого подано постоянное напряжение стабилитрона или часть его. Нагрузочная способность такого стабилизатора определяется силой максимального выходного тока ОУ.

Более совершенные стабилизаторы - следящие, которые работают на принципе сравнения опорного и выходного напряжений, усиления их разности и управления электропроводностью регулирующего транзистора.

Другой вид стабилизаторов - ключевые стабилизаторы напряжения, которые зарекомендовали себя наилучшим образом с точки зрения экономичности, так как КПД таких устройств всегда высокий. Несмотря на их сложность по сравнению с линейными стабилизаторами, только за счет уменьшения размеров теплоотводящего радиатора проходного транзистора ключевой стабилизатор позволяет уменьшить габариты регулируемого мощного источника питания в два-три раза. Недостаток ключевых стабилизаторов заключается в повышенном уровне помех. Однако рациональное конструирование, когда весь блок выполнен в виде экранированного модуля с расположенной непосредственно на теплоотводе мощного транзистора платой управления, позволяет свести помехи к минимуму. Устранить «пролезание» высокочастотных помех в нестабилизированный источник первичного питания и нагрузку можно путем включения последовательно радиочастотных дросселей, рассчитанных на постоянный ток 1...3 А.

Большая потребность в стабилизаторах для питания аппаратуры привела к тому, что были разработаны и внедрены специальные линейные микросхемы – стабилизаторы напряжения. В интегральном исполнении преобладают последовательные регуляторы с непрерывным или импульсным режимом управления. Стабилизаторы строятся как для положительных, так и для отрицательных напряжений питания. Выходное напряжение может быть регулируемым или фиксированным, например +5 В для питания блоков с цифровыми микросхемами или ± 15 (12) В для аналоговых микросхем. Микросхемам с большими токами нагрузки необходимы радиаторы охлаждения. Это не вызывает конструктивных трудностей, так как микросхемы размещены в таких же корпусах, как и мощные транзисторы.

4.3 БЛОКИ ПИТАНИЯ АППАРАТУРЫ

Блоки питания аппаратуры, предназначенные для питания от сети переменного тока, в зависимости от назначения и мощности могут быть выполнены по различным схемам. Блок-схема типового источника питания с трансформатором показана на рис 4.1. Простейший блок питания с трансформаторным входом имеет схему, приведенную на рис.4.4.

Понижающий трансформатор, работающий на частоте питающей сети 50/60 Гц, кроме обеспечения требуемого напряжения также обеспечивает и гальваническую развязку питаемых цепей от сети переменного тока. Выходное напряжение может стабилизироваться непрерывным или импульсным низковольтным стабилизатором напряжения. Главный недостаток такого блока - большие габариты низкочастотного силового трансформатора. Трансформатор блока питания, рассчитанный на частоту 60 Гц, на частоте 50 Гц может ощутимо нагреваться. Естественно, от сети постоянного тока (редко, но такое бывает) такой блок работать не может. Блоки питания с трансформаторным входом применяются при небольшой выходной мощности, чаще всего — в выносных адаптерах, обеспечивающих питание модемов, хабов и прочих маломощных устройств внешнего исполнения. Такие блоки достаточно часто монтируются прямо на вилке питания.

Уменьшить габариты и вес блока питания позволяет перевод понижающего трансформатора на высокую частоту - десятки кГц. В этом случае входное напряжение сразу выпрямляется и после фильтрации поступает на высокочастотный преобразователь. Высокочастотные импульсы преобразователя поступают на понижающий импульсный трансформатор, который обеспечивает и гальваническую развязку выходных и входных цепей. Преобразователь чаще всего делают управляемым, так что на него возлагаются и функции регулирующего элемента стабилизатора напряжения. Управляя шириной импульса, можно изменять величину энергии, поступающей через трансформатор в выпрямитель, и, следовательно, регулировать (стабилизировать) его выходное напряжение. В зависимости от мощности стабилизатор строится по однотактной или

двухтактной схеме. Однотактная схема несколько проще (рис.4.11), и ее применяют в блоках питания мониторов, где мощность обычно не превышает сотни ватт. В мониторах частоту импульсного блока обычно синхронизируют с частотой генератора строчной развертки во избежание видимых помех.

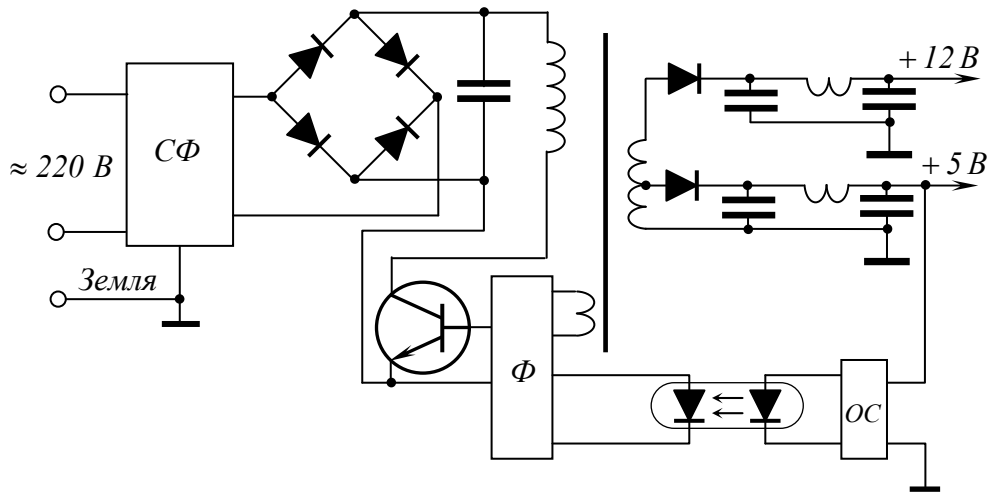


Рис.4.11

СФ- сетевой фильтр, Ф- формирователь импульсов, ОС- усилитель обратной связи.

Двухтактные преобразователи сложнее, но они обеспечивают большую выходную мощность. Такие блоки широко используются в блоках питания РС (см. ниже).

Если блок питания должен вырабатывать несколько выходных напряжений, преобразователь может стабилизировать лишь одно из них. Обычно для стабилизации выбирают основное питающее напряжение, для блоков РС это цепь +5 В. Остальные напряжения могут быть стабилизированы дополнительными выходными стабилизаторами, но часто их оставляют и нестабилизированными. При этом появляется не сразу очевидная связь: чем больше нагрузка по основной (стабилизированной) цепи, тем выше напряжения на остальных шинах.

Импульсные блоки питания имеют малые габариты, но компактный трансформатор представляет собой довольно сложное изделие. Импульсные помехи, которые могут проникать как в питаемые, так и в питающие цепи, подавляют тщательно разработанными фильтрами. Внешнее излучение подавляется металлическим экраном, в который заключают весь блок. Импульсные блоки питания не критичны к частоте сети (50 или 60 Гц) и часто позволяют работать в широком диапазоне входных напряжений. Относительно старые блоки питания имеют переключатели диапазона входного напряжения. Современные блоки, у которых указано свойство Autoswitching Power Supply, имеют компоненты с большим запасом по допустимому напряжению и не требуют переключения номинала входного питающего напряжения - они работают в диапазоне 110-230 В. Такие блоки применяются в большинстве современных мониторов.

Наличие выпрямителя и накопительного конденсатора на входе бестрансформаторного блока питания обуславливает ярко выраженную динамическую нелинейность входной цепи. На рис.4.12 приведены осциллограммы напряжения сети и потребляемого тока, которые иллюстрируют эту нелинейность. Пока мгновенное значение напряжения ниже напряжения на накопительном конденсаторе выпрямителя, ток практически не потребляется. На вершинах синусоиды ток резко возрастает, так что в его спектре очень сильно выражена 3-я гармоника. Для питающей сети такой характер нагрузки нежелателен, но с ним приходится мириться. Конечно, нелинейность имеется и в трансформаторном блоке питания, но она несколько сглаживается низкочастотным трансформатором.

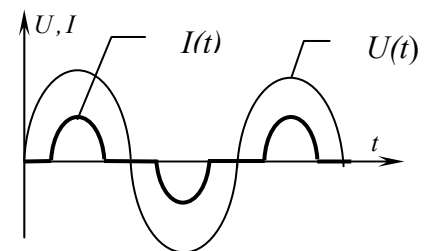


Рис.4.12

4.4 БЛОК ПИТАНИЯ РС

Блок питания РС обеспечивает напряжениями постоянного тока системный блок со всеми его устройствами. С самых первых моделей РС здесь применяется двухтактная схема преобразователя с бестрансформаторным входом, без существенных изменений эта схема дошла и до наших дней. Упрощенная схема блока питания приведена на рис.4.13. Входное напряжение после высокочастотного фильтра выпрямляется и поступает на накопительные конденсаторы (C_1 и C_2), являющиеся главными хранителями энергии на случай кратковременного провала питающего напряжения. Мощные высоковольтные транзисторы T_1 и T_2 и конденсаторы C_1 и C_2 образуют полумостовую схему генератора преобразователя, нагрузкой которого является высокочастотный импульсный силовой трансформатор $Tr2$. Этот трансформатор обеспечивает и гальваническую развязку выходных и входных цепей. Преобразователь является регулирующим элементом стабилизатора напряжения основного источника +5 В. Остальные напряжения могут быть стабилизированы дополнительными выходными стабилизаторами, но чаще их оставляют и нестабилизированными. При этом, чем больше нагрузка блока по основной (стабилизированной) цепи, тем выше напряжения на остальных шинах. Убедиться в этом просто - понаблюдайте за вентилятором процессора, который питается от цепи +12 В, изменяя нагрузку по цепи +5 В - например, с подключенной системной платой и без нее. При подключении нагрузки скорость вращения вентилятора повышается. Это происходит потому, что с повышением тока нагрузки преобразователь вырабатывает более широкие импульсы, а выходное напряжение нестабилизированных выпрямителей (при постоянной нагрузке) будет пропорционально их ширине. По этой причине уровни напряжения на не основных выходах большинства блоков питания будут соответствовать номиналам лишь при номинальной (и сбалансированной) нагрузке. Но, как правило, потребители этих напряжений не требуют особой точности напряжения, а стабильность обеспечивается относительным постоянством нагрузки основной цепи.

Двухтактные блоки питания РС строятся на основе управляющей микросхемы *TL494CN* или ее аналогов. Эта микросхема содержит встроенный генератор и управляет ключами выходных транзисторов, воспринимая сигнал обратной связи из цепи +5 В и

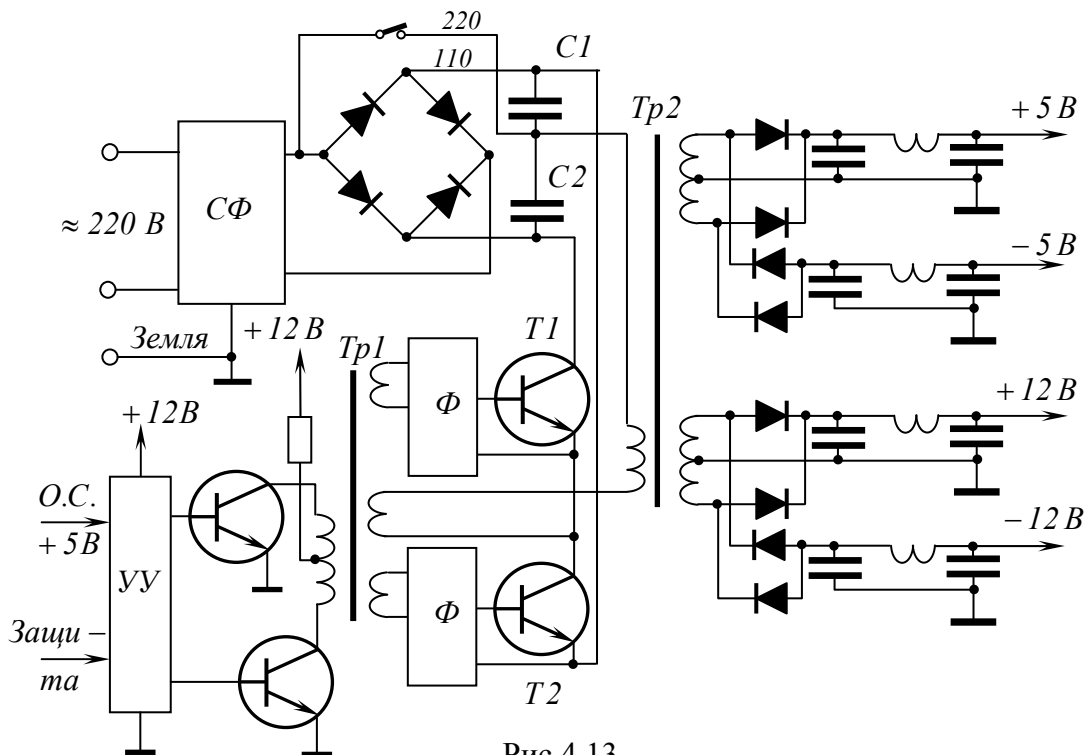


Рис.4.13

$СФ$ - сетевой фильтр, $УУ$ - устройство управления, Φ - формирователи импульсов, $Tr1$ - трансформатор развязки цепей управления, $Tr2$ - силовой трансформатор

сигнал отключения по токовой перегрузке. Для определения перегрузки по току последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора включают еще и трансформатор тока (на рис.4.13 для упрощения не показан), с выхода которого сигнал через пороговую схему подается на вход управляющей микросхемы. Особенность блоков питания, построенных на микросхеме *TL494CN*, заключается в идеологии управления выходными ключами - эта микросхема управляет активным отпиранием выходных ключей. Благодаря такому подходу упрощается процесс запуска источника (в блоках ЕС ЭВМ для запуска применялся источник служебного напряжения). При включении блока питания РС симметричный мультивибратор, образованный выходными транзисторами совместно с трансформатором, начинает плавно возбуждаться. Когда выходное напряжение цепи +12 В, от которого питается и управляющая микросхема, достигает уровня нескольких вольт, микросхема приступает к исполнению своих сдерживающих регулировочных обязанностей и блок выходит в рабочий режим, управляемый генератором микросхемы. Следует отметить, что некоторые блоки не запускаются без нагрузки.

Блоки питания РС не критичны к частоте сети (50 или 60 Гц) и могут работать даже от сети постоянного тока. Относительно старые блоки питания имеют переключатели диапазона входного напряжения. Переключение диапазона входного напряжения легко осуществляется переключателем *S1*, который преобразует мостовую схему выпрямителя в схему выпрямителя с удвоением для питания от сети 110-127 В. При включении блока, предназначенного для работы при напряжении 110 В в сеть 220 В, часто выходят из строя ключевые транзисторы или диоды. Современные блоки, у которых указано свойство Autoswitching Power Supply, имеют компоненты с большим запасом по допустимому напряжению и не требуют переключения номинала входного питающего напряжения - они работают в диапазоне 110-230 В.

Поскольку большинство цепей блока питания находится под высоким напряжением, ремонт блока требует соответствующей квалификации и знаний техники безопасности.

Несколько практических рекомендаций по ремонту блока.

- ◆ Для проверки и ремонта блока питания полезно иметь нагрузку - мощные резисторы - по крайней мере, для цепи +5 В (резистор 5 Ом, 5 Вт обеспечит ток 1 А, что вполне достаточно для проверки работоспособности). Использование в качестве нагрузки системной платы или накопителей чревато их выходом из строя в процессе ремонта блока.
- ◆ Если блок питания не включается, отключите его от сети и разрядите накопительные конденсаторы (*C₁* и *C₂* на рис.4.13). После этого проверьте омметром диоды и транзисторы - чаще всего выходят из строя высоковольтные диоды и транзисторы. Заменять неисправные элементы желательно на однотипные.
- ◆ После замены неисправных элементов не торопитесь подавать питание - какая-нибудь незамеченная «мелочь» может снова вывести из строя замененные детали. Не подключая сетевое напряжение, на шину +12 В подайте напряжение 10-12 В от внешнего источника. Если генератор управляющей микросхемы исправен, он «заведется», а по форме импульсов на базах выходных ключевых транзисторов можно судить об исправности большинства цепей формирования управляющих импульсов или о характере неисправности. Питание от сети на ремонтируемый блок следует подавать только после проверки его силовых цепей (диодов и транзисторов) и базовых цепей выходных ключей.

Блок питания РС обычно имеет стандартный конструктив и набор жгутов с разъемами питания системной платы и периферийных устройств. На задней стенке блока устанавливается входной разъем питающего кабеля, а также транзитный выходной разъем для питания монитора. Подключение монитора к этому разъему не только сокращает количество вилок, включаемых в розетку питания, но и обеспечивает связь «земель» монитора и системного блока. В некоторых типах блоков питания, предназначенных для малогабаритных корпусов, транзитный разъем может и отсутствовать. При этом монитор

включают в дополнительную розетку и хорошо, если при этом соблюдают правила заземления. На задней стенке устанавливается и переключатель диапазона питающего напряжения, если таковой присутствует в блоке. Выключатель питания в старых конструктивах располагался на боковой или задней стенке блока питания. Позже его вынесли с блока питания на лицевую панель корпуса и стали присоединять к блоку кабелем со съемными контактами. К этому кабелю, проходящему через весь системный блок, следует относиться с вниманием, поскольку он является источником и опасности, и помех. В конструктиве ATX главный выключатель питания вернулся на блок питания, а с передней панели блоком питания управляют с помощью кнопки. Таким образом, провода с напряжением питающей сети удалось убрать из корпуса компьютера, и теперь высокое напряжение присутствует только внутри корпуса блока питания.

Мощность блока питания зависит от назначения корпуса системного блока и лежит в диапазоне от 100-150 Вт для обычных компьютеров до 350-500 Вт для мощных серверов. Для блоков с транзитным разъемом питания монитора потребляемая мощность (коммутируемая выключателем питания) иногда указывается с учетом дополнительных 100 Вт, потребляемых монитором. Блок вырабатывает основное стабилизированное напряжение +5 В при токе до 10-50 А; +12 В при токе 3,5-15 А для питания двигателей устройств и интерфейсных цепей; -12 В при токе 0,3-1 А для питания интерфейсных цепей; -5 В при токе 0,3-0,5 А (обычно не используется, присутствует только для соблюдения стандарта ISA Bus). Как говорилось выше, уровни напряжений +12 В, -12 В, -5 В обычно пропорциональны нагрузке цепи +5 В. Для регулировки выходного напряжения обычно имеется подстроечный резистор, хотя для доступа к нему может потребоваться и разборка блока питания. Если старые системные платы хорошо себя чувствовали при номинале питания 5,0-5,1 В, то современные платы иногда лучше себя чувствуют при напряжении питания 4,9-4,95 В.

Кроме питающих напряжений, блок вырабатывает сигнал P.G. (Power Good) - питание в норме. Этот сигнал с уровнем в 3-6 В вырабатывается через 0,1-0,5 с после включения питания при нормальных выходных напряжениях блока. При отсутствии этого сигнала на системной плате непрерывно вырабатывается сигнал аппаратного сброса процессора, появление сигнала «выпускает» систему в нормальную работу. Этот сигнал должен сброситься раньше, чем пропадет напряжение +5 В при отключении блока. Отсутствие должной задержки сигнала при включении и запаздывание при выключении может приводить к потере информации в CMOS и ошибкам при загрузке по включении питания. Нажатие кнопки «RESET» по действию почти эквивалентно замыканию P.G. на «схемную землю».

Выходные цепи блоков питания выводятся гибкими жгутами проводов со стандартным набором разъемов. *Разъемы для питания накопителей* имеют ключи, исключающие возможность неправильного соединения. Однако иногда встречаются блоки с ошибочно собранными разъемами, в результате чего на шину питания +5 В попадает +12 В, чего устройства, как правило, не выдерживают. Традиционные *разъемы питания системной платы* (рис.4.14) PS-8, PS-9 всегда устанавливаются рядом так, чтобы четыре черных провода GND шли подряд. Их ключи весьма условны, а ошибка подключения чревата выгоранием системной платы. Цвета проводов в жгутах стандартизованы:

- GND — черный;
- -12V — коричневый;
- +5V — красный;
- -5V — голубой;
- +12V — желтый;
- P.G. — белый (питание в норме).

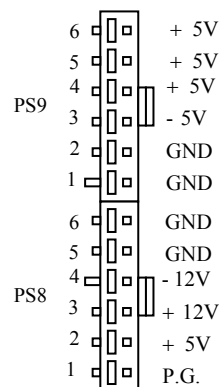


Рис.4.14

Вентилятор блока питается от цепи +12 В и обеспечивает охлаждение всего системного блока. В традиционных блоках питания вентилятор работает на отсос воздуха из корпуса системного блока. В современных качественных блоках питания устанавливают так называемый Fan Processor, регулирующий скорость вращения вентилятора в зависимости от температуры. Это позволяет увеличить ресурс вентилятора и снижает шум при нормальной температуре окружающего воздуха.

Блок питания в стандарте ATX значительно отличается от традиционных как по габаритным размерам, так и по электрическому интерфейсу. Блок имеет дополнительный источник напряжением +3,3 В для питания процессора и «дежурный» (Standby) маломощный источник с выходной цепью +5VSB. Дежурный источник с допустимым током нагрузки 10 мА (ATX 2.01) включается при подаче сетевого напряжения. Он предназначен для питания цепей управления энергопотреблением и устройств, активных и в спящем режиме (например, факс-модема, способного по поступлении входящего звонка «разбудить» машину). В дальнейшем предполагается увеличить мощность данного источника до допустимого тока 720 мА, что позволит «будить» компьютер даже по приему пакета от дежурного адаптера локальной сети. В интерфейс блока питания введен управляющий сигнал PS-ON, включающий основные источники +5, +3,3, +12, -12 и -5 В (рис.4.15). Напряжение от этих источников поступает на выход блока только при удержании сигнала PS-ON на низком логическом уровне. При высоком уровне или свободном состоянии цепи выходные напряжения этих источников поддерживаются около нулевого уровня. О нормальном напряжении питания сигнализирует сигнал PW-OK (Power O'Key), по действию аналогичный сигналу P.G. традиционных блоков. Интерфейс управления питанием позволяет выполнять программное отключение питания.

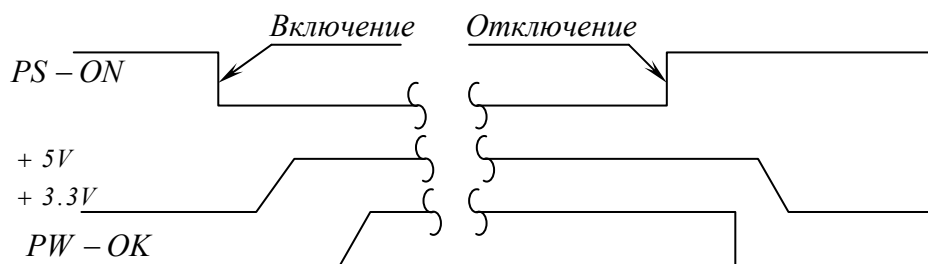


Рис.4.15

Все питающие и сигнальные провода к системной плате подключаются одним основным разъемом с надежным ключом (рис.4.16а). На разъемах подключения накопителей сохранилось традиционное назначение контактов. Расширенная спецификация для блока питания ATX предусматривает передачу информации от датчиков вентилятора на системную плату, что обеспечивает контроль скорости вращения и температуры воздуха. Для этих целей предназначен дополнительный (необязательный) жгут с разъемом (рис.4.16б). Сигнал FanM представляет собой выход типа «открытый коллектор» от тахометрического датчика вентилятора блока питания, вырабатывающего два импульса на каждый оборот ротора. Сигнал FanC предназначен для управления скоростью вентилятора подачей напряжения в диапазоне 0...+12 В при токе до 20 мА. Если уровень напряжения выше +10,5 В, вентилятор будет работать на максимальной скорости. Уровень ниже +1 В означает запрос от системной платы на остановку вентилятора. Промежуточные значения уровня позволяют плавно регулировать скорость. Внутри блока питания сигнал FanC подтягивается к уровню +12 В, так что если дополнительный разъем оставить неподключенным, вентилятор будет всегда работать на максимальной скорости. На дополнительном разъеме также имеются контакты 1394V (+) и 1394R (-)

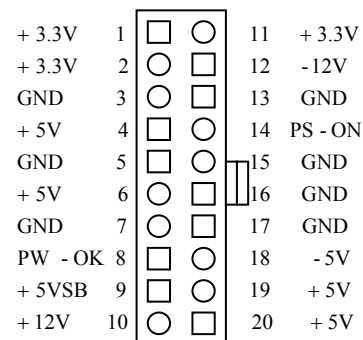


Рис.8.16а

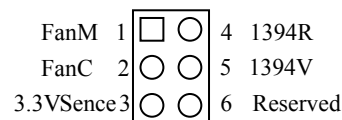


Рис.4.16б

изолированного от схемной земли источника напряжения 8-48 В для питания устройств шины IEEE-1394 (FireWire). Цепь +3.3V Sense служит для подачи сигнала обратной связи стабилизатору напряжения +3,3 В.

Цепи блоков питания АТХ имеют стандартизованную цветовую маркировку:

Основной разъем:		Дополнительный разъем:	
COM	— черный (соответствует цепи GND традиционных блоков);	+3.3V Sense	— белый с коричневыми полосками;
+5V	— красный;	FanC	— белый с синими полосками;
+12V	— желтый;	FanM	— белый;
-5V	— белый;	1394V	— белый с красными полосками;
-12V	— синий;	1394R	— белый с черными полосками.
+3.3V	— оранжевый;		
+3.3V Sense	— коричневый (может подходить к контакту 11);		
+5VSB	— малиновый (purple);		
PS-ON	— зеленый;		
PW-OK	— серый.		

4.5 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 4

- В чем преимущества и недостатки однополупериодного выпрямителя?
- В чем заключаются достоинства и недостатки двухполупериодного выпрямителя?
- Как обеспечить стабилизацию напряжения, которое превышает допустимое напряжение стабилитрона? Что надо учитывать при разработке такой схемы?
- Какие типы транзисторных стабилизаторов по напряжению используются в блоках питания?
- В чем особенности работы стабилизаторов тока?
- Объяснить, каким образом осуществляются защиты от перегрузок блоков питания.
- Какого типа интегральные микросхемы выпускаются промышленностью для схем стабилизации?
- С какой целью применяются высокочастотные преобразователи в современных блоках питания?
- Объяснить работу двухтактной схемы стабилизатора в блоках питания PC.
- Что надо помнить при проверке работоспособности и ремонте блоков питания PC?
- Как необходимо включать разъемы питания PS8 и PS9 системной платы стандарта (формата) АТ?
- Для чего используются сигналы +5VSB и PS-ON блока питания PC стандарта АТХ?
- Каковы дополнительные возможности блока питания PC стандарта АТХ?

Выполнить лабораторные работы по теме «Выпрямители и стабилизаторы», используя соответствующие моделирующие программы.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Виноградов Ю.В. Основы электронной полупроводниковой техники. - М.: Радио, 1968. – 624 с.
2. Гольденберг Л.М. Импульсные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1981. –224 с.
3. Гук М. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия. – СПб.: Питер Ком, 1999. –816 с.
4. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1982. – 492 с.
5. Данс Дж. Б. Операционные усилители: Принцип работы и применение. – М.: Энергия, 1982. – 80 с.
6. Ленк Дж. Электронные схемы: Практическое руководство. – М.: Мир, 1985. – 343 с.
7. Малинин Р.М. Справочник по транзисторным схемам. М.: Энергия, 1968. – 184 с.
8. Мендл М. 200 избранных схем по электронике. - М.: Мир, 1980. - 344 с.
9. Пасынков В.В. и др. Полупроводниковые приборы. М.: Высшая школа, 1981. – 480 с.
10. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 360 с.
11. Хорвиц А. Искусство схемотехники. Т.1-Т.3 - М.: Мир, 1994.
12. Шилов В.Л. Линейные интегральные схемы. – М.: Радио, 1979. –368 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1 ПРИБОРЫ НА ОСНОВЕ P-N ПЕРЕХОДОВ	4
1.1 ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ	4
1.2 ЗОННАЯ ТЕОРИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВ	6
1.3 ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД	8
1.4 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ	11
1.4.1 Устройство и принцип действия	11
1.4.2 Выпрямительные диоды	12
1.4.3 Высокочастотные диоды	13
1.4.4 Импульсные диоды	14
1.3.5 Стабилитроны	16
1.3.6 Условное графическое обозначение диодов (ГОСТ 2.730-73)	17
1.4 ТРАНЗИСТОРЫ	18
1.4.1 Устройство и принцип действия биполярного транзистора	18
1.4.2 Устройство и принцип действия полевого транзистора	20
1.4.3 Классификация полевых транзисторов (ПТ)	23
1.4.4 Четырехслойные приборы	24
1.4.5 Условное графическое обозначение тиристоров (ГОСТ 2.730-73)	26
1.5 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 1	26
2 ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	27
2.1 СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ	27
2.1.1 Схемы с общей базой и общим затвором	27
2.1.2 Схемы с общим эмиттером и общим истоком	29
2.1.3 Схемы с общим коллектором и общим стоком	32
2.1.4 Шунтирование эмиттера в транзисторных усилительных схемах	33
2.2 РАБОТА ТРАНЗИСТОРА С НАГРУЗКОЙ	33
2.3 РАБОТА ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ	36
2.4 СОСТАВНОЙ ТРАНЗИСТОР	38
2.5 ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ	39
2.6 МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАБОЧЕГО РЕЖИМА	40
2.7 ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ	43
2.8 ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ	44
2.9 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 2	45
3 УСИЛИТЕЛИ И СХЕМЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	46

3.1 КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ	46
3.2 ЦЕПИ СВЯЗИ УСИЛИТЕЛЕЙ.....	49
3.2.1 Усилители с непосредственной связью	52
3.3 УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	52
3.4 ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ	55
3.5 ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....	57
3.5.1 Интегральные операционные усилители	59
3.6 ГЕНЕРАТОРЫ	60
3.6.1 Кварцевый генератор.....	60
3.6.2 Мультивибратор	61
3.7 СТАТИЧЕСКИЙ ТРИГГЕР	63
3.8 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 3	64
 4 ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	 66
4.1 СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	66
4.1.1 Однополупериодный выпрямитель	66
4.1.2 Двухполупериодный выпрямитель.....	68
4.1.3 Мостовой выпрямитель	69
4.2 СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ	69
4.2.1 Стабилизация на основе стабилитрона	70
4.2.2 Параллельные стабилизаторы напряжения	70
4.2.3 Последовательные стабилизаторы напряжения	71
4.2.4 Стабилизация тока	72
4.2.5 Схемы защиты от перегрузки.....	72
4.2.6 Применение интегральных микросхем для схем стабилизации	73
4.3 БЛОКИ ПИТАНИЯ АППАРАТУРЫ	74
4.4 БЛОК ПИТАНИЯ РС.....	76
4.5 КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ И ЗАДАНИЯ ПО МОДУЛЮ 4	80
 СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	 81