

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РЕСПУБЛИКИ КАЗАХСТАН**

**КАЗАХСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени К.И. САТПАЕВА**

С.П. Луганская

ЭЛЕКТРОНИКА

Рекомендовано Научно-методическим советом
университета в качестве учебного пособия

Алматы 2012

УДК 621. 38(075.8)

Л 83

Л 83 Луганская С.П. Электроника: Учеб. пособие. – Алматы: КазНТУ, 2012. – 214 с.

Ил. 109. Табл. 1. Библиогр. – 17 назв.

ISBN 978–601–228–367–9

В учебном пособии рассмотрены физические основы полупроводников, принципы работы и основы теории электронных приборов и схем; приведены основные сведения о силовых биполярных и полевых транзисторах, об электронных усилителях, об усилительных каскадах, изложены вопросы теории обратной связи, приборы на основе операционных усилителей, генераторах гармонических колебаний, особенности использования ключевых режимов биполярных и полевых транзисторов и основные принципы построения современных формирователей и генераторов электрических сигналов.

Главная цель данного учебного пособия – достаточно строгое изложение основных положений электроники в доступной и лаконичной форме.

Предназначена для бакалавров, обучающихся по специальностям 050716 “Приборостроение” и 050702 “Автоматизация и управление”.

УДК 621. 38(075.8)

Рецензенты:

Нурманов М.Ш., к.ф.-м. наук, доц. каф. «Радиотехника, электроника и телекоммуникации» КазНТУ им. К.И. Сатпаева.

Биттеев Ш.Б., д-р техн. наук, проф. каф. “Автоматизация и управление” КазАТК им. Тынышбаева.

Мамаева А.А., к.ф.-м. наук, зав каф. лаб. АО ЦНЗМО.

Печатается по плану издания Министерства образования и науки Республики Казахстан на 2012 г.

ISBN 978–601–228–367–9

© Луганская С.П., 2012

© КазНТУ, 2012

ВВЕДЕНИЕ

Электроника представляет собой быстро развивающуюся область науки и техники. Она изучает принципы устройства, работы и применения различных электронных приборов. Значительные успехи во многих областях науки и техники обусловлены развитием электроники. В настоящее время невозможно найти какую-нибудь отрасль промышленности, в которой не использовались бы электронные приборы или устройства измерительной техники, автоматики и вычислительной техники. С каждым годом доля электронных информационных устройств и устройств автоматики непрерывно увеличивается.

Это шествие электроники по Земле началось с фундаментальных работ физиков XVIII и XIX веков.

Если в начале своего развития и в течение нескольких десятилетий электроника опиралась почти исключительно на электронные и ионные электровакуумные приборы, то в последнее время почти во всех областях современной электроники основными приборами стали полупроводники. Техника полупроводниковых приборов стала большой и очень важной областью электроники.

Сейчас невозможно представить себе не только научные исследования, но и повседневную жизнь без электронной аппаратуры. Электроника стала неотъемлемой частью нашей жизни. В быту и на производстве, в научно-исследовательских институтах и конструкторских бюро — всюду мы сталкиваемся с электроникой. Именно она позволила создать современные ЭВМ и калькуляторы, мощные источники электромагнитных волн и аппаратуру, выполняющую тончайшие операции, телевизор, аудиотехнику и радиотелескоп.

Современный научно-технический прогресс тесно связан с развитием электроники. Успехи электроники являются резуль-

татом создания разнообразных и замечательных по своим свойствам полупроводниковых приборов. Чтобы изучить современную электронику, надо прежде всего знать устройство и физические основы работы этих приборов, их характеристики, параметры и важнейшие свойства, определяющие возможность их применения в аппаратуре. Научно-технический прогресс порождает потребности во все более сложных технических системах. Эти потребности удовлетворяются при проектировании и по мере развития методов и средств физической реализации систем.

Успехи электроники в значительной степени объясняются развитием радиотехники и вычислительной техники. Эти области развивались в тесной взаимосвязи. Полупроводниковые приборы служат основными элементами этих устройств и определяют важнейшие показатели систем. Кроме радиотехники и вычислительной техники электроника оказала существенное влияние на измерительную технику, принципиально изменив подходы к точности измерений. Эти отрасли техники, в свою очередь, явились толчком к созданию принципиально новых систем управления технологическими процессами и создали мощный задел по автоматизации производства.

Многие проблемы областей применения электроники явились толчком к созданию новых и совершенствованию существующих элементов электроники.

Применение электронных устройств позволяет проводить разнообразные исследования и измерения, которые сами не имеют ничего общего с электроникой. Методы электроники значительно улучшили изучение свойств многочисленных веществ, существующих в природе, позволили глубже познать строение материи.

Тенденция развития электроники такова, что доля электронных информационных устройств и устройств автоматики непрерывно увеличивается. Это является результатом развития интегральной технологии, внедрение которой позволило наладить массовый выпуск дешевых высококачественных, не требующих специальной настройки и наладки микросистемных функциональных узлов различного назначения. Промышлен-

ность выпускает почти все электронные функциональные узлы, необходимые для создания устройств измерительной и вычислительной техники, а также систем автоматики. На основе больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем созданы и выпускаются микропроцессоры и ЭВМ. Функции, выполняемые интегральными схемами, могут быть заданы подачей внешних кодов, осуществляются по определенной программе. Тем самым микросхемы могут реализовать большое количество разнообразных операций по обработке цифровых сигналов.

В связи с широким выбором интегральных схем, параметры которых известны из технических условий, изменились задачи, стоящие перед разработчиками электронной аппаратуры. Если раньше значительная часть времени уходила на расчеты режимов отдельных каскадов, определение их параметров, то сейчас главное внимание уделяется вопросам выбора схем соединений и взаимного согласования микросхем.

Типовые микроузлы позволяют в большинстве случаев собрать нужные электронные блоки без детального расчета отдельных каскадов. За него эту работу выполнили создатели микросхем. Разработчик электронной аппаратуры, определив, какие преобразования должны претерпеть электрический сигнал, подбирает необходимые интегральные схемы, разрабатывает схему их соединений и вводит обратные связи требуемого вида. И только в том случае, когда выпускаемые интегральные схемы не позволяют решить конкретный вопрос, к ним добавляют отдельные узлы на дискретных компонентах, требующие проведения соответствующих расчетов.

Эффективное применение интегральных схем, особенно аналогового типа, невозможно без знания принципов их действия и основных параметров, а также теории электронных цепей.

Число различных типов электронных устройств так велико, что не представляется возможным подробно их рассматривать. Поэтому из рассмотрения исключены некоторые приборы, которые имеют ограниченное применение и специфическую принадлежность.

1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

1.1. Собственный полупроводник

В природе все вещества по электропроводности делятся на три типа: проводники, полупроводники и диэлектрики.

К полупроводникам относят твердые вещества, которые по своему удельному сопротивлению ($\rho=1\cdot10^{-4}...1\cdot10^{10}$ Ом·см) занимают промежуточное положение между проводниками (удельное сопротивление проводника $\rho=1\cdot10^{-6}...1\cdot10^{-4}$ Ом·см) и диэлектриками ($\rho=1\cdot10^{10}...1\cdot10^{15}$ Ом·см). *Собственным полупроводником* называют полупроводник, не имеющий примесей. Характерной особенностью полупроводников является влияние температуры или концентрации примесей на их электрическую проводимость.

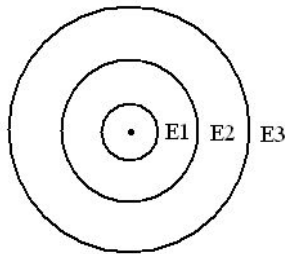
Полупроводники представляют самый многочисленный класс веществ. Однако в электронике для изготовления полупроводниковых приборов используется лишь определенное количество полупроводниковых веществ. В качестве основных материалов используются кремний (Si) и германий (Ge), они имеют кристаллическую структуру и расположены в IV группе таблицы Д.И. Менделеева. Индий, фосфор, бор, мышьяк и некоторые другие вещества используют в качестве примесей.

1.2. Строение атомов и кристаллической решетки полупроводников

Строение атома хорошо известно. Атом любого вещества состоит из ядра, вокруг которого вращаются электроны, которые имеют определенные энергетические состояния. Число электронов равно порядковому номеру элемента в периодической системе таблицы элемента Менделеева. На рис. 1.1 в упрощенном виде показано строение атома. Орбиты электронов соответствуют энергетическим состояниям $E_1, E_2, \dots$, что означает, что электроны могут иметь эти дискретные значения энергии.

Чем дальше от ядра атома удалена орбита электрона, тем большей энергией обладает электрон, т. к. для перевода электрона с орбиты, расположенной ближе к ядру, на более удаленную орбиту, необходимо затратить энергию по, частичному преодолению сил притяжения электрона к ядру.

Согласно квантовой теории, электрон обладает свойствами волны. Тогда длина волны электрона: $\lambda = \frac{h}{mv}$, где $h=6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; m – масса электрона; v – скорость электрона. Электрон может вращаться только по тем орбитам, на которых укладывается целое число длин волн. Орбиты электронов могут находиться только на определенных расстояниях от ядра и поэтому электроны могут находиться на определенных энергетических уровнях.



E1, E2 и E – дискретные энергетические уровни

Рис. 1.1. Упрощенный вид атома

Все электроны атома в своем движении отличаются друг от друга. Согласно принципу Паули, в атоме не может быть двух электронов, находящихся в одинаковом состоянии. Энергетический уровень, который выражается главным квантовым числом, и характеризующий удаленность орбиты от ядра является основным отличительным признаком, характеризующим электрон. На каждой электронной оболочке может максимально может размещаться только определенное число электронов: $N=2n^2$, где n – главное квантовое число, соответствующее данной элек-

тронной оболочке. Значит, когда $n=1$, т. е. на ближайшей к ядру электронной оболочке могут разместиться только два электрона, вращающихся по круговым орбитам и имеющих противоположные спины. На второй электронной оболочке 8 электронов, на третьей 18 и т. д.

Электроны, находящиеся на внешней оболочке, называют *валентными*. Они образуют в полупроводнике ковалентные связи (рис. 1.2).



Рис. 1.2. Плоская модель ковалентной связи в молекуле водорода

При сближении двух атомов водорода взаимодействие между зарядами возрастает и изменяется характер движения электронов возле ядер.

Каждый из четырех валентных электронов данного атома кремния (германия) совместно с электроном одного из четырех соседних атомов образует ковалентную связь. На плоскости кристаллическую решетку кремния (германия) изображают так, как показано на рис. 1.3.

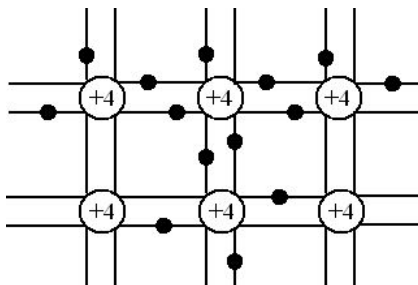


Рис. 1.3. Плоскостное изображение кристаллической решетки полупроводника кремния (германия)

1.3. Собственная электропроводность полупроводника

Валентные электроны слабее, чем другие, связаны с ядром, и поэтому при сообщении им соответствующей дополнительной энергии, например тепловой, они могут отрываться от атома и становиться *свободными электронами*, совершающими хаотическое тепловое движение в межатомном пространстве полупроводника. Для того чтобы валентный электрон кремния оторвался от атома и стал свободным, ему необходимо сообщить энергию $\Delta W > 1,12$ эВ. Один *электрон-вольт (эВ)* – это энергия, необходимая для перемещения электрона в электрическом поле между точками с разностью потенциалов в один вольт.

При температуре абсолютного нуля (0 °K) все электроны полупроводника находятся на орбитах и прочно связаны с атомами. Поэтому в таком полупроводнике нет свободных электронов, и он представляет собой идеальный изолятор, т. е. как диэлектрик.

Если тепловая энергия, сообщаемая электронам полупроводника при комнатной температуре (300 °K), распределялась бы между ними равномерно, то на долю каждого электрона приходилась бы энергия 0,025 эВ, т. е. значительно меньше необходимой для отрыва электрона от атома, и в полупроводнике не было бы носителей заряда. Однако в действительности тепловая энергия, сообщаемая полупроводнику, распределяется между электронами неравномерно, и поэтому при комнатной температуре небольшая часть валентных электронов полупроводника получает энергию, достаточную для отрыва от атома.

Когда какой-либо валентный электрон, например, кремния, получив дополнительную энергию $\Delta W > 1,12$ эВ, уходит с орбиты и становится свободным, одна ковалентная связь оказывается неполной (с одним электроном на орбите). Отсутствие одного электрона в ковалентной связи принято называть *дыркой*.

Дырка – это подвижный положительный заряд, образующийся в кристалл при отрыве общего валентного электрона от связанных атомов. Дырку условно можно считать частицей, являющейся подвижным положительным носителем заряда, спо-

собного участвовать в создании электрического тока под воздействием электрического поля или других факторов.

Перемещение дырки происходит в направлении, противоположном перемещению валентных электронов.

Процесс отрыва одного или нескольких электронов от атома или молекул называется *ионизацией*, т. е. появление электронно–дырочной пары (генерация носителей заряда). Атом или молекула, потерявшие один или несколько электронов, становятся *положительным ионом*.

Одновременно с генерацией в полупроводнике непрерывно происходит и обратный процесс, т. е. уничтожение электронно–дырочных пар, что называется *рекомбинацией*.

Дырка может быть «заполнена» другим валентным электроном, перешедшим из соседней ковалентной связи, или свободным электроном. В первом случае исчезает одна дырка, но рядом возникает другая. Таким образом, дырки, как свободные электроны, совершают хаотическое тепловое движение в полупроводнике. Во втором случае исчезают два носителя заряда: свободный электрон с зарядом $-q$ и дырка с зарядом $+q$.

Следовательно, каждый из подвижных носителей существует в течение некоторого промежутка времени. *Среднее значение* этого промежутка времени называют *временем жизни* носителей и обозначают через τ : τ_p – *время жизни дырок*, τ_n – *время жизни электронов проводимости*. Время жизни носителей зависит от концентрации подвижных носителей противоположного знака и некоторых других факторов. Для собственного полупроводника $\tau_p = \tau_n = \tau_i$.

Если атом или молекула «захватывают» лишний электрон, то превращаются в *отрицательный ион*.

Поскольку свободный электрон и дырка появляются и исчезают одновременно, то в собственном полупроводнике число свободных электронов всегда будет равно числу дырок. Таким образом, для собственного полупроводника (i-полупроводника) справедливо равенство $n_i = p_i$.

Если тепловая энергия, сообщаемая электронам полупроводника при комнатной температуре (300 °K), распределялась

бы между ними равномерно, то на долю каждого электрона приходилась бы энергия 0,025 эВ, т. е. значительно меньше необходимой для отрыва электрона от атома, и в полупроводнике не было бы носителей заряда. Однако в действительности тепловая энергия, сообщаемая полупроводнику, распределяется между электронами неравномерно, и поэтому при комнатной температуре небольшая часть валентных электронов полупроводника получает энергию, достаточную для отрыва от атома.

Процессы ионизации и рекомбинации протекают в полупроводнике непрерывно. Таким образом, в полупроводнике поддерживается определенная концентрация носителей заряда, называемая *равновесной*. Равновесная концентрация носителей заряда зависит от энергии, ионизации полупроводника и от температуры – с повышением температуры она возрастает. При одной и той же температуре равновесная концентрация у кремния меньше, чем у германия, т. к. энергия ионизации у кремния выше, чем у германия.

Итак, в полупроводнике при определенных внешних факторах имеется небольшое число носителей заряда, и благодаря этому он обладает способностью проводить электрический ток.

1.4. Энергетические (зонные) диаграммы полупроводников

В металлах и полупроводниках существует большое количество электронов, находящихся на более высоких уровнях, чем валентные электроны. Эти уровни составляют *зону проводимости* (ЗП), а электроны этой зоны называют *электронами проводимости*. Именно электроны проводимости обеспечивают *высокую электропроводность* металлов. Валентные электроны расположены в *валентной зоне* (ЗВ) (рис. 1.4). Для отрыва валентного электрона от атомов, расположенных в узлах кристаллической решетки, нужна определенная энергия.

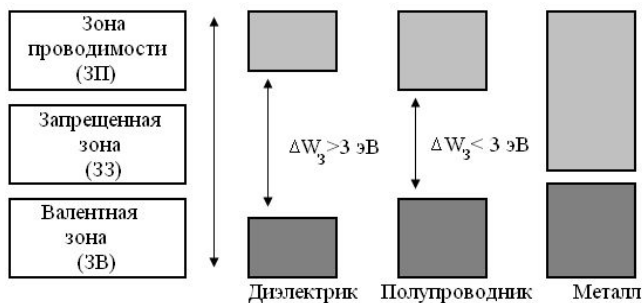


Рис. 1.4. Энергетические (зонные) диаграммы электронных оболочек отдельно взятого атома

При этом оторванный электрон будет иметь более высокую энергию, что соответствует переходу электрона из валентной зоны в зону проводимости, которая состоит из множества близко расположенных уровней, т. к. на каждом уровне могут находиться не более двух электронов.

Между «дном» зоны проводимости и «потолком» валентной зоны расположена зона запрещенных энергетических уровней, или *запрещенная зона* (ЗЗ), с шириной ΔW_3 . При нормальной температуре у диэлектриков в зоне проводимости имеется очень небольшое количество электронов, поэтому они имеют ничтожно малую проводимость.

Полупроводники при низких температурах проявляют свойства диэлектриков, а при нормальной температуре ($T=300 \text{ }^\circ\text{K}$) значительное количество электронов переходит из валентной зоны в зону проводимости.

У металлов зона проводимости непосредственно примыкает к валентной зоне, поэтому электропроводность у металлов сохраняется при различных температурах.

1.5. Уровень Ферми в полупроводниках

Уровень Ферми в полупроводниках – это вероятность заполнения энергетического уровня электроном, определяется

энергией F , соответствующей этому уровню, и абсолютной температурой T :

$$F_n(W) = \frac{1}{\left\{ \exp \left[\frac{W - W_F}{kT} \right] + 1 \right\}}, \quad (1.1)$$

где $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура, °К; W_F – энергетический уровень, называемый уровнем Ферми.

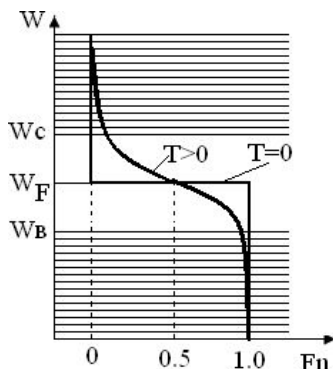


Рис. 1.5. Функция распределения Ферми-Дирака

При $T=0$ вероятность занятия электронами уровней $W > W_F$ равна нулю:

$$F_n(W) = 1/(e^{\infty} + 1) = 1/\infty = 0, \quad (1.2)$$

а уровней $W < W_F$ – единице:

$$F_n(W) = 1/(e^{-\infty} + 1) = 1/0 = 1. \quad (1.3)$$

Но, при $T=0$ °К свободных электронов в полупроводнике нет, все электроны находятся на орбитах, т. е. в валентной зоне (рис.1.5.). Следовательно, энергетические уровни зоны проводимости соответствуют условию $W > W_F$, а энергетические уровни валентной зоны – условию $W < W_F$. Это говорит, а том, что уровень Ферми W_F расположен ниже «дна» зоны проводимости W_C и выше «потолка» валентной зоны W_B , т. е. в запрещенной зоне. На рисунке приведены кривые функции Ферми-Дирака.

При $T=0$ °К функция $F_n(W)$ имеет ступенчатый характер. Вероятность занятия электронами уровней в зоне проводимости равна нулю, а в валентной зоне – единице. При $T>0$ °К появляется небольшая вероятность занятия электронами уровней в зоне проводимости, а вероятность занятия уровней в валентной зоне уменьшается.

Таким образом, в собственном полупроводнике уровень Ферми расположен посередине запрещенной зоны, в полупроводнике *n*-типа – вблизи зоны проводимости и в полупроводнике *p*-типа – вблизи валентной зоны.

1.6. Примесный полупроводник

Примесными полупроводниками принято называть полупроводники, электропроводность которых обусловлена носителями заряда, образующимися при ионизации атомов. Если в кремний ввести атом пятивалентного элемента (например, фосфора), то четыре из пяти валентных электронов этого элемента вступят в связь с четырьмя соседними атомами кремния (подобно атомам собственного полупроводника). Пятый электрон будет в данном случае избыточным. Он оказывается очень слабо связанным со своим атомом, поэтому оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда можно даже оторвать его от атома и превратить в свободный носитель заряда можно даже при воздействии малой тепловой энергии.

На энергетической диаграмме, соответствующей рассматриваемому случаю (рис. 1.6 *а, б*), обозначен разрешенный энергетический уровень ε_d , который принес с собой атом фосфора. На этом уровне при очень низкой температуре и будет находиться избыточный электрон фосфора. При незначительном повышении температуры он переходит в зону проводимости и становится свободным. Нейтральный атом фосфора при этом превращается в положительный ион (его заряд обусловлен отсутствием валентного электрона). Количество энергии, необходимое для отделения избыточного электрона и образования иона, называется энергией активации (ионизации) примеси ($\Delta\varepsilon_A \approx 0,1$ эВ). Отметим, что ион

прочно связан с кристаллической решеткой и не может перемещаться подобно дырке.

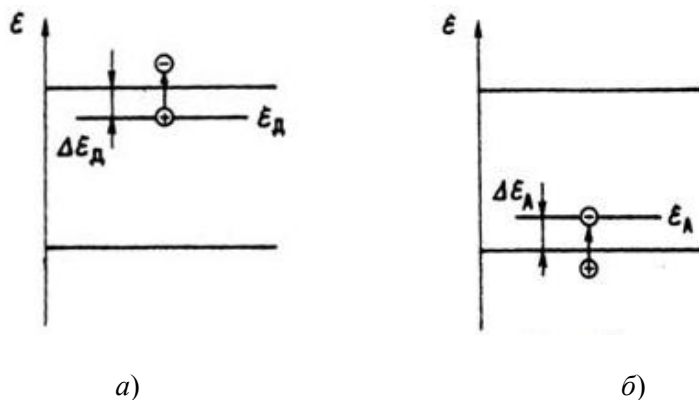


Рис. 1.6. Энергетические диаграммы донорной и акцепторной примеси

а) донорная примесь; б) акцепторная примесь

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

В реальных случаях вводится, конечно, далеко не единственный атом примеси ($10^{14} \dots 10^{18}$ атомов / см^3), поэтому, и примесных уровней получается довольно много. Примесные уровни образуют *примесную* зону, которая в рассматриваемом здесь случае будет находиться в запрещенной зоне кремния вблизи зоны проводимости.

Атомы пятивалентной примеси принято называть донорами. Примесные разрешенные уровни, приносимые донорами, называют *донорными*.

Примесные полупроводники, полученные за счет введения доноров, называются электронными, или полупроводниками *n*-типа. Электропроводность электронных полупроводников определяется свободными электронами, которые здесь являются ос-

новными носителями заряда. Дырки в полупроводнике n -типа являются неосновными носителями заряда. Дырок здесь очень мало ($n_n \gg p_n$), но они все-таки есть (дырки образуются за счет термогенерации подобно собственным носителям в беспримесном полупроводнике).

Итак, за счет введения донорной примеси образуется электронный полупроводник, электропроводность которого определяется электронами, причем число свободных электронов практически равно числу ионизированных доноров.

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

Находясь среди атомов кремния, атом бора образует только три заполненные валентные связи. Четвертая связь оказывается незаполненной, однако она не несет заряда, т. е. атом бора является электрически нейтральным. При воздействии даже небольшой тепловой энергии электрон одной из соседних заполненных валентных связей кремния может перейти в эту связь. Во внешней оболочке атома бора появляется лишний электрон, т. е. атом бора превращается в отрицательный ион.

На энергетической диаграмме, соответствующей рассматриваемому здесь случаю (рис. 1.6. б), обозначен разрешенный энергетический (акцепторный) уровень ϵ_A , который принес с собой атом бора. Этот уровень будет не заполнен лишь при очень низкой температуре. При небольшом повышении температуры один из электронов валентной зоны переходит на акцепторный уровень, затратив при этом небольшую энергию, равную энергии активации примеси ($\Delta\epsilon_A \gg 0,1\text{эВ}$). Таким образом, появляются дырка (в валентной зоне) и ионизированный акцептор. Электропроводность дырочного полупроводника определяется дырками, которые здесь являются основными носителями заряда. Электроны в полупроводнике p -типа являются неосновными носителями и их очень мало ($p_p \gg n_p$).

Введением в кристалл соответствующей примеси (легированием) можно резко увеличить электропроводность полупро-

водника. Таким образом, введение в кристалл соответствующих примесей называется *легированием*. Степень легирования полупроводников определяется параметрами и свойствами прибора, который будет изготавливаться на этом материале. Соответственно можно классифицировать степени легирования:

- слабое легирование;
- умеренное легирование;
- сильное легирование.

Если в качестве примеси взять пентавалентный элемент, например сурьму (*Sb*), то пентавалентные атомы примеси, располагаясь в некоторых узлах кристаллической решетки, заполняют своими электронами четыре ковалентные связи соседних атомов, пятый же электрон (валентный), являясь лишним в единой структуре валентных связей кристалла, оказывается относительно слабо связанным с примесным атомом (рис. 1.7, *a*).

Поэтому под действием тепла валентный электрон легко отрывается от атома примеси и становится электроном проводимости. При этом оставшийся в узле пентавалентный атом превращается в *положительный ион*, который не может перемещаться по кристаллу и участвовать в переносе электрических зарядов. Однако в целом кристалл остается нейтральным, т. к. положительные ряды ионов уравновешиваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

Поэтому под действием тепла валентный электрон легко отрывается от атома примеси и становится электроном проводимости. При этом оставшийся в узле пентавалентный атом превращается в *положительный ион*, который не может перемещаться по кристаллу и участвовать в переносе электрических зарядов. Однако в целом кристалл остается нейтральным, т. к. положительные ряды ионов уравновешиваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

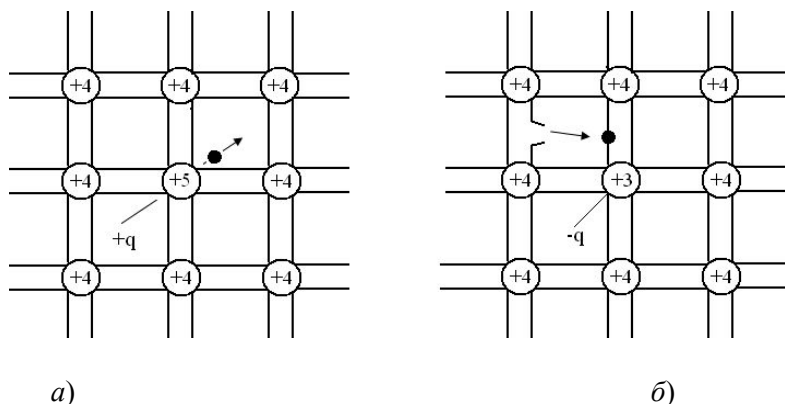


Рис. 1.7. Схема кристаллической решетки полупроводника:
 а) с атомом донорной примеси;
 б) с атомом акцепторной примеси

1.7. Процессы электропроводности в полупроводниках

1.7.1. Дрейфовый ток

Под действием электрического поля E в кристалле полупроводника появляется упорядоченное движение – *дрейф* электронов и дырок, т. е. возникает *электрический ток*, называемый *дрейфовым током*. Согласно сказанному, этот ток будет иметь *электронную* $I_{n,др}$ и *дырочную* $I_{p,др}$ составляющие

$$I_{др} = I_{n,др} + I_{p,др} = S(j_{n,др} + j_{p,др}), \quad (1.4)$$

где – поперечное сечение кристалла, $см^2$; $j_{n,др}$ и $j_{p,др}$ – плотность электронного и дырочного дрейфовых токов, $А/см^2$.

Плотность тока определяется электрическим зарядом q , проходящим через единичное поперечное сечение в единицу времени. Так как в $1 см^3$ полупроводника содержится n электронов проводимости, что соответствует их концентрации, при средней скорости дрейфа каждого электрона v_n в направлении,

нормальном к рассматриваемому сечению, плотность электронного тока будет равна

$$j_{n,др} = q_n v_n = e_n v_n, \quad (1.5)$$

где $v_n = \mu_n E$; μ_n – подвижность электронов.

$$J_{p,др} = q p v_p = e_p v_p, \quad (1.6)$$

где $v_p = \mu_p E$; μ_p – подвижность дырок.

Механизм дрейфа электронов проводимости в полупроводнике отличается от движения электронов в вакууме под действием силы электрического поля. В полупроводнике электроны проводимости, совершая тепловое хаотическое движение, испытывают столкновения с колеблющимися атомами кристаллической решетки, с атомами примесей и другими неоднородностями решетки. Столкновения не всегда носят упругий характер: например, ионизированные атомы примеси могут захватывать электрон и высвобождать его через некоторый малый промежуток времени. Электрон, независимо от направления движения на длине свободного пробега l между двумя столкновениями, в результате воздействия электрического поля E будет получать частичное смещение Δx в направлении действия сил этого поля.

Следовательно, на хаотическое движение электрона проводимости за время Δt будет накладываться некоторое упорядоченное смещение Δx_{cp} в направлении, противоположном E (рис. 1.8).

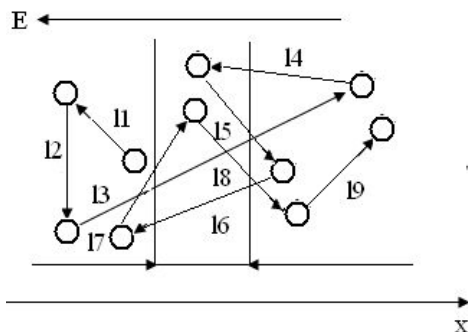


Рис. 1.8. Дрейфовое смещение электрона проводимости при наличии теплового движения

Усредненная скорость электронов проводимости, или скорость дрейфа:

$$v_n = \frac{\Delta x_{cf}}{\Delta t}. \quad (1.7)$$

Если скорость дрейфа существенно меньше скорости теплового движения электронов, то она оказывается прямо пропорциональной напряженности электрического поля:

$$v_n = \mu_n E, \quad (1.8)$$

где μ_n – $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ – коэффициент пропорциональности, называемый *подвижностью электронов*.

Этот коэффициент численно равен средней скорости, приобретаемой электронами проводимости в кристалле при напряженности электрического поля 1, В/см.

При комнатной температуре подвижность носителей заряда в собственном полупроводнике принимает следующие значения:

- для германия $\mu_n = 3800 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$;
- для кремния $\mu_n = 1350 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

Аналогичные процессы происходят и при дрейфе дырок в полупроводнике при воздействии на них электрического поля. Но так как механизм перемещения дырок связан фактически с перемещением валентных электронов, а не электронов проводимости, подвижность дырок оказывается меньше (приблизительно в 2 раза) подвижности электронов и составляет:

- для германия $\mu_p = 1900 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$;
- для кремния $\mu_p = 500 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$.

Дырки и электроны проводимости, несущие разные по знаку заряды, дрейфуют в противоположных направлениях, создавая дрейфовые токи дырок и электронов проводимости одинакового направления.

Учитывая, что $j_{n,др} = q_n v_n = e_n v_n$, $j_{p,др} = q_p v_p = e_p v_p$, получаем для собственного полупроводника: $I_{др} = SE (en_i \mu_n + ep_i \mu_p) = S \cdot e \cdot \sigma_i$, где σ_i – *удельная собственная проводимость полупроводника*, А/(В см). Подвижность электронов и дырок уменьшается с увеличением температуры Т.

Однако с увеличением температуры концентрация подвижных носителей $n_i = p_i$ увеличивается по экспоненциальному закону, что и

предопределяет увеличение собственной проводимости полупроводника примерно по такому же закону (кривые 1 и 2 на рис. 1.9).

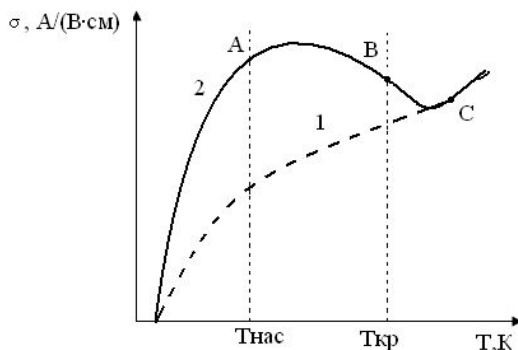


Рис. 1.9. Зависимость проводимости полупроводника от температуры:

1 — собственный полупроводник; 2 — примесный полупроводник

1.7.2. Диффузионный ток

В полупроводниках электрический ток вызывается не только электрическим полем, но и неравномерным распределением подвижных носителей заряда (электронов проводимости и дырок) по объему кристалла.

Диффузия зарядов, вызывающая диффузионный ток, имеет место как естественный процесс в любой системе, где существует градиент концентрации зарядов. *Диффузионное движение* носителей заряда возникает, когда имеется различие в концентрации электронов (дырок) в соседних слоях полупроводника. Носители заряда перемещаются из слоя с большей концентрацией в слой с меньшей концентрацией.

Из молекулярной физики известно, что поток частиц при диффузии (число частиц, пересекающих в единицу времени единичную площадку, перпендикулярную направлению градиента концентрации) пропорционален концентрации этих частиц. Частицы совершают тепловые хаотические движения во всех направлениях,

но количество частиц, движущихся из области с большой концентрацией в область с меньшей концентрацией, будет больше количества частиц, движущихся в противоположном направлении. В результате появится некоторое упорядоченное диффузионное перемещение электронов проводимости в направлении уменьшения их концентрации (рис. 1.10, слева направо), т. е. возникает *диффузионный электрический ток*, направление которого противоположно направлению диффузии электронов.

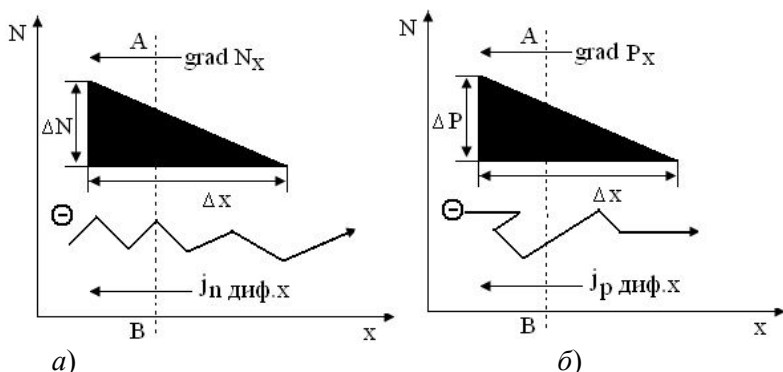


Рис. 1.10. Диффузия электронов (а) и дырок (б)

Плотность диффузионного тока $j_{n, \text{диф}}$ прямо пропорциональна неравномерности концентрации электронов проводимости, называемой *градиентом* и определяемой как $\text{grad} N_x \approx \Delta N / \Delta x$ (на рис. 1.10, а). Аналогичный процесс происходит и при неравномерной концентрации дырок, создающей диффузионный электрический ток, совпадающий по направлению с направлением диффузией дырок (рис. 1.10, б). Таким образом, диффузионный ток электронов совпадает по направлению с градиентом их концентрации, а диффузионный ток дырок направлен противоположно градиенту их концентрации. Плотность диффузионных токов в направлении оси x определяется соотношениями

$$j_{n, \text{диф.х}} = eD_n(\Delta N / \Delta x); \quad (1.9)$$

$$j_{p, \text{диф.х}} = -eD_p(\Delta P / \Delta x), \quad (1.10)$$

где D_n и D_p – коэффициенты диффузии, соответственно электронов и дырок.

Коэффициенты диффузии связаны с подвижностями носителей соотношениями Эйнштейна

$$D_n = \mu_n kT/e; \quad (1.11)$$

$$D_p = \mu_p kT/e, \quad (1.12)$$

где $kT/e \approx 0,025$ В при комнатной температуре – температурный потенциал.

Учитывая численные значения μ_n, μ_p получаем

– для германия $D_n=100, D_p=49$;

– для кремния $D_n=30, D_p=13$.

1.8. Электронно-дырочный переход

В полупроводниковых приборах широко применяют электрические переходы. *Электрический переход* – это переходный слой в полупроводниковом материале между двумя областями с различными типами электропроводности или разными значениями удельной электрической проводимости.

Наибольшее применение имеет *электронно-дырочный переход (pn-переход)*, представляющий собой переходный слой между областями полупроводника с электропроводностью p и n -типов. Если концентрация примесей в обеих областях примерно одинакова, то такой переход называют *симметричным*. При значительном преобладании концентрации примеси в одной из областей переход называют *несимметричным*.

По площади pn -переходы делятся на *плоскостные переходы*, у которых линейные размеры, определяющие площадь перехода, значительно превышают его толщину, и *точечные*, у которых эти размеры меньше толщины перехода. Наиболее широко применяются плоскостные переходы,

Основным свойством pn -перехода является *несимметричная электропроводность*, при которой в одном направлении кристалл пропускает ток, а в другом – не пропускает. pn -переходы являются рабочими элементами транзисторов и большинства диодов. Получить pn -переход путем простого соединения полу-

проводников p и n -типов невозможно. Этому препятствуют пленки окислов, покрывающие поверхности полупроводников, а также воздушная прослойка.

Электронно-дырочный переход образуется в единой пластинке полупроводника с помощью той или иной технологии. Наибольшее применение имеют два метода изготовления pn -переходов: *сплавной* и *диффузионный*.

Сущность сплавного метода (рис. 1.11) состоит в том, что к пластинке, например n -германия, прикрепляют таблетку индия и нагревают в вакууме до $500\text{ }^{\circ}\text{C}$, при этом таблетка индия расплавляется и растворяет прилегающую к ней поверхность пластинки германия.

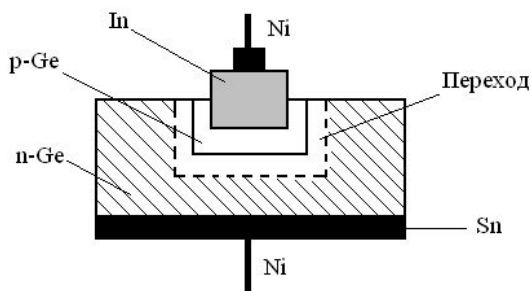


Рис. 1.11. Принцип изготовления сплавного перехода

На границе между пластинкой германия и таблеткой индия образуется тонкий слой германия с примесью индия, т. е. p -германий. Между слоем p -германия и пластинкой n -германия возникает pn -переход.

Кремниевый сплавной pn -переход получают вплавлением алюминия в пленку n -кремния при температуре $700\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Германиевый диффузионный pn -переход. При диффузионном методе изготовления германиевого pn -перехода исходную пластинку p -германия нагревают в печи, наполненной парами индия, до $900\text{ }^{\circ}\text{C}$. При этом происходит интенсивная диффузия атомов индия в пластинку n -германия. На поверхности пластинки образу-

ется слой p -германия. Толщина этого слоя регулируется продолжительностью процесса диффузии. Затем путем травления удаляют слой p -германия со всех граней пластинки, кроме одной, и создают омические контакты, к которым припаивают выводы.

Германиевый точечный pn -переход получают следующим образом. К хорошо отполированной поверхности пластинки p -германия прижимают заостренную иглу из бериллиевой бронзы. Затем полученный контакт подвергают формовке, заключающейся в том, что через контакт пропускают мощный, но кратковременный импульс тока. При этом происходит сильный местный нагрев контакта, в результате чего атомы бериллия, являющиеся акцептором по отношению к германию, диффундируют в пластинку n -германия и образуют тонкую полусферическую p -область вблизи иглы. Кончик иглы сплавляется с проводником, благодаря чему обеспечивается стабильность и механическая прочность pn -перехода.

Промежуточное положение между плоскостными и точечными переходами по площади занимают *микросплавные переходы*, которые получают путем вплавления очень маленькой таблетки примеси.

1.8.1. Свойства pn -перехода

На рис. 1.12 символом «-» обозначены неподвижные атомы акцепторной примеси, «+» — неподвижные атомы донорной примеси, закрашенными кружками — свободные электроны, незакрашенными — дырки (положительные заряды).

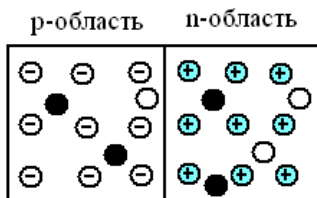


Рис. 1.12. Структурная схема pn -перехода в момент образования

В обратном направлении (из n -области) будут перемещаться свободные электроны.

Таким образом, через границу областей начнет протекать ток диффузии $I_{\text{диф}}$, образованный основными носителями зарядов и содержащий дырочную и электронную составляющие:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{р.диф}} + I_{\text{п.диф}}. \quad (1.13)$$

Поскольку за направление тока принято направление перемещения положительных зарядов, $I_{\text{диф}}$ протекает от p -области к n -области. В результате диффузии нарушается электрическая нейтральность p и n -областей.

В p -области вблизи границы раздела областей выступят некомпенсированные отрицательные заряды атомов акцепторной примеси, т. к. часть ранее компенсировавших их положительно заряженных дырок перейдет в n -область, а другая часть рекомбинирует с пришедшими из n -области свободными электронами.

В приконтактной части n -области выступают некомпенсированные положительные заряды атомов донорной примеси, поскольку компенсировавшие их ранее отрицательно заряженные свободные электроны частично перейдут в p -область, а частично рекомбинируют с диффундировавшими в n -область дырками.

Таким образом, по обе стороны от границы раздела областей выступят заряды противоположных знаков, образующие электрическое поле.

Потенциальный барьер – это электрическое поле, препятствующее диффузионному перемещению основных носителей заряда.

С возникновением электрического поля на границе раздела областей появляется возможность обратного перехода носителей заряда:

- дырок из n -области в p -область;
- свободных электронов из p -области в n -область.

Так, дырка, совершающая тепловое хаотическое движение в n -области вблизи перехода, может попасть в электрическое поле перехода, которое для нее в данном случае (при переходе из n -области в p -область) не является потенциальным барьером, а, наоборот, является ускоряющим. Поэтому дырка будет переброшена полем в p -область. При этом в p -области будет ском-

пенсирован отрицательный заряд одного из атомов акцепторной примеси, расположенного вблизи границы областей.

В то же время свободный электрон, совершающий хаотическое тепловое движение в p -области, попав в поле перехода, будет переброшен им в n -область, где скомпенсирует один из положительных зарядов атомов донорной примеси. Переходя, через границу раздела областей, неосновные носители заряда образуют *дрейфовый ток*, состоящий, как и ток диффузии, из дырочной и электронной составляющих:

$$I_{др} = I_{р,др} + I_{н,др}, \quad (1.14)$$

где $I_{р,др}$ – дырочная составляющая дрейфового тока, $I_{н,др}$ – электронная составляющая дрейфового тока.

Дрейфовый ток препятствует повышению потенциального барьера и уменьшению тока диффузии до нуля. В установившемся режиме в pn -переходе наступает динамическое равновесие: $I_{диф}$, уменьшаясь, становится равным встречному $I_{др}$, и результирующий ток через переход становится равным нулю (рис. 1.13).

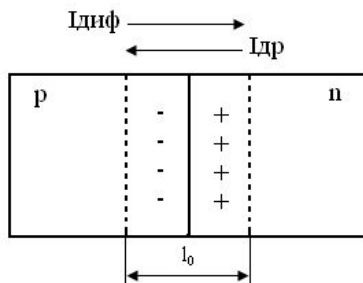


Рис. 1.13. Токи в pn -переходе без внешнего напряжения в установившемся режиме

Величина $I_{др}$ определяется концентрацией неосновных носителей заряда в p и n -областях. Чем больше неосновных носителей в данной области, тем больше вероятность попадания их в поле перехода. Дрейфовый ток практически не зависит от напряженности электрического поля перехода. Поскольку концентрация неосновных носителей заряда в p и n -областях (следова-

тельно, и $I_{др}$) существенно зависит от температуры, ток $I_{др}$ через pn -переход называется *тепловым током*.

Диффузия основных носителей заряда в смежную область при образовании и их усиленная рекомбинация там приводят к тому, что внутри pn -перехода остается очень мало носителей заряда, т. е. pn -переход представляет собой *обедненный слой*.

Однако сопротивление pn -перехода не определяется сопротивлением обедненного слоя, т. к. токи, протекающие через pn -переход, образуются в основном носителями заряда p и n -областей, а не носителями заряда обедненного слоя.

Основными величинами, характеризующими pn -переход в равновесном состоянии, являются:

– $\Delta\phi_0$ – высота потенциального барьера (иначе говоря, контактная разность потенциалов):

$$\Delta\phi_0 = \phi_T \ln \frac{\rho_p^2 (b+1)^2}{\rho_p \rho_n b}, \quad (1.15)$$

где $b = \frac{\mu_n}{\mu_p}$; ρ_i – удельное сопротивление собственного полупроводника; ρ_p и ρ_n – удельное сопротивление p и n -областей; $\phi_T = \frac{kT}{q}$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, °K; l_0 – ширина перехода:

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0 \varepsilon \Delta\phi_0}{q} \left(\frac{1}{N_d} + \frac{1}{N_a} \right)}, \quad (1.16)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума; ε – относительная диэлектрическая проницаемость кристалла (германий – 16, кремний – 12); q – заряд электрона, абсолютное значение которого равно $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл; N_d и N_a – концентрации донорной и акцепторной примесей.

У кремниевого перехода $\Delta\phi_0$ примерно в 2 раза выше, чем у германиевого, за счет значительно большего удельного сопротивления.

Физически это можно объяснить так: при комнатной температуре у кремния намного меньше собственных носителей заряда – свободных электронов и дырок, чем у германия. Поэтому разность концентраций носителей заряда одного знака в смежных областях у кремниевого перехода больше, чем у германиевого. Чем больше разность концентраций носителей одного знака в смежных областях, тем больше основных носителей перейдет в смежную область в результате диффузии до установления равновесного состояния в *pn*-переходе.

Величина $\Delta\phi_0$ зависит от N_a и N_n . Повышение концентраций (уменьшение ρ_n и ρ_p) вызывает увеличение $\Delta\phi_0$, т. к. при этом также возрастает разность концентраций носителей заряда одного знака в смежных областях.

Ширина перехода зависит от контактной разности потенциалов и концентраций примеси в *p* и *n*-областях. При больших концентрациях донорной и акцепторной примесей переход получается узким. Физически это можно объяснить тем, что при большой концентрации примеси в *p* и *n*-областях достаточно перейти в смежную область основным носителям зарядов, расположенным в узком приконтактном слое, чтобы образовался потенциальный барьер, соответствующий равновесному состоянию. Переходы с малой концентрацией примесей в *p* и *n*-областях имеют большую ширину. Ширина *pn*-перехода в равновесном состоянии составляет десятые доли микрометра.

1.8.2. *pn*-переход при прямом включении

Прямое включение – это такое включение *pn*-перехода, при котором происходит понижение потенциального барьера и через переход протекает относительно большой ток.

Для этого электрическое поле, создаваемое внешним источником, должно быть направлено встречно внутреннему полю перехода. Следовательно, «+» источника должен быть подключен к *p*-области, а «-» – к *n*-области (рис. 1.14). Поскольку сопротивление *p* и *n*-областей мало, практически все напряжение ис-

точника оказывается приложенным к pn -переходу. Полярность напряжения внешнего источника, приложенного к pn -переходу, условно показана знаками «+» и «-» над переходом. Понижение потенциального барьера приводит к увеличению тока диффузии, а на величину дрейфового тока не влияет. Поэтому через pn -переход и во внешней цепи будет протекать *прямой ток*, равный разности токов диффузии и дрейфового: $I_{пр} = I_{диф} - I_{др}$.

При комнатной температуре, даже при незначительном понижении потенциального барьера, имеет место соотношение $I_{диф} \gg I_{др}$, и, поэтому, можно считать, что $I_{диф} \approx I_{др}$, т. е. прямой ток через pn -переход – это ток диффузии, образованный основными носителями заряда.

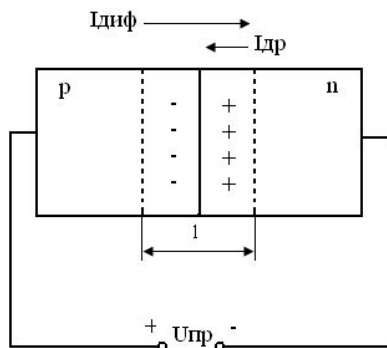


Рис. 1.14. Схема прямого включения pn -перехода

На рис. 1.15 изображены примерные вольтамперные характеристики (ВАХ) германиевого и кремниевого pn -переходов при прямом включении. Начальные криволинейные участки характеристик соответствуют наличию потенциального барьера. При дальнейшем повышении прямого напряжения, когда потенциальный барьер оказывается полностью скомпенсированным, зависимость прямого тока $I_{пр}$ от напряжения $U_{пр}$ становится близкой к линейной. При этом величина прямого тока определяется объемным сопротивлением p и n -областей.

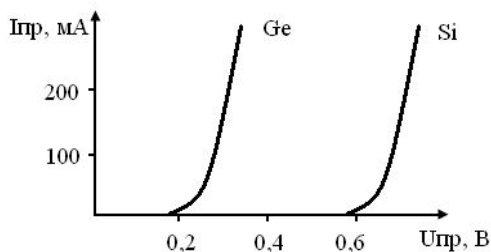


Рис. 1.15. Вольтамперные характеристики германиевого и кремниевого pn -переходов при прямом включении

Поскольку величина потенциального барьера у германиевого pn -перехода меньше, чем у кремниевого, криволинейный участок характеристики германиевого pn -перехода заканчивается при меньшем напряжении, чем кремниевого, т. е. характеристика германиевого перехода сдвинута влево относительно характеристики кремниевого перехода.

Процесс введения неосновных носителей заряда в данную область полупроводника через пониженный потенциальный барьер из области, где эти носители являются основными, называется *инжекцией*.

В n -область из p -области инжектируют дырки, а из p -области в n -область – свободные электроны.

В результате инжекции в полупроводнике образуется избыточная (по сравнению с равновесной) концентрация неосновных носителей заряда. Инжектированные неосновные носители заряда, диффундируя в глубь данной области, рекомбинируют с основными носителями этой области. Поэтому избыточная концентрация неосновных носителей заряда по мере увеличения расстояния от перехода уменьшается.

Таким образом, инжектированные носители заряда обладают лишь определенным конечным временем жизни τ .

Расстояние, на котором избыточная концентрация неосновных носителей заряда уменьшается в e раз, называется *диффузионной длиной* ($e=2,718$ – основание натурального логарифма) и выражается следующим образом

$$L = \sqrt{D \cdot \tau}, \quad (1.17)$$

где D – коэффициент диффузии.

При наличии внешнего напряжения U ширина pn -перехода будет составлять

$$l = l_0 \sqrt{\frac{(\Delta\varphi_0 - U)}{(\Delta\varphi_0)}}, \quad (1.18)$$

где l_0 – равновесная ширина перехода.

При прямом включении $U > 0$ ширина перехода уменьшается. Это объясняется тем, что под действием электрического поля источника основные носители заряда в p и n -областях смещаются в сторону границы раздела областей.

1.8.3. pn -переход при обратном включении

Обратное включение – это такое включение pn -перехода, при котором происходит повышение потенциального барьера.

Для этого «+» источника подключают к n -области, а «-» – к p -области (рис. 1.16).

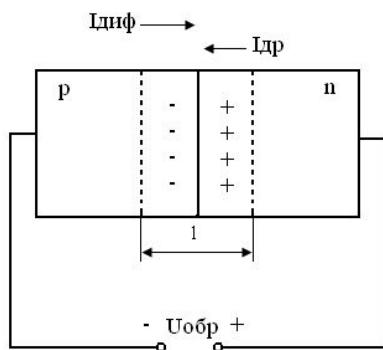


Рис. 1.16. Схема обратного включения pn -перехода

Повышение потенциального барьера приводит к уменьшению тока диффузии, а дрейфовый ток практически остается неизменным, т. к. он зависит, как мы знаем, не от напряженности электри-

ческого поля, а от концентрации неосновных носителей заряда в p и n -областях. В результате через pn -переход и во внешней цепи будет протекать небольшой разностный ток, называемый *обратным током*, равный разности токов дрейфового и диффузионного: $I_{\text{обр}} = I_{\text{др}} - I_{\text{диф}}$.

При повышении внешнего напряжения от нулевого значения, ток диффузии быстро уменьшается до нуля (при $U_{\text{обр}}$ порядка десятых долей вольта) и обратный ток становится равным дрейфовому (тепловому) току, т. е. $I_{\text{обр}} = I_{\text{др}} = I_{\text{т}}$.

Таким образом, обратный ток через pn -переход – это ток, образованный неосновными носителями заряда, которых при комнатной температуре мало, поэтому ток $I_{\text{обр}}$ небольшой. При комнатной температуре тепловой ток ($I_{\text{т}}$) у германиевых плоскостных pn -переходов, рассчитанных на прямой ток порядка сотен миллиампер, составляет десятки микроампер. Тепловой ток у кремниевых pn -переходов при прочих равных условиях на 6–7 порядков (т. е. в единицы – десятки миллионов раз) меньше, чем у германиевых. Последнее является преимуществом кремниевых pn -переходов.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) германиевого pn -перехода при обратном включении показана на рис. 1.17. Изобразить в этом же масштабе начальный участок вольтамперной характеристики кремниевого p -перехода невозможно, т. к. обратный ток $I_{\text{обр}}$ очень мал (характеристика сливается с осью напряжений).

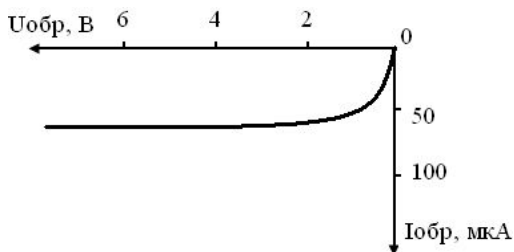


Рис. 1.17. Вольт-амперная характеристика германиевого pn -перехода при обратном включении

Из сравнения приведенных характеристик прямого и обратного токов видно, что прямой ток через германиевый *pn*-переход примерно на три порядка больше обратного (у кремниевого *pn*-перехода эта разница еще больше). Это говорит о том, что электронно-дырочный переход практически обладает *односторонней проводимостью*, благодаря чему он широко применяется для выпрямления переменных токов.

Поскольку при обратном включении *pn*-перехода неосновные носители заряда данной области могут только уходить из нее через *pn*-переход в смежную область, а в обратном направлении их переход невозможен из-за повышенного источником потенциального барьера, в данной области понижается концентрация неосновных носителей заряда и становится ниже равновесной.

Процесс отвода неосновных носителей заряда в смежную область через *pn*-переход при подаче на него обратного напряжения называется *экстракцией*.

При обратном включении *pn*-перехода $U < 0$ и, согласно рис. 1.13, ширина перехода увеличивается. Это объясняется тем, что электрическое поле, создаваемое источником, перемещает основные носители заряда в *p* и *n*-областях из участков, прилегающих к границе раздела, в глубь областей.

Мы рассмотрели процессы, происходящие в симметричном *pn*-переходе при его образовании, а также прямом и обратном включениях. Однако, в полупроводниковых приборах чаще используется несимметричный *pn*-переход, в котором *p* и *n*-области имеют резко отличающиеся концентрации примеси. В таком переходе концентрация примеси в *n*-области может быть в сотни раз меньше, чем в *p*-области и наоборот.

1.8.4. Несимметричный *pn*-переход

Рассмотрим процесс образования несимметричного *pn*-перехода. Как мы знаем, при образовании *pn*-перехода в результате диффузии в каждой области выступают нескомпенсированные заряды атомов примеси. Причем в данной области часть из них выступает в результате ухода в смежную область основных

носителей заряда, а другая часть – за счет прихода из смежной области неосновных носителей, которые рекомбинируют с основными носителями заряда данной области и нейтрализуют заряды последних.

В симметричном *pn*-переходе эти части – величины одного порядка, а в несимметричном *pn*-переходе соотношение между ними иное. Если концентрация донорной примеси в *n*-области будет на 2–3 порядка меньше, чем концентрация акцепторной примеси в *p*-области, то градиент концентрации и, соответственно, ток диффузии свободных электронов в сторону *p*-области будут меньше градиента концентрации и тока диффузии дырок в сторону *n*-области. Поэтому в *p*-области число зарядов акцептора, выступивших за счет прихода свободных электронов из *n*-области, будет много меньше числа зарядов акцептора, выступивших за счет диффузии дырок в *n*-область. В *n*-области число зарядов донора, выступивших за счет диффузии свободных электронов в *p*-область, будет намного меньше числа зарядов донора, выступивших за счет прихода из *p*-области дырок.

Однако при любом соотношении указанных частей общее количество выступивших отрицательных зарядов акцепторной примеси в *p*-области будет равно общему количеству положительных зарядов донорной примеси, выступивших в *n*-области. Так как концентрация донорной примеси в *n*-области много меньше концентрации акцепторной примеси в *p*-области, некомпенсированные положительные заряды донорной примеси займут больший объем, чем то же количество отрицательных зарядов акцепторной примеси, выступивших в *p*-области.

Таким образом, *несимметричный pn*-переход оказывается смещенным в сторону области с большим удельным сопротивлением.

В несимметричном *pn*-переходе при понижении потенциального барьера внешним источником происходит практически односторонняя инжекция из области с большой концентрацией примеси в область с малой концентрацией примеси.

Поэтому область полупроводника с большей концентрацией примеси и основных носителей заряда, из которой инжектируются носители заряда, называется *эмиттером* (от слова *эмиссия* –

излучение, испускание), а область с малой концентрацией примеси, в которую инжектируются носители заряда, называют *базой*. Область с малой концентрацией примеси называется базой потому, что обычно она является частью исходной пластинки полупроводника, на которой создают область с высокой концентрацией примеси. В рассматриваемом примере (рис. 1.18) *p*-область является эмиттером, а *n*-область – базой.

1.8.5. Теоретическая вольтамперная характеристика *pn*-перехода

Зависимость как прямого, так и обратного тока через *pn*-переход от приложенного напряжения, т. е. вольтамперная характеристика *pn*-перехода, выражается формулой

$$I = I \left[\exp \left(\frac{U}{\phi_T} \right) - 1 \right], \quad (1.19)$$

где I_T – тепловой ток, определяемый для заданной температуры в основном исходным материалом и площадью *pn*-перехода; U – приложенное (с учетом знака) напряжение.

График этой зависимости представлен на рис. 1.18.

Равенство $I_{обр} = I_T$ соответствует идеализированному *pn*-переходу, толщина которого предполагается настолько малой, что можно пренебречь составляющей обратного тока, возникающей за счет образования носителей заряда в самом переходе. Кроме того, не учитывается третья составляющая обратного тока $I_{обр}$, имеющая место в реальном *pn*-переходе – ток утечки по поверхности кристалла.

1.8.6. Явление пробоя *pn*-перехода

Если постепенно повышать напряжение $U_{обр}$, приложенное к *pn*-переходу, то можно заметить, что после достижения определенной его величины обратный ток через переход резко возрастает даже при незначительном повышении напряжения

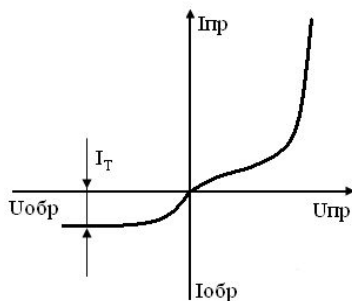


Рис. 1.18. Теоретическая вольтамперная характеристика pn -перехода

на переходе (рис. 1.19), что свидетельствует о резком увеличении дифференциальной проводимости pn -перехода.

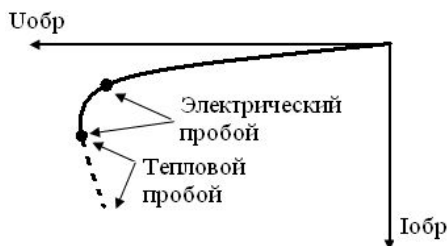


Рис. 1.19. Обратная ветвь pn -перехода

Пробой pn -перехода – это явление резкого увеличения дифференциальной проводимости pn -перехода при достижении обратным напряжением (током) критического значения для данного перехода.

Различают *электрический* и *тепловой* пробой.

Электрический пробой – явление обратимое, т. е. при снятии напряжения $U_{обр}$ свойства pn -перехода полностью восстанавливаются.

Тепловой пробой – необратимый процесс, в результате которого разрушается кристаллическая решетка полупроводника, и pn -переход выходит из строя.

Электрический пробой делится на *лавинный пробой*, вызванный лавинным размножением носителей заряда внутри перехода под действием сильного электрического поля, и *туннельный пробой*, вызванный туннельным эффектом.

Сущность *лавинного пробоя* состоит в следующем. Чем больше напряженность электрического поля в переходе, тем больше скорость электронов, перебрасываемых полем из *p*-области в *n*-область.

При определенном значении обратного напряжения эти электроны приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника, находящихся внутри перехода. Выбитые из атомов электроны в свою очередь ионизируют другие атомы, с которыми они сталкиваются, двигаясь под действием электрического поля. Этот процесс подобно цепной реакции развивается лавинообразно, поэтому обратный ток через переход резко возрастает. Дальнейшие попытки увеличить напряжение на переходе приводят лишь к увеличению обратного тока через переход, а напряжение на нем почти не возрастает. Поскольку ток в цепи возрастает, увеличивается падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника. Таким образом, ЭДС источника в этом режиме перераспределяется между *pn*-переходом и внутренним сопротивлением источника. Незначительная часть ЭДС падает также на *p* и *n*-области.

Перейдем к рассмотрению туннельного пробоя. Для объяснения сущности *туннельного эффекта* воспользуемся энергетической диаграммой *pn*-перехода, которую будем изображать упрощенно, показывая лишь энергетические уровни, соответствующие «потолку» валентной зоны и «дну» зоны проводимости в *p* и *n*-областях.

Под действием обратного напряжения потенциальный барьер повышается, и относительный сдвиг энергетических диаграмм областей возрастает.

При некоторой величине обратного напряжения «потолок» валентной зоны *p*-области выше «дна» зоны проводимости *n*-области, т. е. верхняя часть валентной зоны *p*-области и нижняя часть зоны проводимости *n*-области будут перекрываться.

При этом часть валентных электронов p -области оказываются на энергетических уровнях, равных уровням, занимаемым свободными электронами зоны проводимости n -области. Поэтому при наличии незанятых энергетических уровней в зоне проводимости отдельные электроны p -области могут перейти в n -область, оставаясь на том же энергетическом уровне, т. е. без преодоления запрещенной зоны.

В то же время свободный электрон n -области при наличии свободного энергетического уровня в p -области может перейти в последнюю не преодолевая, потенциального барьера (как бы сквозь него, через «туннель»).

Вероятность перехода электронов в том и другом направлении одинакова, и туннельный ток равен нулю. Количество энергетических уровней в зоне проводимости n -области, которое могут занимать свободные электроны этой области, ограничено, тогда как количество энергетических уровней, занятых электронами в валентной зоне p -области, очень велико. Поэтому при дальнейшем повышении обратного напряжения из p -области в n -область будет переходить больше электронов, чем в обратном направлении.

В результате через pn -переход протекает *обратный туннельный ток*, величина которого будет резко возрастать с дальнейшим повышением обратного напряжения. На энергетической диаграмме туннельный ток равен шести условным единицам.

Тепловой пробой pn -перехода наступает при нарушении теплового баланса, когда за счет протекания обратного тока $I_{обр}$ в переходе за единицу времени выделяется больше тепла, чем он способен рассеять в окружающее пространство. В этом случае температура перехода повышается, что приводит к дополнительной ионизации атомов полупроводника, находящихся в pn -переходе, а следовательно, к еще большему увеличению обратного тока $I_{обр}$ и повышению температуры перехода. Если этот процесс не ограничить, то наступит разрушение кристаллической решетки и pn -переход придет в негодность. Обычно тепловому пробую предшествует электрический пробой.

1.8.7. Емкость pn -перехода

Некомпенсированные объемные заряды атомов акцепторной ($-q$) и донорной ($+q$) примесей в pn -переходе, разделенные обедненным слоем с малой электропроводностью, образуют емкость. Эту емкость принято называть *барьерной емкостью*, или *зарядной емкостью* pn -перехода. Барьерная емкость зависит от приложенного к pn -переходу напряжения. При повышении обратного напряжения ширина pn -перехода возрастает и барьерная емкость уменьшается. При повышении прямого напряжения, наоборот, ширина pn -перехода уменьшается и барьерная емкость возрастает.

Барьерная емкость сплавного несимметричного pn -перехода, для которого выполняется условие $N_a > N_d$, определяется по формуле

$$C_0 = S \sqrt{\frac{0.5 \epsilon_0 \epsilon q N_d}{U}}, \quad (1.20)$$

где S – площадь перехода, см^2 ; N_d – концентрация донорной примеси в базе n -типа; U – обратное напряжение.

На рис. 1.20 показана примерная зависимость барьерной емкости от напряжения, приложенного к pn -переходу.

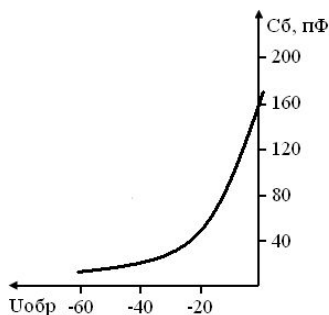


Рис. 1.20. Зависимость барьерной емкости от напряжения, приложенного к pn -переходу

Барьерная емкость затрудняет использование *pn*-перехода для выпрямления токов высокой частоты, т. к. на высоких частотах ее сопротивление уменьшается и она шунтирует обратное сопротивление *pn*-перехода: обратная полуволна тока замыкается через барьерную емкость, т. е. теряется выпрямительный эффект.

В высокочастотных полупроводниковых приборах, содержащих *pn*-переход, барьерная емкость сведена к минимуму. В то же время барьерная емкость находит полезное применение. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения дает возможность использовать *pn*-переход при обратном включении как электрически регулируемую емкость.

При прямом напряжении, приложенном к несимметричному *pn*-переходу, из эмиттера в базу инжектируются основные носители заряда, например дырки. В результате этого база заряжается положительно и в нее из соединительного проводника внешней цепи поступает соответствующее количество свободных электронов.

Поскольку дырки не могут мгновенно рекомбинировать в базе, в последней оказываются противостоящими объемные заряды: положительный созданный инжектированными дырками, и отрицательный, созданный поступившими в базу свободными электронами.

На основании этого принято говорить о наличии в базе *диффузионной емкости*. При смене полярности внешнего напряжения избыточные неосновные носители заряда базы в результате экстракции переходят в эмиттер. Однако при высоких частотах этот процесс не успевает завершиться за время обратной полуволны внешнего напряжения, и происходит накапливание неосновных носителей в базе.

Таким образом, *pn*-переход обладает определенной инерционностью, в результате чего нарушается нормальная работа *pn*-перехода. В этом проявляется отрицательное воздействие диффузионной емкости на работу *pn*-перехода. Для устранения указанного явления принимаются специальные меры, о которых будет сказано ниже.

1.9. Переход металл–полупроводник

Электрические переходы между металлом и полупроводником принято называть *контактами металл–полупроводник*. Свойства контакта металл–полупроводник определяются типом электропроводности полупроводника и соотношением работ выхода из металла A_m и полупроводника A_n . Рассмотрим контакт металла с полупроводником n -типа при соотношении $A_m > A_n$.

Металл, как известно, содержит большое число свободных электронов, поэтому атомы металла являются положительно заряженными ионами. Отрицательные заряды свободных электронов компенсируются положительными зарядами атомов, и поэтому металл в целом электрически нейтрален.

Полупроводник n -типа также содержит большое количество свободных электронов, заряды которых компенсируют положительные заряды атомов донорной примеси. Для того чтобы электрон мог оторваться от металла (полупроводника) и уйти за его пределы, ему необходимо сообщить дополнительную энергию, например тепловую.

Работа выхода (A) – это работа, которую необходимо затратить для преодоления сил притяжения свободного электрона к атомам кристаллической решетки и перевода его из металла (полупроводника) в вакуум вблизи поверхности металла (полупроводника).

При образовании контакта металл–полупроводник на свободные электроны, оказавшиеся вблизи границы раздела, будут воздействовать силы притяжения со стороны, как атомов кристаллической решетки металла, так и атомов донорной примеси полупроводника. Преобладающим будет притяжение со стороны той среды, у которой больше работа выхода.

В нашем случае свободные электроны начнут переходить из полупроводника в металл, заряжая его отрицательно. В полупроводнике вблизи границы раздела выступают некомпенсированные положительные заряды атомов донорной примеси (рис. 1.21).

При этом возникает потенциальный барьер, препятствующий переходу электронов из полупроводника в металл.

В контакте, как и в *pn*-переходе, устанавливается динамическое равновесие, при котором сила, действующая на электрон со стороны электрического поля, становится равной по величине силе притяжения электрона со стороны атомов металла. В результате ухода электронов в металл в полупроводнике образуется слой, обедненный основными носителями заряда – электронами.

В отличие от *pn*-перехода этот слой имеет высокое удельное сопротивление и определяет сопротивление всего контакта, поэтому носит название *запирающего слоя*.

Если к металлу приложить «-», а к полупроводнику – «+» внешнего напряжения, то под действием электрического поля, созданного внешним источником, свободные электроны в полупроводнике сместятся от приконтактной области в глубь полупроводника. Ширина запирающего слоя увеличится, и сопротивление контакта возрастет. Это обратное включение.

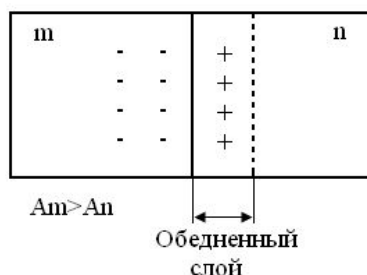


Рис. 1.21. Структурная схема контакта металл–полупроводник

Если изменить полярность внешнего напряжения, то ширина запирающего слоя и его сопротивление уменьшатся по сравнению с первоначальным значением, что соответствует прямому включению контакта.

Исследованиями контактов металл – полупроводник занимался немецкий ученый В. Шоттки. Им был обнаружен потенциальный барьер в приконтактной области, поэтому контакт металл–полупроводник с запирающим слоем называют *барьером Шоттки*.

Поскольку в выпрямляющих контактах отсутствуют явления инжекции и накопления неосновных носителей заряда, они имеют очень малую инерционность (обусловленную лишь барьерной емкостью перехода). Благодаря этому контакты металл–полупроводник могут применяться на сверхвысоких частотах. В этом их преимущество перед pn -переходом.

Выводы 1-й главы: pn -переход образуется на границе p и n -областей, созданных в едином кристалле полупроводника. В результате диффузии основных носителей заряда в смежные области в pn -переходе возникает электрическое поле – потенциальный барьер, препятствующий выравниванию концентраций основных носителей заряда в смежных областях. В отсутствие внешнего напряжения в pn -переходе устанавливается динамическое равновесие: диффузионный ток уменьшается до величины встречного дрейфового (теплового) тока, образованного неосновными носителями заряда, и результирующий ток через переход становится равным нулю. При прямом включении pn -перехода потенциальный барьер понижается и через переход протекает относительно большой диффузионный ток. При обратном включении pn -перехода потенциальный барьер повышается, ток диффузии уменьшается до нуля и через переход протекает малый дрейфовый ток. Таким образом, pn -переход обладает односторонней проводимостью, благодаря чему он широко используется для выпрямления переменных токов. Ширина pn -перехода зависит от концентрации примесей в p и n -областях и от знака и величины приложенного напряжения. Увеличение концентрации примесей приводит к уменьшению ширины перехода. С увеличением прямого напряжения ширина pn -перехода уменьшается, при увеличении обратного напряжения – возрастает.

Контрольные вопросы:

1. Поясните сущность процессов ионизации и рекомбинации.
2. Что означают понятия валентная зона и запрещенная зона в зонной теории проводимости?

3. Объясните механизм образования электронной и дырочной составляющих тока в полупроводнике.

4. Что такое электронно-дырочный переход?

5. Как образуется дрейфовый ток в *pn*-переходе и почему его называют тепловым током?

6. В чем отличие лавинного пробоя от туннельного пробоя? Обоснуйте ваш ответ.

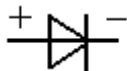
7. Что такое тепловой и электрический пробой *pn*-перехода?

8. Объясните, при каких условиях, и каким образом возникает запирающий слой в контакте металл – полупроводник.

2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

2.1. Устройство полупроводникового диода

Полупроводниковый диод – это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя выводами, в котором используется то или иное свойство электронно-дырочного перехода (ЭДП). Графическое обозначение полупроводникового диода:



В диодах ЭДП используется в качестве выпрямляющего электрического перехода, разделяющего p и n -области кристалла полупроводника (рис. 2.1).

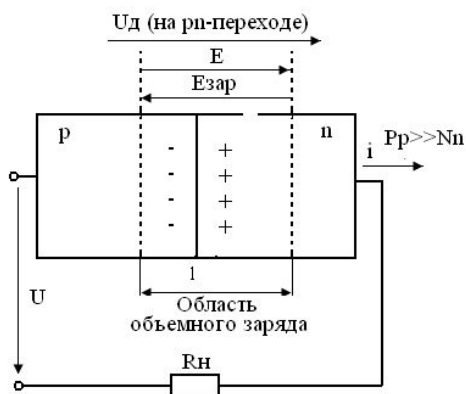


Рис. 2.1. Схема включения полупроводникового диода и пространственное распределение объемных зарядов pn -перехода при отсутствии внешнего напряжения

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

Одну из полупроводниковых областей кристалла, имеющую более высокую концентрацию примесей, а следовательно и основных носителей заряда, называют *эмиттером*. Другую область, с меньшей концентрацией примесей, называют *базой*. Если эмиттером является *p*-область, для которой основными носителями заряда служат дырки P_p , а базой – *n*-область (в ней основными носителями заряда служат электроны N_n), то выполняется условие $P_p \gg N_n$.

На практике находят применение точечные, плоскостные (сплавные) и диффузионные диоды.

Точечный диод образуется в месте контакта небольшой пластины полупроводника и острия металлической проволоки – пружины (рис. 2.2). Поэтому линейные размеры перехода меньше его ширины.

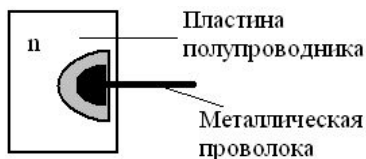


Рис. 2.2. Структура точечного диода

Благодаря малой площади, диод обладает очень малой емкостью перехода и используется до частот порядка сотен МГц. Малая площадь перехода определяет также небольшой допустимый ток диода. Точечные диоды обычно выполняют на основе германия.

Плоскостной (сплавной) диод имеет плоский электрический переход, линейные размеры которого, определяющие его площадь, значительно больше ширины *pn*-перехода.

Переход в таких диодах может выполняться методом сплавления полупроводниковой пластины с металлом. На пластину исходного полупроводника накладывают металл или сплав, содержащий донорные или акцепторные примеси. Затем этот мате-

риал нагревают до температуры, достаточной для того, чтобы часть полупроводника растворилась в полученном расплаве.

При последующем охлаждении происходит рекристаллизация исходного полупроводника с примесью вплавленного металла, и образуется *pn*-переход.

Диффузионные диоды изготавливают посредством диффузии в полупроводниковую пластину примеси, находящейся в газообразной, жидкой или твердой фазах. Если диффузия примеси производится через отверстия в защитном слое, нанесенном на поверхности полупроводника, то получают так называемый планарный *pn*-переход.

Диффузионные диоды отличаются от сплавных диодов меньшей собственной емкостью и малым значением постоянной времени.

2.2. Принцип работы полупроводникового диода при отсутствии внешнего напряжения

В результате встречной диффузии дырок из *p*-области в *n*-область и электронов из *n*-области в *p*-область получается, что заряды неподвижных ионов примесей окажутся некомпенсированными (акцепторная – для *p*-области; донорная – для *n*-области).

Для сохранения электрической нейтральности *pn*-структуры количество диффундировавших через *pn*-переход основных носителей заряда из *p* в *n*-область должно равняться количеству диффундировавших основных носителей заряда из *n* в *p*-область. Так как $N_n \gg P_p$, то область объемного заряда со стороны *базы* (*n*) будет больше, чем со стороны *эмиттера* (*p*).

Образованный в результате *встречной диффузии* объемный заряд создает электрическое поле с напряженностью $E_{зар}$, препятствующее дальнейшей встречной диффузии основных носителей заряда.

Таким образом, на границе *pn*-перехода образуется контактная разность потенциалов (КРП), численно характеризующаяся *высотой потенциального барьера* $\Delta\phi_0$. Диффузия пре-

кращается, когда энергия носителей заряда становится недостаточной для преодоления потенциального барьера.

2.2.1. Принцип работы полупроводникового диода под действием прямого напряжения

Прямое напряжение U создает электрическое поле E , которое компенсирует поле $E_{\text{зар}}$, и в область базы (n) по мере увеличения напряжения будет вводиться все большее количество дырок (неосновные носители для n -области), которые и образуют ток диода $I_{\text{пр}}$ (рис. 2.1).

Встречной инжекцией N_n (электронов n из n -области) в p -область (в эмиттер) можно пренебречь, учитывая, что $P_p \gg N_n$.

2.2.2. Принцип работы полупроводникового диода под действием обратного напряжения

Создаваемое напряжением электрическое поле E совпадает по направлению с $E_{\text{зар}}$, что приводит к повышению потенциального барьера и препятствует переходу основных носителей заряда в соседнюю область (рис. 2.1). Однако суммарная напряженность электрических полей способствует извлечению (экстракции) неосновных носителей заряда: электронов из p -области в n -область и дырок из n -области в p -область, которые и образуют ток $I_{\text{обр}}$.

Неосновные носители при увеличении барьерной емкости или увеличении температуры образуют обратный ток $I_{\text{обр}}$, называемый тепловым током $I_T(T)$:

$$I_T(T) = 2I_0 \frac{T - T_0}{\Delta T}, \quad (2.1)$$

где I_0 – значение теплового тока при комнатной температуре, $T_0 = 300$ °K, $I_0(T) = I_0 \cdot 2^{\frac{T - T_0}{\Delta T}}$; ΔT – значение приращения температуры, соответствующее удвоению значения теплового тока (для германия ΔT составляет 10 °K, для кремния – 7 °K); T – абсолютная температура.

2.3. Вольт-амперная характеристика полупроводникового прибора

Для любого электрического прибора важна зависимость между током, проходящим через прибор, и приложенным напряжением. Зная такую зависимость, можно определить ток при заданном напряжении, или наоборот. Если сопротивление R прибора постоянно, не зависит от тока или напряжения, то связь между током и напряжением подчиняется закону Ома, т. е. $I=U/R$.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) данного прибора – это график зависимости между током и напряжением. Для прибора, подчиняющегося закону Ома, ВАХ имеет вид, изображенный на рис. 2.3. Такие приборы называются *линейными*.

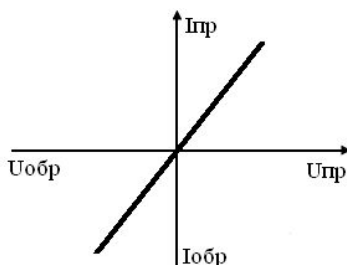


Рис. 2.3. ВАХ линейного полупроводникового прибора

Существуют приборы, у которых R непостоянно, а ВАХ не является прямой линией. Такие приборы называются *нелинейными*.

ЭДП, по существу, представляет собой полупроводниковый диод. Нелинейные свойства диода видны при рассмотрении его ВАХ. ВАХ диода описывается выражением

$$I=I_0\left[\exp\left(\frac{U_D}{\varphi_T}\right)-1\right], \quad (2.2)$$

где I_0 – ток насыщения; U_D – напряжение на p - n -переходе; $\Delta\varphi_T$ – тепловой потенциал, равный контактной разности потен-

циалов на границе pn -перехода при отсутствии $U_{\text{внеш}}$ (при $T=300^\circ\text{K}$, $\Delta\phi_T=0,025\text{ В}$).

$$\Delta\phi_T = \frac{kT}{q}, \quad (2.3)$$

где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $q=1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона.

ВАХ, описываемая этим выражением, будет иметь вид, показанный на рис. 2.4, а. По мере увеличения напряжения $U_{\text{пр}}$ на pn -переходе $I_{\text{пр}}$ диода резко возрастает. Поэтому незначительное изменение напряжения $U_{\text{пр}}$ приводит к значительному изменению тока $I_{\text{пр}}$, что затрудняет задание требуемого значения тока $I_{\text{пр}}$ с помощью напряжения $U_{\text{пр}}$. Вот почему для pn -переходов характерен режим заданного тока $I_{\text{пр}}$.

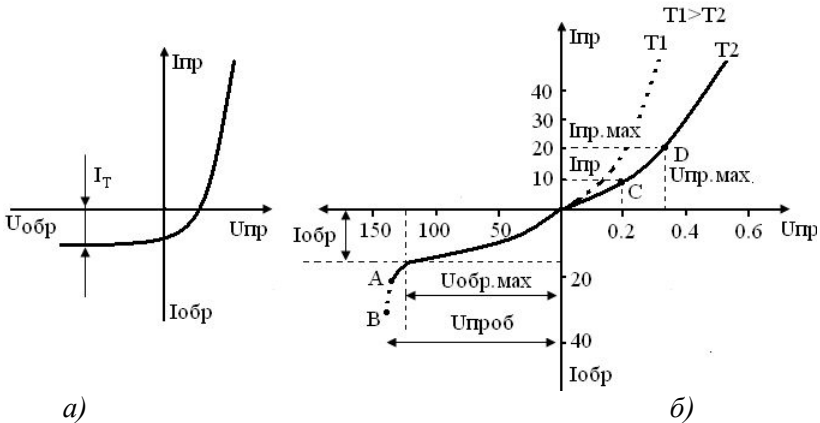


Рис. 2.4. Статические вольтамперные характеристики:
а) идеального pn -перехода; б) реального диода

Приведенная ВАХ (рис. 2.4, а) является идеальной ВАХ pn -перехода. Она не учитывает рекомбинационно-генерационных процессов, происходящих в объеме и на поверхности pn -перехода, т. е. построена в предположении, что pn -переход является бесконечно тонким и длинным.

Реальный переход не является бесконечно тонким, и поэтому при напряжении $U_{обр}$ происходит генерация пар электрон – дырка, образующая *ток генерации* $I_{ген}$. Причем с увеличением напряжения $U_{обр}$ растет толщина *pn*-перехода (эффект Эрли или модуляция толщины базы) и, соответственно, увеличивается количество генерируемых пар. Вот почему с увеличением напряжения $U_{обр}$ одновременно возрастает и ток $I_{обр}$ (рис. 2.4, б).

Поверхность полупроводникового кристалла характеризуется нарушениями кристаллической решетки и различными загрязнениями, что обуславливает рекомбинационно-генерационные процессы на поверхности *pn*-перехода и приводит к появлению дополнительного тока – *тока утечки* $I_{ут}$.

Таким образом, обратный ток $I_{обр}$ реального перехода равен: $I_{обр} = I_0 + I_{ген} + I_{ут}$.

Относительная доля $I_{ген}$ и $I_{ут}$, а также $I_{обр}$ составляет:

- для германия – $I_{ген}/I_{ут} \ll 1$, для кремния – $I_{ген}/I_{ут} \approx 1000$;
- для германия – $I_{ут} = I_{ген} + I_{ут}$, для кремния $I_{ут} > I_{ген} + I_{ут}$.

С учетом вышеизложенного можно считать, что для германиевых диодов $I_{обр} \approx I_0$, т. е. обратным током является тепловой ток, поэтому он в большей степени подвержен температурным изменениям и превышает значения обратных токов кремниевых диодов на несколько порядков. Для кремниевых диодов $I_{обр} = I_{ген} + I_{ут}$.

ВАХ реального диода имеет вид, изображенный на рис. 2.4, б (T_2).

В определенный момент напряжение $U_{обр}$ достигает значения $U_{проб}$, и начинается лавинообразный процесс нарастания тока $I_{обр}$, что соответствует *электрическому пробое* *pn*-перехода (отрезок АВ). Если в этот момент напряжение $U_{обр}$ не ограничить, то электрический пробой переходит в *тепловой* (участок ВАХ после отметки В). Такой процесс нарастания тока $I_{обр}$ характерен для кремниевых диодов.

Электрический пробой *обратим*, то есть после уменьшения напряжения $U_{обр}$ работа диода соответствует пологому участку обратной ветви ВАХ. Тепловой пробой – *необратимый процесс*, так как разрушает кристаллическую решетку полупроводника.

Тепловой пробой обусловлен ростом числа носителей в *pn*-переходе. При некотором значении напряжения $U_{\text{проб}}$ мощность, выделяющаяся в диоде $P_d = U_{\text{обр}} \cdot I_{\text{обр}}$ не успевает отводиться, что ведет к увеличению его температуры и тока $I_{\text{обр}}$ и дальнейшему увеличению температуры, и в результате диод разрушается вследствие перегрева. Для германиевых диодов ток $I_{\text{обр}}$ больше, чем для кремниевых, т. е. для германиевых диодов вероятность теплового пробоя выше. Поэтому максимальная рабочая температура окружающей среды и *pn*-перехода для кремниевых диодов выше, чем для германиевых (кремниевые – 75–90 °С; германиевые – 150–200 °С).

Прямой ток $I_{\text{пр}}$ диода зависит от температуры окружающей среды, возрастая с ее увеличением, хотя в значительно меньшей степени, чем ток $I_{\text{обр}}$. Характер изменения прямой ветви ВАХ при изменениях температуры показан на рис. 2.4, б (T_1). $T_1 > T_2$, где $T_2 \approx 300$ °К (комнатная температура).

Для оценки температурной зависимости прямой ветви ВАХ диода служит температурный коэффициент напряжения (ТКН):

$$\text{ТКН} = \frac{\Delta U}{U \Delta T}, \quad (2.4)$$

2.4. Основные параметры диода

Параметром полупроводникового прибора называют величину, характеризующую его свойство или режим работы (электрический, механический, климатический).

Часть электрических параметров, выделяемых в основные контролирует или гарантирует предприятие-изготовитель. Остальные электрические параметры называют справочными. Приводимые в справочниках параметры обычно делят на параметры номинального режима работы и параметры предельного режима работы.

К электродам полупроводниковых приборов, в т. ч. и диодов, можно подключать источники питания как постоянного, так и переменного напряжения. Условия работы электронного прибора зависят от частоты переменного напряжения.

Различают три режима работы полупроводниковых приборов: статический, квазистатический и динамический.

Если напряжение на электродах постоянно, то режим работы называют *статическим*. В этом режиме все параметры остаются неизменными.

Если параметры изменяются настолько медленно, что режим работы в любой момент времени незначительно отличается от статического и для полупроводникового прибора остаются справедливыми законы статического режима (с определенной степенью точности), то такой режим называют *квазистатическим*.

Режим работы, при котором хотя бы один из параметров изменяется во времени, называют *динамическим*.

Свойства и взаимозаменяемость диодов оценивают по их параметрам. К основным параметрам относят токи и напряжения, связанные с ВАХ (рис. 2.4).

Диоды применяют в цепях как переменного тока, так и постоянного тока. Поэтому для оценки свойств диодов, наряду с параметрами на постоянном токе, пользуются *дифференциальными параметрами*, характеризующими их работу на переменном токе, проходящем через диод, при котором обеспечивается его надежная и длительная работа. Сила этого тока ограничивается разогревом или максимальной мощностью P_{max} . Превышение тока $I_{пр}$ ведет к тепловому пробую и повреждению диода.

Перечислим основные параметры выпрямительного диода.

Выпрямленный средний (прямой) ток $I_{пр.ср}$ – среднее за период значение выпрямленного тока, который может длительно протекать через диод при допустимом его нагреве (сотни миллиампер – десятки ампер).

Среднее прямое напряжение $U_{пр.ср}$ – среднее значение прямого падения напряжения, определяемое при среднем выпрямленном токе.

Допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ – максимальное значение за период, при котором обеспечивается надежная и длительная работа диода. Превышение напряжения $U_{обр}$ приводит к пробую и выходу диода из строя.

При увеличении температуры значения напряжения $U_{обр}$ и тока $I_{обр}$ снижаются.

Обратный ток $I_{обр}$ – среднее значение (за период) обратного тока при допустимом напряжении $U_{обр}$. Чем меньше ток $I_{обр}$ тем лучше выпрямительные свойства диода.

Максимальная постоянная, или средняя (за период) мощность P_{max} – мощность, рассеиваемая диодом, при которой диод может длительно работать, не изменяя свои параметры.

Максимальная температура перехода $T_{пер. max}$ – зависит от материала полупроводника (ширины запрещенной зоны) и степени его легирования. Для германия она составляет 80–110 °С, для кремния – 150–220 °С.

При расчете режима выпрямителей используются следующие параметры:

– дифференциальное сопротивление переменному току $r_{диф} = \Delta U / \Delta I$, или в области прямых токов – $r_{диф} = \partial U / \partial I$.

– статическое сопротивление диода постоянному току: $r_{пр.д} = U_{пр} / I_{пр}$; $r_{пр.д} > r_{диф.пр}$ – в области прямых токов и $r_{обр.д} = U_{обр} / I_{обр}$; $r_{обр.д} > r_{диф.обр}$ – в области обратных токов.

– емкости диода $C_d = C_{бар} + C_{диф} + C_{корп.приб.}$.

2.5. Эквивалентная схема диода для низких частот

Эквивалентная схема диода для низких частот показана на рис. 2.5.

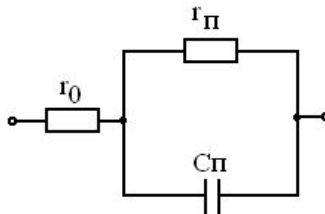


Рис. 2.5. Эквивалентная схема диода

Здесь r_0 – небольшое суммарное сопротивление p и n -областей; r_n – сопротивление pn -перехода (зависит от полярности и значения приложенного напряжения); C_n – емкость перехода.

Классификация полупроводниковых диодов:

- а) по площади перехода – плоскостные и точечные;
- б) по используемым материалам – германиевые, кремниевые, арсенид-галлиевые;
- в) по назначению – выпрямительный, импульсный, стабилитрон (стабистор), варикап, сверхвысоочастотный и т. д.;
- г) по принципу действия – лавинно-пролетный, туннельный, диод Шоттки, излучающий, фотодиод, диод Ганна.

2.6. Виды полупроводниковых диодов

2.6.1. Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды применяются в выпрямителях переменного тока. В качестве исходного материала используют в основном германий и кремний. Выпрямительный диод представляет собой электронный ключ, управляемый приложенным к нему напряжением. При подаче прямого напряжения $U_{пр}$ – ключ замкнут, при подаче обратного напряжения $U_{обр}$ – разомкнут.

При подаче прямого напряжения за счет падения $U_{пр}$ на открытом диоде выпрямленное напряжение, снимаемое с нагрузочного устройства, несколько ниже входного напряжения. Перепад напряжения в прямом направлении определяется произведением силы проходящего тока на сопротивление диода в прямом направлении в соответствии с законом Ома.

Значение $U_{пр}$ открытого диода:

- для германиевых диодов не превышает 0,5 В;
- для кремниевых диодов не превышает 1,5 В.

Выпрямительные диоды классифицируют по мощности и по частоте следующим образом:

- а) по мощности:
 - маломощные – $I_{пр.ср.маx} < 0,3$ А;
 - средней мощности – $0,3$ А $< I_{пр.ср.маx} < 10$ А;

– большой мощности – $I_{\text{пр.ср.мах}} > 10 \text{ А}$.

б) по частоте:

– низкочастотные – $f_{\text{мах}} < 10^3 \text{ Гц}$;

– высокочастотные – $f_{\text{мах}} > 10^3 \text{ Гц}$.

2.6.2. Диоды Шоттки

В качестве выпрямительных диодов часто применяются диоды, выполненные на выпрямляющем переходе металл полупроводник.

В диодах Шоттки отсутствуют процессы накопления и высвобождения зарядов неосновных носителей, характерные для электронно-дырочного перехода. Поэтому диоды Шоттки обладают значительно более высоким быстродействием, чем обычные диоды.

Преимущество диода Шоттки становится особенно заметным при выпрямлении малых напряжений. В среднем, применение диода Шоттки в выпрямителе позволяет уменьшить потери на 10–15 % (за счет быстродействия). Рабочая частота $f_{\text{мах}}$ диода Шоттки превышает 200 кГц при токе до 30 А.

Диоды Шоттки характеризуются следующими параметрами:

– $I_{\text{обр.ср}}$ – среднее значение обратного тока (или $I_{\text{обр}}$ – постоянный обратный ток при заданном обратном напряжении);

– $U_{\text{пр.ср}}$ – среднее за период значение прямого напряжения при заданном среднем значении прямого тока (или $U_{\text{пр}}$ – постоянное прямое напряжение при заданном постоянном прямом токе);

– $U_{\text{обр.мах}}$ – максимально допустимое обратное напряжение (амплитудное значение);

– $U_{\text{обр.ср}}$ – максимально допустимый средний прямой ток (или $I_{\text{выпр.ср.мах}}$ – максимально допустимый средний выпрямленный ток) – среднее за период значение тока через диод в однополупериодном выпрямителе с активной нагрузкой.

2.6.3. Высокочастотные диоды

Высокочастотный диод (ВЧД) предназначен для работы на частотах до 1000 МГц. На таких частотах могут работать только диоды с *малой барьерной емкостью* перехода (не более 1–2 пФ). Поэтому, в большинстве случаев в качестве высокочастотных диодов используются точечные диоды. На частотах до 100 МГц применяются микросплавные диоды. Поскольку ВЧД могут хорошо работать и на НЧ, т. е. в широком диапазоне частот, их называют также *универсальными*.

Так как ВЧД могут применяться в преобразователях частоты и других нелинейных устройствах, важным параметром для них является прямое дифференциальное сопротивление, или сопротивление переменному току, представляющее собой отношение малого приращения прямого напряжения к вызванному этим приращением приросту прямого тока и составляющее единицы – десятки Ом:

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}}.$$

Особенности ВЧД:

- ВЧД предназначены для выпрямления (детектирования) токов с частотами до 1000 МГц;
- нормальная работа ВЧД на таких частотах может быть обеспечена только при малом значении его емкости, поэтому ВЧД изготавливают с точечным или микросплавным *pn*-переходом;
- максимально допустимый выпрямленный ток у ВЧД не превышает десятков миллиампер, а максимально допустимое обратное напряжение – десятков вольт.

2.6.4. Импульсные диоды

Импульсный диод – диод с малой длительностью переходных процессов, предназначенный для применения в импульсных режимах работы.

Импульсные диоды работают в различных электронных схемах в качестве электронного ключа (рис. 2.6, а). На диод, соединенный последовательно с нагрузкой, подается импульсное

напряжение. При положительном импульсе диод находится под прямым напряжением, следовательно, его сопротивление мало (ключ замкнут), через резистор R_H протекает ток. При отрицательном импульсе к диоду приложено обратное напряжение, его сопротивление велико (ключ разомкнут), тока в нагрузке нет.

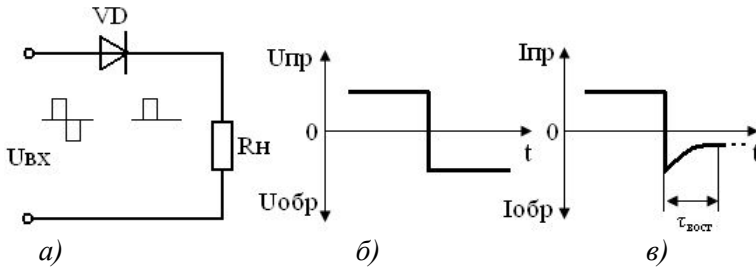


Рис. 2.6. Простейшая схема диодного ключа и временные диаграммы его работы

Уменьшение $\tau_{\text{восст}}$ достигается в импульсных диодах несколькими способами:

- ускорением процесса рекомбинации в базе (за счет введения в базу очень малой примеси золота);
- уменьшением емкости диода (применение микросплавных переходов). Переходный процесс возникает в диоде и при переключении с напряжения $U_{\text{обр}}$ на $U_{\text{пр}}$;

Общие параметры импульсных диодов:

- $U_{\text{пр}}$ – прямое напряжение на диоде при заданном прямом токе;
- $I_{\text{выпр.мах}}$ – максимально допустимый выпрямительный ток;
- $I_{\text{обр.мах}}$ – максимально допустимый обратный ток;
- C_d – емкость диода;
- $U_{\text{пр.имп}}$ – прямое импульсное напряжение при заданном импульсе прямого тока;
- $I_{\text{пр.имп.мах}}$ – максимально допустимый импульсный прямой ток при заданной длительности импульса;
- $t_{\text{восст}}$ – время восстановления обратного сопротивления.

Импульсные диоды работают в режиме электронного ключа. Поскольку длительность импульсов может быть очень мала, диод должен очень быстро переходить из одного состояния в другое. Быстродействие импульсных диодов характеризуется их основным параметром – временем восстановления обратного сопротивления. Для уменьшения $\tau_{\text{восст.}}$ в импульсных диодах применяют специальные меры, ускоряющие процесс рассасывания неосновных носителей заряда в базе. Требованиям, предъявляемым к импульсным диодам, хорошо удовлетворяют диоды Шоттки, имеющие очень малую инерционность благодаря отсутствию инжекции и накопления неосновных носителей заряда в базе.

2.6.5. Сверхвысокочастотные диоды

Сверхвысокочастотные диоды (СВЧ-диоды) предназначены для работы в диапазонах сантиметровых и миллиметровых волн (10^8 – 10^9 Гц). Различают СВЧ-диоды:

- *смесительные* (применяются в супергетеродинных приемниках);
- *видеодетекторные* (применяются для детектирования СВЧ-сигналов);
- *параметрические* (применяются в усилителях СВЧ);
- *переключающие* (применяются для электронного переключения цепей СВЧ);
- *умножительные* (применяются для умножения частоты путем получения высоких гармоник исходной частоты за счет нелинейности диода).

Диоды СВЧ изготавливают из полупроводника с малым удельным сопротивлением (с большой концентрацией примеси в базе), они имеют точечный *pn*-переход очень малых размеров. Для диодов СВЧ характерны:

- быстрая рекомбинация носителей заряда в базе;
- малая емкость перехода.

Однако применение полупроводника с большой концентрацией примеси приводит к следующим явлениям:

- к повышению контактной разности потенциалов, а значит, и к увеличению напряжения $U_{\text{пр}}$;

– к уменьшению толщины pn -перехода, что влечет за собой уменьшение напряжения $U_{проб}$ и уменьшение тока $I_{пр.доп.мах}$.

Напряжение пробоя $U_{проб}$ для диодов СВЧ составляет единицы вольт, $I_{пр.доп.мах}$ – 10–15 мА. Это недостатки данного типа диодов.

В связи с этим в настоящее время в качестве переключающих СВЧ-диодов часто используют диоды с pin -структурой. СВЧ-диоды с pin – структурой способны пропускать достаточно большие токи и в то же время имеют малую емкость, позволяющую применять диоды в СВЧ-диапазоне.

В качестве СВЧ-диодов также широко применяют диоды Шоттки.

Рассмотрим работу диодов с pin -структурой. В них между p и n -областями расположена область полупроводника с собственной проводимостью. Без внешнего напряжения в данной структуре образуются два перехода: p_i и i_n (рис. 2.7).



Рис. 2.7. СВЧ-диод pin – структуры без внешнего напряжения

СВЧ-диоды предназначены для работы на частотах 10^8 – 10^9 Гц и поэтому имеют точечный pn -переход. Для ускорения рассасывания неосновных носителей заряда в базе СВЧ-диоды изготавливают из полупроводника с высокой концентрацией примеси. В результате этого pn -переход получается очень тонким и напряжение пробоя составляет единицы вольт. Малое напряжение пробоя и выпрямленный ток у СВЧ-диодов ограничивают возможности их применения в качестве переключающих элементов. Этого недостатка не имеют pin -диоды, которые являются плоскостными, но имеют очень малую емкость.

2.6.6. Туннельные диоды

Туннельный диод – это полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на его ВАХ участка с отрицательной дифференциальной проводимостью при прямом напряжении.

ВАХ туннельного диода, приведенная на рис. 2.8, содержит (между точками 1 и 3) падающий участок, на котором уменьшение приложенного напряжения, т. е. отрицательный его прирост, вызывает увеличение тока.

Это означает, что туннельный диод на этом участке обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением $r_{\text{диф}} = \Delta U_{\text{пр}} / \Delta I_{\text{пр}} < 0$. Благодаря этому, туннельные диоды можно использовать для усиления и генерации электрических колебаний.

Поясним ВАХ туннельного диода, изображенную на рис. 2.8.

При определенной концентрации примесей в областях можно получить начальный (без внешнего напряжения) относительный сдвиг зонных диаграмм этих областей, соответствующий равновесному состоянию. При этом туннельный ток равен нулю. Если теперь к диоду приложить прямое напряжение, повышая его от 0 до 0,18 В, то зонная диаграмма p -области начнет опускаться относительно диаграммы n -области.

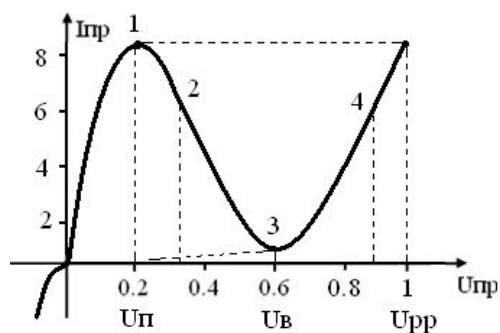


Рис. 2.8. ВАХ туннельного диода АИ301Г

Электроны с более низкими энергетическими уровнями в валентной зоне p -области и с более высокими уровнями в зоне проводимости n -области окажутся при этом напротив запрещенных зон, уровни которых они занять не могут. Из-за неравномерной плотности уровней, занимаемых электронами, перед запрещенной зоной n -области окажется больше электронов, чем перед запрещенной зоной p -области. Таким образом, равновесное состояние нарушится. Число электронов, способных перейти из зоны проводимости n -области в валентную зону p -области, будет больше, чем в обратном направлении. Поэтому через диод потечет прямой туннельный ток, значение которого при $U_{пр}=0,18$ В наибольшее (точка 1 на рис. 2.8). При дальнейшем повышении прямого напряжения туннельный ток уменьшается. При напряжении $U_{пр}=0,4$ В туннельный ток равен примерно половине максимального значения (точка 2 на рис. 2.8). При напряжении примерно $U_{пр}=0,6$ В туннельный ток становится равным нулю, т. к. взаимное перекрытие зон в p и n -областях прекращается и туннельный эффект невозможен (точка 3 на рис. 2.8). Но при этом потенциальный барьер понижается настолько, что становится заметным обычный ток диффузии, который быстро растет с повышением прямого напряжения (точка 4 на рис. 2.8). При обратном напряжении взаимное перекрытие зон по сравнению с исходным равновесным состоянием возрастает и через диод потечет обратный туннельный ток, резко увеличивающийся при повышении обратного напряжения.

По назначению туннельные диоды делятся на *усилительные, генераторные и переключающие*. Поскольку возникновение туннельного тока не связано с инжекцией носителей заряда, туннельные диоды имеют очень малую инерционность, обусловленную лишь небольшой емкостью, благодаря чему их применяют для усиления и генерации колебаний СВЧ.

На практике также находят применение так называемые *обращенные* диоды, изготовленные из полупроводника с несколько меньшей концентрацией примеси, чем у туннельных (критической). Туннельный эффект у них при прямом напряжении выражен слабо или совсем отсутствует, а при обратном на-

пряжении проявляется как у туннельных диодов, поэтому прямая ветвь ВАХ используется в качестве обратной (отсюда и название диодов). Достоинством обращенных диодов является очень малое прямое напряжение.

Благодаря этому они обладают более высокой чувствительностью, чем другие диоды, при работе в качестве детектора. Обратное напряжение у обращенных диодов тоже невелико (0,3–0,5 В).

Основные параметры туннельных диодов:

- $I_{\text{п}}$ – пиковый ток, прямой ток в точке максимума ВАХ (точка 1 на рис. 2.8);

- $U_{\text{п}}$ – напряжение пика, прямое напряжение, соответствующее пиковому току;

- $I_{\text{а}}$ – ток впадины, прямой ток в точке минимума ВАХ (точка 3 на рис. 2.8);

- $U_{\text{в}}$ – напряжение впадины, прямое напряжение, соответствующее току впадины;

- $U_{\text{пр}}$ – напряжение раствора, прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому;

- $C_{\text{д}}$ – емкость.

Предельные параметры туннельных диодов:

- $I_{\text{пр.мах}}$ – максимально допустимый постоянный прямой ток на второй восходящей ветви;

- $I_{\text{обр.мах}}$ – максимально допустимый постоянный обратный ток;

- $U_{\text{пр.мах}}$ – максимальное постоянное прямое напряжение, приводимое в справочниках для усилительных и генераторных диодов.

Исходным материалом для изготовления туннельных диодов служит арсенид галлия или германий.

Отличительной особенностью туннельных диодов является наличие на прямой ветви характеристики участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Благодаря этому туннельный диод может быть использован в качестве усилительного элемента.

В туннельных диодах туннельный эффект достигается за счет очень высокой концентрации примесей в p и n -областях.

Т. к., возникновение туннельного тока не связано с инжекцией носителей заряда, туннельные диоды имеют очень малую инерционность (за счет емкости) и поэтому могут применяться для усиления и генерации колебаний СВЧ.

2.6.7. Варикап

Варикап – это полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве электрически управляемой емкости.

Варикапы широко применяют в схемах автоматической подстройки частоты, частотной модуляции, в параметрических усилителях.

Параметры варикапа:

- C_n – номинальная емкость, емкость между выводами, измеренная при заданном обратном напряжении;
- K_c – коэффициент перекрытия по емкости, отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений;
- Q – добротность варикапа, отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению потерь при заданной емкости или обратном напряжении;
- $\alpha \Delta C / (C \Delta T)$ – температурный коэффициент емкости, представляющий собой относительное изменение емкости варикапа, приходящееся на один градус изменения температуры окружающей среды;
- $U_{обр. \max}$ – максимально допустимое обратное напряжение;
- $P_{\max}$ – максимально допустимая рассеиваемая мощность.

Относительное изменение емкости неодинаково для различных абсолютных значений температуры. Поэтому в справочниках обычно приводится температурная зависимость коэффициента α . Добротность варикапа также зависит от температуры. В справочниках приводится температурная зависимость либо добротности Q , либо относительного изменения добротности $\Delta Q/Q_0$.

Варикап имеет кремниевый *pn*-переход, полученный сплавным методом или диффузионным методом. Конструктивно варикапы могут быть оформлены в металлическом, металло-стеклянном или пластмассовом герметичном корпусе со стеклянными изоляторами и гибкими или жесткими выводами и болтом для крепления.

2.6.8. Стабилитрон

Полупроводниковый стабилитрон – это кремниевый диод, работающий в режиме электрического пробоя и предназначенный для стабилизации напряжения.

Применение кремния в качестве исходного материала при изготовлении стабилитронов объясняется малым значением и слабой зависимостью от температуры обратного тока у кремниевых диодов. Поскольку электрический пробой в диоде имеет место при обратном напряжении, последнее является рабочим напряжением для стабилитрона. Стабилитрон применяют в нелинейных цепях постоянного тока для стабилизации напряжения.

Для стабилизации высокого напряжения $U_{ст} > 3$ В используют обратную ветвь ВАХ (участок *AB* на рис. 2.4, *б*). Для стабилизации небольших значений $U_{ст} < 1$ В, например, в интегральных схемах, используют прямую ветвь ВАХ (участок *CD* на рис. 2.4, *б*), а применяемые в этом случае диоды называют *стабисторами*. Параметры стабисторов аналогичны параметрам стабилитронов.

На рис. 2.9, *а* показана ВАХ кремниевого стабилитрона, а на рис. 2.9, *б* – схема стабилизации напряжения с помощью стабилитрона.

Точка 1 соответствует минимальному значению тока, при котором обеспечивается режим электрического пробоя. Точка 3 соответствует максимально допустимой мощности, рассеиваемой диодом при обратном включении.

Схема стабилизации рассчитывается так, чтобы при номинальном входном напряжении $U_{вх}$ через сопротивление нагрузки R_n протекал требуемый ток, при котором напряжение на нагруз-

ке и стабилитроне было равно напряжению стабилизации $U_{ст}$, а ток, протекающий через стабилитрон, был равен $I_{ст.ср}$ (точка 2).

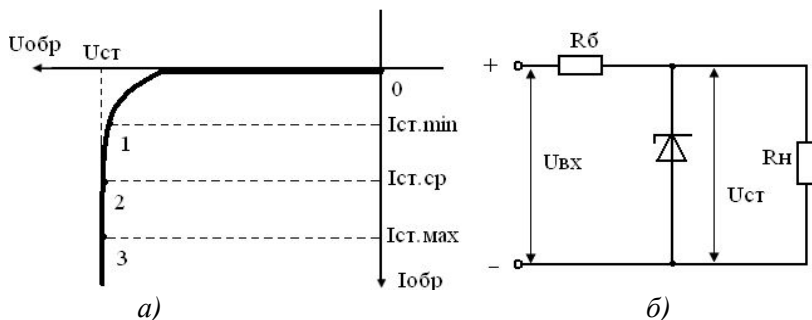


Рис. 2.9. Кремниевый стабилитрон:
а) VAX ; б) схема включения.

Процесс стабилизации напряжения на нагрузке протекает следующим образом. Если, например, входное напряжение повысилось, то сопротивление стабилитрона уменьшится, ток через него возрастет, а напряжение на нагрузке почти не изменится. Излишек напряжения гасится на балластном резисторе R_b .

Напряжение стабилизации стабилитрона зависит от удельного сопротивления базы, определяемого, в свою очередь, концентрацией примеси. Чем больше удельное сопротивление базы, тем выше напряжение стабилизации. Промышленностью выпускаются стабилитроны с напряжением стабилизации 3,3–180 В.

Основные параметры стабилитронов:

- $U_{ст}$ – напряжение стабилизации, т. е. напряжение на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации;
- $r_{ст}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона, т. е. $\Delta U_{ст}/\Delta I_{ст}$;
- $\alpha_{ст}$ – температурный коэффициент напряжения стабилизации, т. е. отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды при постоянном токе стабилизации.

Предельные параметры стабилитронов:

– $I_{ст. min}$ – минимально допустимый ток стабилизации (наименьший ток через стабилитрон), при котором напряжение $U_{ст}$ находится в заданных пределах;

– $I_{ст. max}$ – максимально допустимый ток стабилизации, при котором напряжение $U_{ст}$ находится в заданных пределах, а температура перехода не выше допустимой;

– P_{max} – максимально допустимая рассеиваемая мощность, при которой не возникает теплового пробоя перехода.

Выводы. Полупроводниковый стабилитрон представляет собой кремниевый диод, работающий под обратным напряжением в режиме электрического пробоя. Стабилитрон включается в схему параллельно нагрузке, а в неразветвленную цепь включают балластное сопротивление. Схема должна быть рассчитана так, чтобы при номинальном входном напряжении и заданном токе в нагрузке ток через стабилитрон был равен среднему значению между максимально и минимально допустимыми токами стабилизации. Необходимое напряжение стабилизации получают выбором соответствующей концентрации примеси в базе диода.

2.6.9. Диоды Ганна

Диоды Ганна используются в основном для генерирования колебаний ВЧ и СВЧ. В основе принципа действия этих диодов лежит эффект Ганна, проявляющийся наиболее сильно в кристаллах арсенида галлия электронного типа. Этот эффект связан с особой зависимостью подвижности носителей заряда от напряженности электрического поля.

Будем далее все физические величины, относящиеся к слабому и более сильному полям, обозначать соответственно индексами 1 и 2. В слабых электрических полях подвижность электронов относительно велика и постоянна: $\mu_n = \text{const}$ (рис. 1.8) Плотность дрейфового тока прямо пропорциональна E : $j_{н,др} = eN_n \mu_{n1} E = \sigma_1 E$, где N_n – концентрация электронов проводимости в полупроводнике, e – заряд электрона, $\sigma_1 = eN_n \mu_{n1}$

– проводимость полупроводника, величина прямо пропорциональная тангенсу угла наклона характеристики на участке OA (рис. 2.10, *a*).

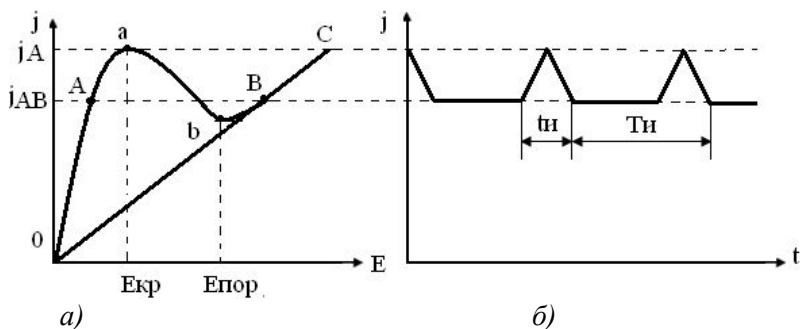


Рис. 2.10. Характеристики диода Ганна:

- a)* зависимость плотности тока от напряженности поля в кристалле арсенида галлия электронного типа;
б) временная диаграмма тока диода Ганна в режиме накопления заряда.

При увеличении напряженности электрического поля $E > E_{кр} \approx 3$ кВ/см вследствие увеличения скорости электронов между соударениями и повышения частоты этих соударений происходит уменьшение подвижности электронов, называемых *горячими*. При некотором пороговом значении $E = E_{пор} \approx 50$ кВ/см все электроны становятся «горячими», поэтому $j_{ндp} = eN_n \mu_{N2} E = \sigma_2 E$, где $\mu_{N1} > \mu_{N2}$ – подвижность «горячих» электронов; $\sigma_2 = eN_n \mu_{N2}$ – проводимость полупроводника при $E \geq E_{пор}$, величина прямо пропорциональная тангенсу угла наклона характеристики на участке BC (рис. 2.10, *a*).

Переход из одного состояния в другое показан на характеристике (рис. 2.10, *a*) падающим участком ab , в пределах которого диод обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением.

В работающем диоде к пластине кристалла с хорошими омическими контактами прикладывается напряжение («плюс» к аноду, «минус» к катоду), создающее напряженность электрического поля чуть меньше критической. Поэтому в начальный момент в кристалле возникает ток с плотностью, чуть меньшей j_A (рис 2.10, а), определяемый электронами с большой подвижностью n_N .

Выводы: При увеличении напряженности электрического поля $E > E_{кр} \approx 3$ кВ/см вследствие увеличения скорости электронов между соударениями и повышения частоты этих соударений происходит уменьшение подвижности электронов, называемых «горячими». В работающем диоде к пластине кристалла с хорошими омическими контактами прикладывается напряжение, создающее напряженность электрического поля чуть меньше критической. Из-за неоднородности структур напряженность поля в области контактов оказывается больше критической. Около катода при $E > E_{кр}$ появляются электроны, обладающие меньшей подвижностью. Отставание этих электронов приводит к образованию возле катода так называемого домена. Работающий диод Ганна формирует импульсный ток с длительностью импульсов $t_{и} \approx 10^{-10}$ с (равной сумме времени зарождения и исчезновения домена) с периодом следования, равным времени прохождения домена через кристалл $T_{и} = l/v_n$, где l – длина кристалла; $v_n = E_{вн2} = E_{ан1}$ – скорость движения домена. Диод Ганна в режиме с ограниченным накоплением объемного заряда может использоваться как источник СВЧ-колебаний, рабочая частота которого (до 300 ГГц) определяется не диодом, а резонансной системой, подключенной к диоду.

2.7. Система обозначений полупроводниковых диодов

Согласно ГОСТу 10862-72, полупроводниковым диодам присваивается обозначение из четырех элементов.

1. Буква или цифра, обозначающая исходный материал: Г или 1 – германий; К или 2 – кремний; А или 3 – арсенид галлия (цифровые

обозначения имеют приборы, используемые в устройствах специального назначения).

2. Буква, указывающая подкласс прибора.

3. Число, первая цифра которого указывает назначение прибора и его электрические свойства, а последующие две цифры (от 1 до 99) обозначают порядковый номер разработки. Для стабилитронов последующие две цифры обозначают: при $U_{\text{стаб}} < 10 \text{ В}$ – увеличенное в 10 раз $U_{\text{стаб}}$, например, КС147А – 4,7 В; при $U_{\text{стаб}}$ порядка 10–99 В – номинальное $U_{\text{стаб}}$, например, КС213Б-13 В.

4. Буква, указывающая разновидность прибора данного типа (для стабилитронов – очередность разработки).

Контрольные вопросы:

1. Почему характеристика обратного тока выпрямительного диода, снятая при комнатной температуре, отличается от идеальной характеристики $p\bar{n}$ -перехода?

3. Что такое дифференциальное сопротивление диода?

4. Что такое время восстановления обратного сопротивления диода?

5. Почему на СВЧ хорошо работают диоды Шоттки?

6. Каким образом кремниевый стабилитрон стабилизирует напряжение?

7. Что такое варикап?

3. ТРАНЗИСТОРЫ

3.1. Физические процессы протекающие в биполярных транзисторах

Биполярный транзистором называют полупроводниковый прибор, основу которого составляют два взаимодействующих и выпрямляющих электронно-дырочных перехода, и который имеет три вывода или более, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

В биполярном транзисторе используются одновременно два типа носителей зарядов – электроны и дырки, отсюда следует и название – *биполярный*.

В зависимости от порядка расположения трех областей в полупроводниковом кристалле различают транзисторы *pnp* и *npn*-типов (рис. 3.1).

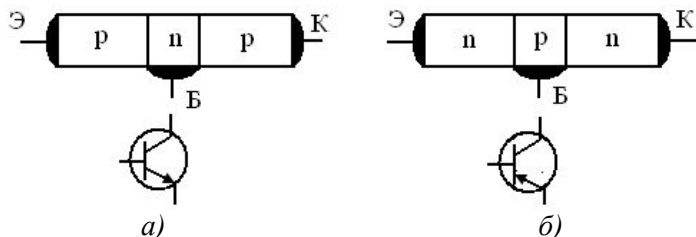


Рис. 3.1. Структура и условно-графические обозначения *pnp* (а) и *npn* (б) – транзисторов

Одна область с большей концентрацией примеси служит эмиттером (Э), а другая – коллектором (К), т. е. собирателем носителей зарядов. Между ними находится тонкий слой базы (Б). На границе раздела областей эмиттера и базы образуется эмиттерный (ЭП), а на границе между областями коллектора и базы – коллекторный (КП) *pn*-переходы. Таким образом, работа бипо-

лярного транзистора основана на взаимодействии двух pn -переходов.

При работе транзистора в усилительном режиме на ЭП подают прямое, а на КП – обратное напряжения.

Принцип работы биполярного транзистора рассмотрим на примере транзистора pnp -типа, для которого концентрация основных носителей заряда в p -области существенно выше, чем в n -области, т. е. $N_n \ll P_p$.

Для данной структуры (рис. 3.2):

- с эмиттера (n – область) будут инжектированы дырки в соседнюю p – область, т.е. в область базы;
- в коллектор (n – область) будут экстрагировать находящиеся в p – области дырки.

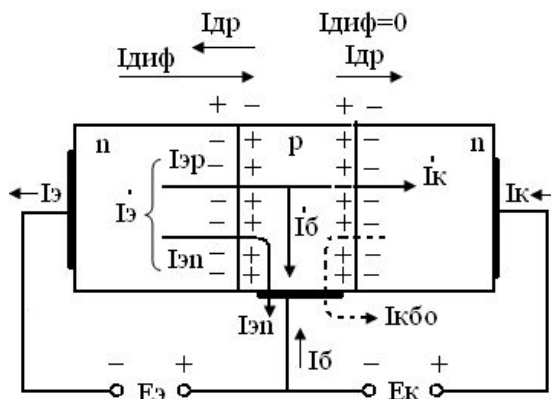


Рис. 3.2. Токи в транзисторе при подключении источника питания

Таким образом, основной носитель заряда, попадая в соседнюю область, становится неосновным носителем заряда, и это процесс называется инжекцией. Если основной носитель заряда попадая, в другую область становится опять же основным, то этот процесс называется экстракцией.

Металлические выводы, привариваемые или припаеваемые к полупроводниковым областям, называют соответственно *эмиттерным, коллекторным и базовым выводами*.

Итак, ток эмиттера – это ток диффузии, состоящий из значительной дырочной составляющей и малой электронной составляющей: $I_э = I_{эп} + I_{эн}$.

Из-за ухода свободных электронов из базы в эмиттер в результате диффузии база зарядится положительно. Это значит, потенциал базы станет выше потенциала, соединенного с ней проводника. Под действием этой разности потенциалов из соединительного проводника в базу будут поступать электроны. Таким образом, электронная составляющая $I_{эн}$ тока эмиттера замыкается через базовый вывод и поэтому является одной из составляющих тока базы. Дырочная составляющая тока эмиттера в транзисторной структуре *npn*-типа является бесполезной, т. к. она не участвует в создании управляемого тока коллектора. Чем меньше эта составляющая, тем выше эффективность эмиттера и это называется коэффициентом инжекции:

$$\gamma = \frac{I_{эп}}{I_{эп} + I_{эн}} = \frac{I_{эп}}{I_n}$$

Таким образом, часть инжектированных в область базы электронов рекомбинирует с основными носителями в этой области, образуя ток базы $I_б'$.

Другая часть инжектированных дырок, которая достигает коллекторного перехода, с помощью электрического поля, создаваемого напряжением $U_{кб}$, подвергается экстракции во вторую *n*-область транзистора – коллектор, образуя через переход коллекторный ток $I_к'$.

Уменьшение потока электронов через коллекторный переход, а следовательно и коллекторного тока, по сравнению с потоком дырок через эмиттерный переход можно учесть следующим соотношением:

$$I_к' = \alpha I_э, \quad (3.1)$$

где $\alpha = 0,95 - 0,99$ – *дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера*.

Коэффициент α – отношение соответствующих приращений коллекторного $\Delta I_к$ и эмиттерного $\Delta I_э$ токов, в связи с чем

его более точное название будет звучать так: *динамический коэффициент передачи тока эмиттера*.

Через запертый коллекторный переход будет создаваться обратный ток $I_{кб\text{ обр.}}$ ($I_{кбо}$), образованный потоком из n -области в p -область неосновных носителей заряда для коллекторной области – дырок, который совместно с током I_k' образует выходной ток транзистора

$$I_k = I_k' + I_{кбо} \quad (3.2)$$

и ток в базовом выходе

$$I_б = I_б' - I_{кбо}. \quad (3.3)$$

С учетом формулы (3.1) получим значение тока коллектора

$$I_k = \alpha I_э + I_{кбо}. \quad (3.4)$$

Из соотношения $I_э \gg I_{кбо}$ следует, что

$$I_k \approx \alpha I_э. \quad (3.5)$$

Основное соотношение для токов транзистора составляется по первому закону Кирхгофа

$$I_э = I_k + I_б. \quad (3.6)$$

Заменяв $I_э$ значением из формулы (3.5), получим

$$I_б = I_k / \alpha - I_k \text{ или } I_б = [(1 - \alpha) / \alpha] \cdot I_k, \quad (3.7)$$

отсюда

$$I_б / I_k = \alpha / (1 - \alpha) = \beta \text{ или } I_k = \beta \cdot I_б. \quad (3.8)$$

Таким образом, $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ – *дифференциальный коэффициент передачи тока базы*.

Поскольку значение тока I_k зависит от значений токов $I_э$ и $I_б$, при этом значение тока I_k существенно зависит от эффективности взаимодействия двух pn -переходов. Уменьшению рекомбинации инжектированных в область базы носителей заряда, а следовательно, повышению эффективности взаимодействия двух pn -переходов, способствует также меньшая концентрация основных носителей заряда в области базы по сравнению с концентрацией их в эмиттерной области.

Основные свойства транзистора определяются процессами в базе:

– если концентрация примесей по всему объему базового слоя одинакова, т. е. база однородна, то движение носителей заряда в ней (при отсутствии внешнего напряжения на транзи-

стор) носит чисто *диффузионный характер*. Такие транзисторы называют *диффузионными*;

- если же база неоднородна, то за счет образовавшегося в ней внутреннего электрического поля движение носителей будет комбинационным: диффузия сочетается с дрейфом носителей заряда в этом поле. Такие транзисторы называют *дрейфовыми*. Они обладают лучшими частотными свойствами и получили наибольшее распространение;

- сопротивление обратно смещенного *коллекторного перехода* (при подаче на него напряжения $U_{обр}$) велико – несколько МОм, поэтому в цепь коллектора можно включать резистор R_n с весьма большим сопротивлением, не изменяя значения тока коллектора. Следовательно, в цепи нагрузки будет выделяться значительная мощность;

- сопротивление прямо смещенного эмиттерного перехода (при подаче на него напряжения $U_{пр}$) мало – десятки Ом, поэтому при почти одинаковых значениях тока эмиттера и тока коллектора мощность, потребляемая в цепи эмиттера, оказывается существенно меньше мощности, выделяемой в цепи нагрузки. Это указывает на то, что транзистор является полупроводниковым прибором, усиливающим мощность.

С другой стороны, малые значения входного напряжения (прямое смещение эмиттерного перехода, составляющее десятые доли вольта) и большие значения выходного напряжения (обратное смещение коллекторного перехода, составляющее десятки вольт) указывают на то, что этот управляемый нелинейный элемент может применяться для усиления напряжения.

3.2. Статические характеристики схемы включения с общей базой

В рассматриваемой схеме включения биполярного транзистора относительно источников питания базовый вывод является общей точкой подключения эмиттерной цепи с источником питания и коллекторной цепи с коллекторным источником, поэтому данную схему называют *схемой с общей базой*. На практике об-

щую точку обычно заземляют, поэтому данная схема получила еще одно название – *схема с заземленной базой*.

Различают *статический режим* транзистора, при котором на его электроды подано только напряжение от источников питания, и *динамический режим*, при котором кроме этих напряжений на вход транзистора подается усиливаемый сигнал, а в цепь выходного электрода включено R_n .

Статические характеристики транзистора представляют собой зависимости тока в цепи одного из электродов от изменяющегося питающего напряжения, на этом электроде при неизменном питающем напряжении на другом электроде или токе в цепи последнего.

Для схемы с ОБ используются следующие характеристики:

– *входная характеристика*: эмиттерная характеристика – это зависимость тока I_3 от напряжения $U_{эб}$ при неизменном напряжении на коллекторе: $I_3 = f(U_{эб})$ при $U_{кб} = \text{const}$;

– *выходная характеристика*: коллекторная характеристика – это зависимость тока I_k от напряжения $U_{кб}$ при неизменном токе эмиттера: $I_k = f(U_{кб})$ при $I_3 = \text{const}$.

Несколько одноименных статических характеристик, снятых при различных значениях поддерживаемой постоянной третьей величины и построенных в общей системе координат, называются *семейством статических характеристик*. На рис. 3.8 показаны семейства эмиттерных и коллекторных статических характеристик транзистора по схеме с ОБ.

В справочниках обычно приводятся две входные статические характеристики для напряжений: $U_{кб} = -5 \text{ В}$ и $U_{кб} = 0 \text{ В}$.

Эмиттерная характеристика при напряжении $U_{кб} = 0 \text{ В}$ представляет собой ВАХ диода при прямом включении. При $U_{кб} > 0 \text{ В}$ эмиттерная характеристика смещается влево. Это означает, что при напряжении $U_{бэ} = \text{const}$ увеличение (по модулю) напряжения $U_{кб}$ вызывает увеличение тока I_3 , причем значительное.

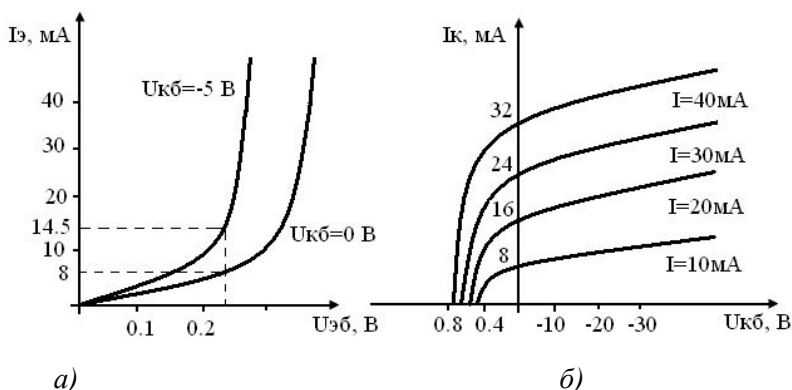


Рис. 3.3. Семейство входных и выходных статических ВАХ схемы с ОБ

Из рис. 3.3, а видно, что при неизменном напряжении $U_{\text{эб}} = 0,25 \text{ В}$ прирост напряжения $U_{\text{кб}}$ в 5 В вызывает увеличение тока $I_{\text{э}}$ с 8 до 14,5 мА, т. е. почти вдвое. Коллекторное напряжение влияет и на ток базы $I_{\text{б}}$.

Коллекторный переход находится под обратным напряжением. Повышение обратного напряжения вызывает расширение коллекторного перехода. При этом, последний приближается к эмиттерному переходу, в результате чего уменьшается рабочая толщина базы. Явление изменения рабочей толщины базы под действием изменяющегося коллекторного напряжения принято называть *модуляцией толщины базы (эффект Эрли)*.

Уменьшение рабочей толщины базы приводит, во-первых, к увеличению градиента концентрации инжектированных в базу дырок, в результате чего увеличивается ток диффузии, т. е. ток эмиттера $I_{\text{э}}$, во-вторых – к уменьшению рекомбинационной составляющей тока эмиттера $I_{\text{э,рек}}$, т. к. уменьшение числа дырок, успевающих рекомбинировать в базе, происходит быстрее, чем увеличение тока эмиттера.

При подаче коллекторного напряжения $|U_{\text{кб}}| > 0 \text{ В}$ появляется обратный ток коллектора $I_{\text{кбо}}$, который тоже уменьшает ток

базы. Уменьшение тока базы вызывает дополнительный прирост тока эмиттера, т. к. уменьшается падение напряжения на объемном сопротивлении базы и поэтому возрастает прямое напряжение, приложенное к эмиттерному переходу.

Из характеристик, приведенных на рис. 3.3, *а*, видно, что малые изменения $U_{3б}$ вызывают значительные приросты тока I_3 .

Это говорит о том, что транзистор, включенный по схеме с ОБ, имеет малое входное дифференциальное сопротивление:

$$R_{вх.б} = \Delta U_{3б} / \Delta I_3 \text{ при } U_{кб} = \text{const.} \quad (3.9)$$

Для транзисторов малой мощности сопротивление $R_{вх.б}$ в зависимости от точки, в которой оно определяется, составляет единицы – десятки Ом.

В семействе *коллекторных характеристик*, изображенных на рис. 3.3, *б*, нет характеристики, соответствующей току $I_3=0$.

При токе $I_3=0$ в базу из эмиттера не поступают дырки, и в цепи коллектора протекает только обратный ток $I_{кб0}$, который при комнатной температуре, даже у германиевых транзисторов, настолько мал, что в одном масштабе с характеристиками для тока $I_3>0$ изобразить характеристику для тока $I_3=0$ невозможно, т.к. она сольется с горизонтальной осью.

Коллекторные характеристики идут почти параллельно горизонтальной оси, т. е. ток I_k почти не зависит от напряжения $U_{кб}$.

Объясняется это тем, что при токе $I_3=\text{const}$ прирост тока I_k при увеличении напряжения $U_{кб}$ происходит лишь за счет уменьшения рекомбинационного тока $I_{3,рек}$, который очень мал.

Слабая зависимость тока I_k от напряжения $U_{кб}$ свидетельствует об очень высоком сопротивлении транзистора с ОБ:

$$R_{вых.б} = \Delta U_{кб} / \Delta I_k \text{ при } I_3 = \text{const.} \quad (3.10)$$

Для транзисторов малой мощности сопротивление $R_{вых.б}$ имеет порядок сотен тысяч Ом, а у некоторых типов транзисторов может даже превышать 1 МОм.

Схема включения транзистора с ОБ имеет ряд недостатков, наиболее существенный из которых состоит в том, что схема с ОБ не дает усиления по току. Кроме того, из-за малого входного сопротивления $R_{вх.б}$ транзистор с ОБ потребляет относительно большой ток от источника сигнала. Чрезмерно большое $R_{вых.б}$ в

большинстве случаев является нежелательным, т. к. затрудняет согласование с нагрузкой.

Указанные недостатки устраняются, если источник эмиттерного напряжения (а в рабочем режиме и источник сигнала) включить не в эмиттерный, а в базовый провод. В этом случае общей точкой подключения входной и выходной цепей транзистора является вывод эмиттера, т. е. имеет место схема включения транзистора с общим эмиттером.

3.3. Статические характеристики схемы включения с общим эмиттером

Входная характеристика – это зависимость тока I_b от напряжения $U_{бэ}$ при неизменном напряжении на коллекторе: $I_b = f(U_{бэ})$ при $U_{кэ} = \text{const}$.

Рассматривая зависимость тока базы от напряжения на базе $U_{бэ}$, следует иметь в виду, что последнее воздействует на ток базы не непосредственно, а через ток эмиттера (рис. 3.4, а).

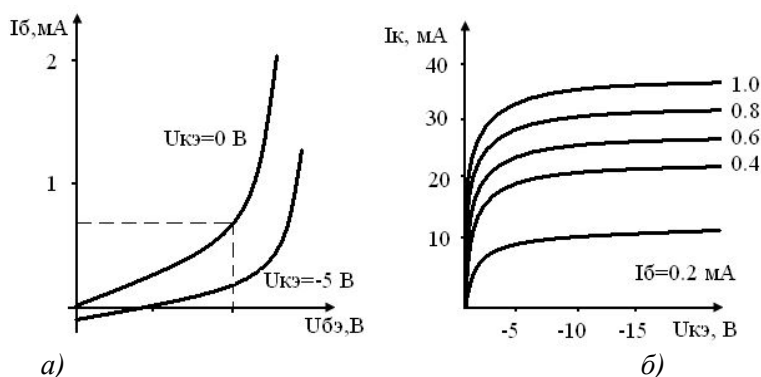


Рис. 3.4. Семейство статических характеристик транзистора при включении с ОЭ:
а) входные характеристики; б) выходные характеристики

Увеличение напряжения $U_{бэ}$ вызовет увеличение тока эмиттера $I_{э}$, при этом за счет роста составляющих тока $I_{эп}$ и $I_{рек}$ увеличится и ток базы.

Сравнивая входные статические характеристики транзистора в схеме с ОЭ с одноименными характеристиками для схемы с ОБ, можно заметить некоторые различия между ними:

- во-первых, в схеме с ОЭ напряжение $U_{кэ}$ не увеличивает входной ток $I_{бэ}$, а уменьшает его, т. е. смещает характеристику вправо. Причем резкое уменьшение тока базы происходит при изменении напряжения $U_{кэ}$ от нуля до значения, примерно равного напряжению на базе $E_{бэ}$, то есть до нескольких десятых долей вольта, а дальнейшее увеличение напряжения $U_{кэ}$ мало влияет на ток базы;

- во-вторых, входная характеристика в схеме с ОЭ, снятые при наличии напряжения $U_{кэ}$, имеют отрицательный участок.

Выводы: В отличие от схемы с ОБ схема с ОЭ, наряду с усилением по напряжению, дает также усиление по току. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, усиливает приращения тока базы (амплитуду тока сигнала) в десятки раз. Усиление по напряжению в данной схеме остается примерно таким же, как и в схеме с ОБ (порядка десятков раз). Поэтому усиление по мощности в схеме с ОЭ значительно больше, чем в схеме с ОБ. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ, имеет более приемлемые значения входного и выходного сопротивлений (входное больше, а выходное меньше), чем по схеме с ОБ. Благодаря указанным преимуществам схема с ОЭ находит наибольшее применение на практике.

3.4. h -параметры транзистора как четырехполюсника

Недостаток системы физических параметров транзистора в том, что не все из них могут быть изменены непосредственно, поэтому на практике чаще пользуются внешними параметрами, которые можно получить, если транзистор рассматривать как активный линейный четырехполюсник (как электрическую схему), имеющую два выходных зажима (полюса).

Активным называется четырехполюсник, способный усиливать сигналы по мощности за счет энергии источника питания. Для того чтобы транзистор можно было считать *линейным* четырехполюсником (рис. 3.5), амплитуды переменных напряжений, приложенных к транзистору, должны быть достаточно малы.

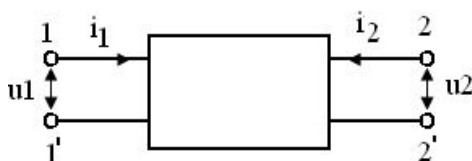


Рис. 3.5. Линейный четырехполюсник

Из четырех взаимосвязанных величин напряжений и токов на входе и выходе четырехполюсника можно выбрать любую пару в качестве независимых переменных. Тогда оставшиеся две величины будут зависимыми переменными. При этом возможны шесть вариантов указанного выбора и, соответственно, шесть систем параметров четырехполюсника.

На практике наибольшее применение нашла смешанная система h -параметров, в которой параметры имеют разные размерности и легко измеряются. В системе h – параметров в качестве независимых переменных принимают i_1 и u_2 , при этом: $u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$; $i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$.

В первом случае, при $u_2 = 0$ (режим короткого замыкания), получим:

– $h_{11} = u_1 / i_1$ при $u_2 = 0$ – входное сопротивление транзистора в режиме короткого замыкания (КЗ) на выходе;

– $h_{21} = i_2 / i_1$ при $u_2 = 0$ – коэффициент передачи (усиления) тока в режиме КЗ на выходе.

Во втором случае, при $i_1 = 0$ (режим холостого хода), получим:

– $h_{12} = u_1 / u_2$ при $i_1 = 0$ – коэффициент обратной связи в режиме холостого хода (ХХ) на входе;

– $h_{22}=i_2/u_2$ при $i_1=0$ – выходная проводимость в режиме ХХ на входе.

Выводы. Наибольшее применение на практике имеет система h -параметров, в которой параметры транзистора определяются как параметры активного линейного четырехполюсника. Все h -параметры легко измеряются, они имеют различные значения для схем включения транзистора с ОБ и ОЭ.

3.5. Электрические параметры транзистора

Биполярный транзистор характеризуется параметрами, соответствующими следующим его режимам и свойствам:

- режиму постоянного тока;
- частотным свойствам;
- режиму малого сигнала;
- режиму большого сигнала;
- предельным режимам.

Параметрами постоянного тока, определяющими значения неуправляемых токов через pn -переходы транзисторов, являются следующие:

– обратный ток коллектора $I_{кбо}$ – ток через переход КБ при разомкнутой цепи эмиттера и заданном напряжении $U_{кб}$ (схема включения биполярного транзистора с ОБ);

– обратный ток эмиттера $I_{эбо}$ – ток через переход ЭБ при разомкнутой цепи коллектора и заданном напряжении на эмиттере $U_{эб}$ (схема включения биполярного транзистора с ОБ);

– обратный ток коллектор – эмиттер $I_{кэо}$ (устаревшее название начального тока коллектора $I_{к.н}$) – ток в цепи коллектора при непосредственно замкнутой цепи эмиттер – база и заданном напряжении на коллекторе $U_{кэ}$ (схема включения биполярного транзистора с ОЭ).

Параметры в режиме малого сигнала (напряжение сигнала меньше, чем напряжение смещения V_T) устанавливают связь между изменениями тока и напряжения на входе и выходе транзистора. Характеристики транзисторов нелинейны, поэтому параметры в режиме малого сигнала значительно зависят от выбо-

ра исходного режима (выбор рабочей точки). В режиме малого сигнала транзистор рассматривают как активный линейный четырехполюсник (электрическая схема, имеющая два входных и два выходных зажима).

Параметры h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} отражают электрические свойства транзисторов в отношении малых сигналов НЧ в выбранной рабочей точке. Поясним физический смысл этих параметров.

$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1$ – входное сопротивление биполярного транзистора (КЗ по переменному току на выходе, т. е. $\Delta U_2 = 0$).

$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению (при холостом ходе во входной цепи, т. е. $\Delta I_1 = 0$).

Коэффициент обратной связи по напряжению показывает, какая часть напряжения сигнала ΔU_2 , действующего на выходных зажимах транзистора, передается обратно во входную цепь.

$h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1$ – коэффициент передачи тока (короткое замыкание по переменному току на выходе, т. е. $\Delta U_2 = 0$).

Коэффициент передачи тока показывает, на какое значение изменяется выходной ток транзистора ΔI_2 при изменении входного тока на значение ΔI_1 . Коэффициенты передачи тока определяют на низких (50–1000 Гц) частотах, при которых можно пренебречь фазовым сдвигом между токами и напряжениями на входе и выходе транзистора.

$h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$ – отношение изменения выходного тока к вызвавшему его изменению выходному напряжению – выходная проводимость биполярного транзистора (при холостом ходе на входе, $\Delta I_1 = 0$).

Емкость коллекторного перехода C_k между выводами К и Б при отключенном Э и обратном смещении на коллекторе.

Емкость эмиттерного перехода C_e между выводами Э и Б при отключенном К и обратном смещении на эмиттере.

Постоянная времени цепи обратной связи на ВЧ $\tau = r_b \cdot C_k$, где r_b – омическое сопротивление базы.

Частотные свойства характеризуются следующими параметрами.

Предельная частота коэффициента передачи тока – это частота, на которой модуль коэффициента передачи тока уменьшится в $\sqrt{2}$ раз (до 0,707 своего значения на НЧ):

- $f_{h_{21\beta}} f_{\alpha}$ – для схемы с общей базой (ОБ);
- $f_{h_{21\beta}} f_{\beta}$ – для схемы с общим эмиттером (ОЭ).

Предельная частота непосредственно не определяет частотный предел использования транзистора, а ограничивает ту область частот, в пределах которой можно пренебречь частотной зависимостью параметров (на более высоких частотах происходит отставание по фазе переменной составляющей тока I_k от переменной составляющей тока I_b).

Граничная частота коэффициента передачи тока $f_{гр}$ – это частота, на которой $|f_{21\beta}|=1$.

Предельные и граничные частоты связаны соотношением

$$f_{гр} \approx 0,8 \cdot f_{h_{21\beta}}. \quad (3.11)$$

Максимальная частота генерации f_{max} (МГц) – наибольшая частота, на которой транзистор способен генерировать колебания в схеме автогенератора при оптимальной обратной связи.

$$f_{max} = \sqrt{\frac{h_{21\beta} f_{h_{21\beta}}}{30\tau}}, \quad (3.12)$$

где $f_{h_{21\beta}}$ – предельная частота коэффициента передачи тока, Гц;
 $\tau = \tau_b \cdot S_k$, пс; f_{max} , МГц.

Параметры в режиме большого сигнала характеризуют работу транзисторов в режимах, при которых токи и напряжения между выводами транзистора меняются в широких пределах. Эти параметры используются для оценки режима работы транзистора в мощных каскадах усилителей, автогенераторах и импульсных схемах.

К параметрам в режиме больших сигналов относят:

- статический коэффициент передачи тока (для схемы с ОЭ): $h_{21\beta}$ – определяется как отношение постоянного тока коллектора к току базы;
- напряжения насыщения $U_{бэ,нас}$, $U_{кэ,нас}$.

В режиме насыщения оба *pn*-перехода находятся в открытом состоянии. Напряжения на переходах: ЭП – прямое напряжение, КП – прямое напряжение. Ток в выходной цепи макси-

мален при выбранном значении сопротивления R_H . Режим насыщения применяется для замыкания цепей передачи сигнала.

Параметры предельных режимов рекомендуется не превышать, но при некоторых еще обеспечивается заданная надежность:

- $U_{кб.мах}$ – постоянное обратное напряжение коллектор–база;
- $U_{кэ.мах}$ – постоянное напряжение база–эмиттер;
- $U_{кэ.мах}$ – постоянное напряжение коллектор–эмиттер;
- $P_{к.мах}$ – мощность, рассеиваемая коллектором;
- $I_{к.мах}$ – постоянный ток коллектора (а также $I_{б.мах}$, $I_{э.мах}$);
- $t_{к.мах}$ – температура коллекторного перехода.

3.6. Схемы включения, режимы работы и основные параметры биполярного транзистора

Биполярный транзистор как усилительное устройство может быть представлен в виде четырехполюсника. В зависимости от того, какой из трех выводов биполярного транзистора является общим для входа и выхода четырехполюсника, различают схему включения транзистора с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК).

Схемы, приведенные на рис. 3.6, представляют собой схему включения транзистора с ОЭ и используются наиболее часто. Полярность подключаемого внешнего источника зависит от типа транзистора: pnp (рис. 3.6, а) или nnp (рис. 3.6, б).

В случае включения биполярного транзистора с ОЭ входной ток соответствует току базы, а выходной – току коллектора.

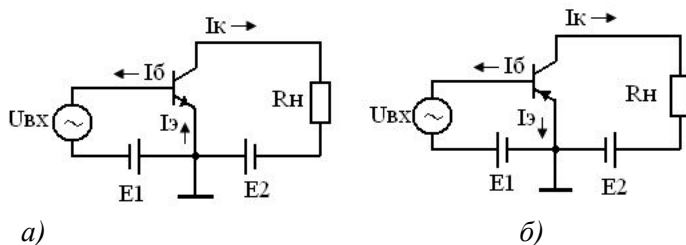


Рис. 3.6. Схемы включения биполярного транзистора с ОЭ:
а) транзистор типа pnp ; б) транзистор типа nnp .

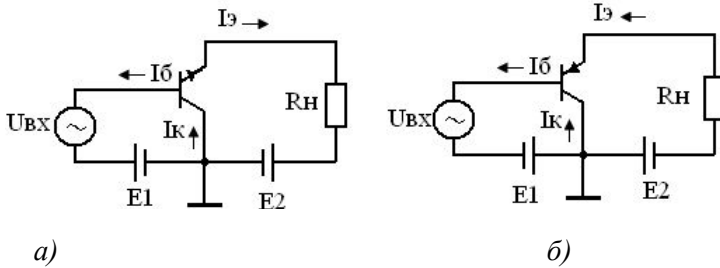


Рис. 3.7. Схема включения биполярного транзистора с ОК:
а) транзистор типа *npn*; б) транзистор типа *pnp*

При включении биполярного транзистора с ОБ входной ток соответствует *току эмиттера*, а выходной – *току коллектора*.

Особое место из всех схем включения биполярного транзистора занимает схема с ОК, где входной ток соответствует току базы, а выходной – току эмиттера (рис. 3.7).

Однако такое подключение (как на рис. 3.7) источников питания E_1 и E_2 к выводам биполярного транзистора создает *инверсный режим* его работы, что приводит к уменьшению значения дифференциального коэффициента передачи тока эмиттера, а следовательно и β – дифференциального коэффициента передачи тока базы.

Поэтому на практике применяют схему включения биполярного транзистора с ОК, приведенную на рис. 3.8 и обеспечивающую *нормальный режим* работы транзистора и сохранение тока $I_{вх}$, соответствующего току $I_{б}$, и тока $I_{вых}$, соответствующего току $I_{э}$.

Так как сопротивление нагрузки $R_{н}$ в схеме с ОК включено в эмиттерную цепь, то эта схема чаще называется *схемой эмиттерного повторителя*.

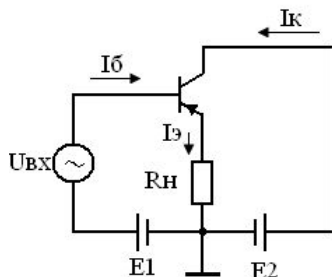


Рис. 3.8. Схема включения биполярного транзистора с ОК (эмиттерный повторитель)

3.7. Режимы работы биполярного транзистора

Таблица 3.1

Режимы работы биполярного транзистора

Режим работы	Напряжение на переходах	Свойства
Нормальный режим (активный)	ЭП – прямое КП – обратное	Усиление слабых сигналов; $\max \alpha$; минимальные искажения усиленного сигнала
Инверсный режим	ЭП – обратное КП – прямое	Значительное уменьшение α по сравнению с нормальным режимом; применяется редко
Режим насыщения	ЭП – прямое КП – прямое (транзистор полностью открыт)	Ток в выходной цепи максимальный, при выбранном значении R_n и не управляется $I_{вх}$; применяется для замыкания цепей передачи сигнала
Режим отсечки	ЭП – обратное КП – обратное	$I_{вых} \approx 0$; применяется для размыкания цепей передачи сигналов

Выводы 2-й главы. Для того чтобы транзистор хорошо усиливал токи высоких частот, он должен иметь очень тонкую базу и малые емкости коллекторного перехода и сопротивление базы. Транзисторы, у которых перемещение носителей заряда через базу осуществляется только за счет диффузии, называются бездрейфовыми. Хорошие частотные свойства имеют дрейфовые транзисторы, у которых база имеет неодинаковую концентрацию примеси: большую около эмиттера и малую – около коллектора.

Возникающее в результате этого электрическое поле в базе ускоряет движение инжектированных носителей заряда к коллекторному переходу, благодаря чему улучшаются частотные свойства транзистора. Из-за низкоомного слоя в базе вблизи эмиттера уменьшение толщины базы не приводит к существенному увеличению ее сопротивления. Это дает возможность получить транзистор с очень тонкой базой при малом ее сопротивлении и с малой емкостью коллекторного перехода.

Благодаря этому, а также ускоряющему действию электрического поля граничная частота у дрейфовых транзисторов может достигать 2000 МГц. Под действием прямого напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, потенциальный барьер понижается, и в базу диффундируют (инжектируют) электроны. Инжектированные в базу электроны диффундируют в сторону коллекторного перехода. Так как база очень тонкая и концентрация основных носителей заряда – дырок – в ней низкая, почти все инжектированные в базу электроны достигают коллекторного перехода и перебрасываются полем перехода в коллектор, образуя управляемый ток коллектора.

Небольшая часть инжектированных электронов, успевая рекомбинировать в базе, образует рекомбинированную составляющую тока эмиттера $I_{э,рек}$, замыкающуюся через цепь базы. Через цепь базы замыкаются также небольшая дырочная составляющая тока эмиттера $I_{э,д}$, образованная диффузией дырок из базы в эмиттер и обратный ток коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Последний направлен навстречу составляющим тока $I_{э,д}$ и тока $I_{э,рек}$.

Контрольные вопросы:

1. Как образуются эмиттерный, базовый и коллекторный токи?
2. Схемы включения транзисторов.
3. Режимы работы биполярного транзистора.
4. Статистические характеристики транзистора.
5. h -параметры транзистора.

4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Все задачи, которые решаются с помощью электронных приборов в практических схемах, по-существу, сводятся к управлению потоком носителей заряда. Естественно, что при выборе того или иного прибора предпочтение отдается такому, у которого при прочих равных условиях меньше затраты мощности для управления и меньше ток в цепи управления.

У биполярных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ, сравнительно мало входное сопротивление, поэтому в цепи управления протекают сравнительно большие токи, и требуется значительная мощность для управления потоком носителей заряда. Еще сильнее это свойство проявляется в схеме с ОБ. Поэтому возникает задача: создать полупроводниковый прибор с большим входным сопротивлением и минимальным потреблением тока и мощности на входе для управления потоком носителей заряда.

Как решить подобную задачу, т. е. создать полупроводниковый прибор с большим входным сопротивлением? Вспомним, что у биполярного транзистора в нормальном (активном) режиме:

- эмиттерный переход открыт (приложено прямое напряжение);
- потенциальный барьер компенсируется;
- входное сопротивление уменьшается.

Для того чтобы увеличить входное сопротивление, необходимо, чтобы входной pn -переход был закрыт, т. е. находился под обратным напряжением (у биполярного транзистора это режим отсечки, когда транзистор не поддается управлению и его выходной ток минимален). Эта задача – создание прибора с pn -переходом на входе, работающем при обратном напряжении, может быть решена с помощью *полевого транзистора*.

Чтобы лучше уяснить принцип действия полевого транзистора, рассмотрим биполярный транзистор, например, pnp -типа, у которого к двум выводам продольного сечения базы подключен источник питания, а на pn -переходы, образованные базой и соединенные вместе коллектором и эмиттером, подается обратное напряжение (рис. 4.1).

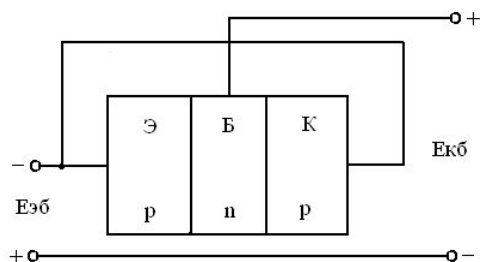


Рис. 4.1. Схема, поясняющая создание полевого транзистора с n -каналом на основе биполярного транзистора

Концентрация примесей в базе гораздо меньше, чем в эмиттере и коллекторе, поэтому при подаче обратного напряжения pn -переход в основном расположится в базе. Мы знаем, что при различных концентрациях примесей pn -переход при подаче обратного напряжения расширяется в направлении области с меньшей концентрацией примеси. Не занятая переходом область в базе является токопроводящим каналом.

Очевидно, что с увеличением обратного напряжения, приложенного к pn -переходу:

- увеличивается ширина pn -перехода;
- уменьшается сечение токопроводящего канала, что приводит к увеличению его сопротивления.

Таким образом, управление в данном приборе сводится к изменению обратного напряжения, приложенного к pn -переходу, благодаря чему изменяется сопротивление токопроводящего канала и протекающий через него ток.

Входной pn -переход включен под обратным напряжением – его сопротивление остается постоянно большим, т. е. для управления практически не требуется тока и мощности (если не учитывать незначительный обратный ток неосновных носителей заряда pn -перехода).

Рассмотрим, как практически реализуется идея, изложенная выше.

Полевой транзистор, в котором управление осуществляется с помощью изменения обратного напряжения, подаваемого на управляющий pn -переход, состоит из токопроводящего канала n -типа и двух выводов, которые получили названия *исток* и *сток* (рис. 4.2 и 4.3).

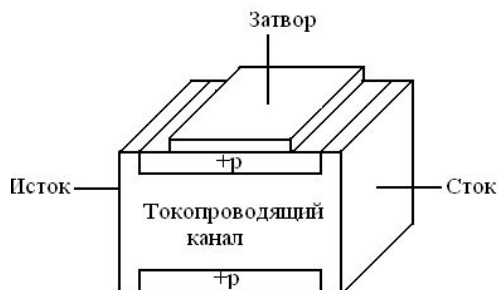


Рис. 4.2. Устройство полевого транзистора с управляющим pn -переходом

Токопроводящий канал находится между двумя областями одинакового типа проводимости, в данном случае p -типа, с которыми он образует два pn -перехода. Эти области соединяются между собой и имеют один вывод – *затвор*.

Имеются также полевые транзисторы с токопроводящим p -каналом (рис. 4.4), который расположен между двумя областями n -типа. Таким образом, токопроводящий канал и окружающие его области одинаковой проводимости образуют два pn -перехода. На участках канала, примыкающих к электродам «сток» и «исток», создается повышенная концентрация примесей, чтобы уменьшить их сопротивление и, следовательно, падение напряжения на них.

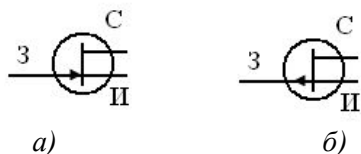


Рис. 4.3. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим pn -переходом:
а) с n -каналом; б) с p -каналом

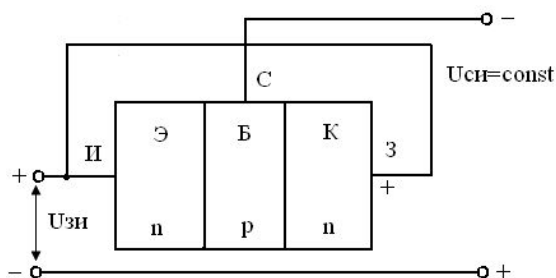


Рис. 4.4. Устройство полевого транзистора с n -каналом на основе биполярного транзистора

Будем изменять обратное напряжение $U_{зи}$ в точках затвор – исток при постоянном напряжении $U_{си}$.

Напряжение $U_{зи}$ управляет толщиной канала, а следовательно, и сопротивлением.

С увеличением напряжения $U_{зи}$ канал становится тоньше, его сопротивление увеличивается, и при неизменном напряжении $U_{си}$ ток стока I_c уменьшается. При некотором значении напряжения $U_{зи}$ канал перекрывается. Это напряжение называют напряжением отсечки $U_{зи.отс}$.

Таким образом, ток стока – это ток основных носителей заряда, который течет под действием электрического поля в канале, т. е. дрейфовый ток.

Так как ток стока обусловлен носителями заряда только одного знака, то полевой транзистор является *униполярным* полупроводниковым прибором в отличие от биполярного транзистора.

4.1. Влияние напряжения $U_{си}$ на сечение канала

При напряжении $U_{зи}=0$ и напряжении $U_{си}=0$, электрическое поле *pn*-переходов однородно и толщина канала по всей длине одинакова.

Если за точку отсчета взять исток, то сопротивление канала в каждой точке будет различным в зависимости от расстояния от данной точки до истока. Чем ближе к стоку, тем больше будет сопротивление, максимальное сопротивление канал будет иметь вблизи стока.

Ток стока, протекая по каналу от истока к стоку, создает вдоль канала падение напряжения, которое изменяется по длине канала от нуля у истока до максимального значения у стока.

Напряжение $U_{си}$ приложено «+» к *n*-области канала (или «-», если канал *p*-типа), следовательно, напряжение $U_{си}$ является *обратным* для *pn*-перехода затвор–канал. Складываясь с напряжением $U_{зи}>1$, $U_{си}$ будет способствовать увеличению ширины *pn*-перехода и уменьшать сечение канала. При этом в тех точках канала, где обратное напряжение больше, *pn*-переход будет шире, а канал уже. Следовательно, сечение канала вдоль его длины будет меняться, уменьшаясь постепенно от истока к стоку.

Очевидно, что с увеличением напряжения $U_{си}$ при постоянном напряжении $U_{зи}$ общее обратное напряжение в наиболее узком месте канала может достигнуть значения напряжения отсечки и канал перекроется (рис. 4.5). Таким образом, изменение напряжения $U_{си}$ влияет на величину сечения токопроводящего канала. С увеличением напряжения $U_{си}$ сечение канала уменьшается, так как это напряжение является обратным для управляющего *pn*-перехода.

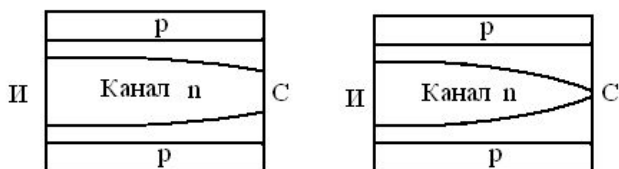


Рис. 4.5. Изменение толщины канала под влиянием напряжения $U_{си}$ и $U_{зи} = \text{const}$

4.2. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим *pn*-переходом

Существуют три схемы включения полевого транзистора: ОИ (с общим истоком), ОЗ (с общим затвором) и ОС (с общим стоком).

Рассмотрим характеристики схемы с ОИ (рис. 4.6).

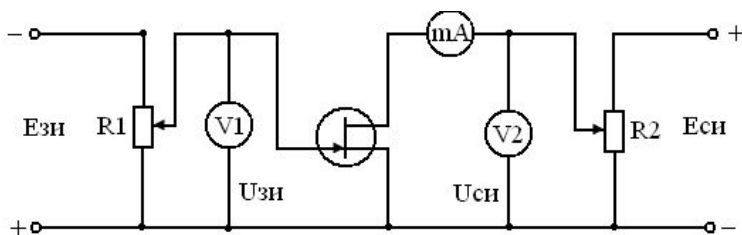


Рис. 4.6. Схема для снятия статических характеристик полевого транзистора с управляющим *pn*-переходом

Выходной (стоковой) характеристикой называется графически выраженная зависимость $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$ (рис. 4.7).



Рис. 4.7. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим *pn*-переходом

Для снятия стоковой характеристики изменяем напряжение $U_{си}$, поддерживая управляющее напряжение $U_{зи}$ постоянным, и фиксируем для каждого значения напряжения $U_{си}$ соответствующее ему значение тока стока.

Рассмотрим характеристику, снятую при напряжении $U_{зи}=0$.

На участке ОА наблюдается почти линейная зависимость тока стока от напряжения $U_{си}$. С увеличением напряжения $U_{си}$ увеличивается скорость перемещения носителей заряда от истока к стоку, сужение канала под влиянием роста напряжения $U_{си}$ еще мало сказывается, т. к. ток стока мал.

На участке АВ происходит дальнейшее возрастание тока стока, что приводит к большему падению напряжения на канале и, соответственно, его сужению в сторону стока, сопротивление канала увеличивается, скорость изменения тока стока снижается, характеристика становится пологой. Таким образом, увеличение тока стока становится основной причиной снижения скорости его роста.

На участке от точки В и далее рост тока стока почти прекращается, несмотря на увеличение напряжения $U_{си}$. В точке В происходит максимальное сужение канала, которое условно называют *перекрытием канала*.

Напряжение между стоком и истоком, на котором происходит перекрытие канала, называют *напряжением насыщения*, а т. к. ток

стока при напряжениях $U_{си} > U_{си.нас}$ практически не зависит от напряжения $U_{си}$, то и ток стока при этом называют *током насыщения*.

Для каждого транзистора существует такое напряжение $U_{си}$, при котором произойдет электрический пробой pn -перехода и резкое увеличение тока стока. При этом следует учитывать, что к pn -переходу приложено обратное напряжение $U_{си} + U_{зи}$ поэтому, чем больше напряжение $U_{зи}$, тем меньшее напряжение $U_{си}$ приведет к пробую.

При подаче на вход обратного напряжения $U_{зи}$ сечение канала при напряжении $U_{си} = 0$ уменьшается, а сопротивление канала увеличивается. Поэтому начальный участок характеристики пройдет более полого.

При большем напряжении $U_{зи}$ насыщение наступает при меньшем значении напряжения $U_{си}$. Чем больше обратное напряжение $U_{зи}$, тем ниже располагается выходная характеристика, т. к. увеличивается сопротивление канала, и ток стока уменьшается. Передаточная (стоко–затворная) характеристика полевого транзистора – это зависимость $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$ (рис. 4.8).

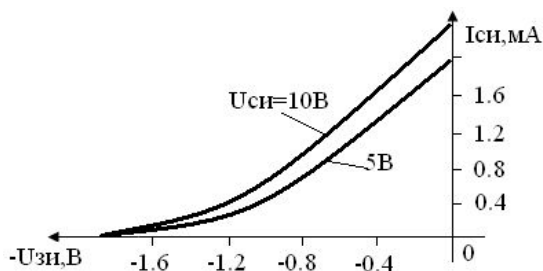


Рис. 4.8. Семейство передаточных характеристик полевого транзистора с управляющим pn -переходом

При напряжении $U_{зи} = 0$ ток стока будет максимальным, т. к. ширина канала максимальна, т. е. сопротивление канала минимальное.

С увеличением напряжения $U_{зи}$ (при $U_{си} = \text{const}$) ток стока уменьшается. При напряжении $U_{зи} = U_{зи.отс}$ канал перекрывается, ток стока равен нулю. Протекает только незначительный ток неосновных носителей заряда. Таким образом, передаточная характеристика определяет эффективность управления током стока с помощью изменения входного напряжения $U_{зи}$.

Выводы. Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал, и управляемым электрическим полем. Полевой транзистор в отличие от биполярного транзистора иногда называют униполярным, т. к. его работа основана на использовании только основных носителей заряда – либо электронов, либо дырок. Поэтому в полевом транзисторе отсутствуют процессы накопления и высвобождения объемного заряда неосновных носителей, оказывающих заметное влияние на быстродействие биполярного транзистора. Основным способом движения носителей заряда, образующих ток полевого транзистора, является дрейф в электрическом поле. Проводящий слой, в котором создается рабочий ток полевого транзистора, называют каналом. Полевой транзистор – это усилительный прибор, которым управляет не ток (биполярный транзистор), а напряжение (электрическое поле), отсюда и название – полевой), осуществляющее изменение площади поперечного сечения проводящего канала, в результате чего и изменяется выходной ток полевого транзистора. Управление электрическим полем предполагает отсутствие статического входного тока, что позволяет уменьшить мощность, необходимую для управления транзистором.

4.3. Полевой транзистор с переходом Шоттки

Наряду с управляющим переходом в полевых транзисторах используется и переход Шоттки (рис. 4.9).

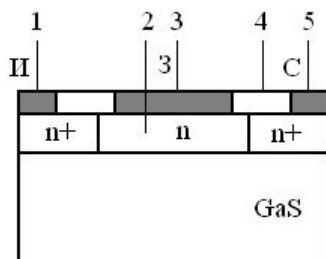


Рис. 4.9. Полевой транзистор с переходом Шоттки

Эти транзисторы, как правило, изготавливаются на основе арсенида галлия. На подложке из арсенида галлия имеется слой n -проводимости, который выполняет роль канала 2. От этого слоя сделаны выводы истока 1 и стока 5. Между ними находится металлический затвор 3. Поверхность канала покрыта диэлектриком 4.

Металлический затвор имеет большую работу выхода, чем n -полупроводник, в результате чего образуется переход, обладающий выпрямляющими свойствами. Принцип действия данного транзистора тот же, что и полевого транзистора с управляющим pn -переходом. При изменении обратного напряжения между затвором и каналом меняется ширина канала, его проводимость и ток стока I_c . Применение металлического затвора позволило уменьшить до 0,5–1 мкм длину канала, а следовательно и время движения электронов от истока к стоку. Кроме того, подвижность электронов в кристалле арсенида галлия в 3–4 раза выше, чем в кристалле кремния. Эти два фактора позволили существенно повысить граничную частоту данного транзистора до 50–80 ГГц, что гораздо выше максимальной граничной частоты биполярных транзисторов.

4.4. Устройство МДП-транзистора с индуцированным каналом

В полевых транзисторах с управляющим pn -переходом входное сопротивление $R_{вх}$ очень велико. Однако есть возмож-

ность сделать это сопротивление еще большим, если отделить затвор от канала диэлектриком. В полевых транзисторах с изолированным затвором используется структура *металл-диэлектрик-полупроводник* (МДП). Другими словами, данную структуру можно рассматривать как конденсатор, двумя пластинами которого являются металл и полупроводник (рис. 4.10).

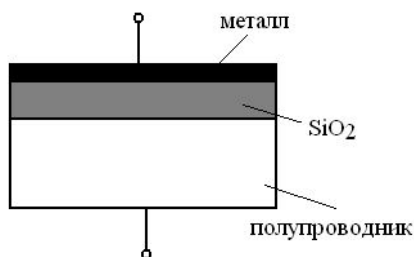


Рис. 4.10. Структура металл – диэлектрик – полупроводник

В качестве полупроводника используют кремний, поэтому диэлектриком служит слой двуоксида кремния SiO_2 , который создается на поверхности кристалла кремния путем высокотемпературного окисления. На этот слой диэлектрика наносится металлическая пленка – затвор.

Такую структуру еще называют *МОП* (*металл – окисел – полупроводник*). Принцип действия таких транзисторов основан на следующем явлении (рис. 4.11).

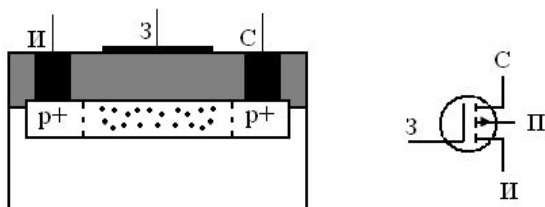


Рис. 4.11. Устройство МДП-транзисторов с индуцированным каналом и его графическое обозначение

Если на затвор подать «плюс» источника электрического напряжения, то на нем появится положительный заряд, который должен быть скомпенсирован отрицательным зарядом, наведенным электростатической индукцией на противоположной обкладке конденсатора полупроводника. Если взять полупроводник *n*-типа, то отрицательный заряд создаст электроны, которые будут притягиваться к поверхности полупроводника на границе с диэлектриком. Чем выше положительный потенциал на затворе, тем больше электронов скапливается у поверхности *n*-полупроводника. Рост числа носителей заряда, естественно, ведет к увеличению электропроводности слоя у поверхности полупроводника.

Если к затвору подключить «минус» источника электрического напряжения, то на затворе появляется отрицательный заряд, который вследствие электростатической индукции компенсируется таким же положительным зарядом на поверхности полупроводника у границы с диэлектриком. Это происходит из-за отталкивания от поверхности электронов, т. е. ухода носителей заряда с поверхности полупроводника на границе с диэлектриком и образования там слоя положительных ионов – атомов, электроны которых ушли в глубь полупроводника.

Таким образом, на поверхности полупроводника на границе с диэлектриком образуется слой, *обедненный носителями заряда*. Электропроводность этого слоя уменьшается, а сопротивление увеличивается. Меняя значение и полярность управляющего напряжения, приложенного между затвором и полупроводником, можно менять сопротивление и электропроводность слоя у поверхности полупроводника на границе с диэлектриком, который будет играть роль канала. Существуют два типа полевых транзисторов с изолированным затвором *с индуцированным каналом* и *со встроенным каналом*.

4.4.1. Принцип действия МДП–транзистора с индуцированным каналом

Основой МДП – транзистора с индуцированным каналом является монокристалл кремния *n*-проводимости. В нем созда-

ются две области повышенной концентрации (P^+) – исток и сток. Затвор представляет собой тонкую пленку металла (алюминия), которая наносится методом напыления на поверхность диэлектрика – окись кремния (0,1–0,2 мкм).

В отсутствие напряжения $U_{зи}$ токопроводящий канал отсутствует. Подадим напряжение между стоком и истоком, «-» на сток.

1. Если напряжение $U_{зи}=0$, между истоком и стоком будет протекать очень незначительный обратный ток неосновных носителей заряда pn -перехода, образованного между p -областью стока и n -подложкой и включенного под обратное напряжение.

2. Если приложить между затвором и истоком напряжение $U_{зи}$ со знаком «-» на затвор, то основные носители заряда n -области (электроны) будут оттягиваться в глубь полупроводника и компенсация отрицательного заряда на затворе будет производиться зарядом положительных ионов, в результате чего у поверхности полупроводника на границе с диэлектриком образуется слой, обедненный подвижными носителями заряда. При дальнейшем увеличении потенциала на затворе в компенсации его отрицательного заряда будут участвовать не только положительные ионы, но и дырки, неосновные носители n -области, а также дырки из p -областей стока и истока.

Таким образом, на границе с диэлектриком в монокристалле n -типа образуется токопроводящий канал p -типа.

Инверсия – это явление, при котором поверхностный слой полупроводника меняет тип проводимости на противоположный.

Инверсный слой – это слой p -типа, образовавшийся на границе с диэлектриком в n -области.

Таким образом, между истоком (p -проводимость) и стоком (p -проводимость) образовался токопроводящий канал p -проводимости. Так как этот канал образовался в результате электростатической индукции, то он называется *индуцированным каналом*.

Следствие: чем больше по абсолютной величине отрицательный потенциал на затворе, тем больше носителей заряда появляется в канале, т. е. с увеличением отрицательного потенциала на затворе электропроводность канала (σ) увеличивается, а сопротивление уменьшается.

Обогащение – это процесс увеличения числа носителей заряда в канале.

Обеднение – это процесс уменьшения числа носителей в канале.

Таким образом, полевой транзистор с изолированным затвором и индуцированным каналом может работать только в режиме *обогащения* (рис. 4.12).

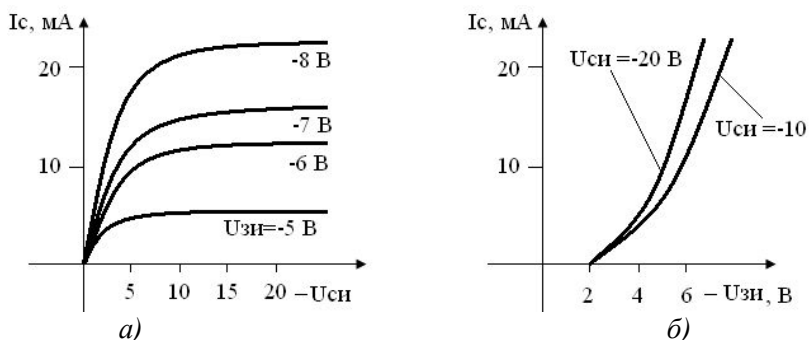


Рис. 4.12. МДП-транзистор с индуцированным каналом:
а) выходные характеристики; б) передаточные характеристики

Основные характеристики – прежде всего выходные характеристики $I_c = f(U_{сн})$ при $U_{зи} = \text{const}$ (рис. 4.12, а) и передаточные характеристики $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{сн} = \text{const}$ (рис. 4.12, б).

Выходные характеристики $I_c = f(U_{сн})$ имеют такой же вид, как у транзисторов с управляющим *pn*-переходом. При сравнительно небольших напряжениях $U_{сн}$ и с их увеличением вследствие увеличения скорости перемещения носителей заряда от истока к стоку растет I_c . Одновременно происходит процесс сужения индуцированного канала от истока к стоку (сопротивление $R_{общ}$ канала увеличивается, а скорость изменения тока уменьшается характеристика становится нелинейной).

При напряжении $U_{сн}$ наступает режим насыщения, т. е. канал практически перекрывается, остается узкий промежуток с большим сопротивлением, который ограничивает рост тока стока I_c при увеличении напряжения $U_{сн}$. При меньших значениях

напряжения $U_{зи}$ число носителей – дырок, притянутых к поверхности, уменьшается, и насыщение произойдет при меньшем значении напряжения $U_{зи}$.

Характеристика, снятая при напряжении $U_{зи}=0$, отсутствует, т. к. происходит инверсия и, соответственно, канал индуцируется при определенном значении $U_{зи}<0$. При напряжении $|U_{си}| + |U_{зи}| > U_{си.проб}$ произойдет пробой pn -перехода и резко возрастет ток I_c .

Передаточная характеристика отличается от аналогичных характеристик полевых транзисторов с управляющим pn -переходом.

4.5. МДП-транзистор со встроенным каналом

В полевых транзисторах данного типа между истоком и стоком существует тонкий канал (чаще n -типа) с небольшой концентрацией примеси (рис. 4.13). Подложкой служит монокристалл кремния p -типа. Канал отделен от металлического затвора диэлектрической пленкой. Принцип управления плотностью носителей зарядов и изменением поперечного сечения канала связан с явлением электростатической индукции, как и в транзисторах с индуцированным каналом.

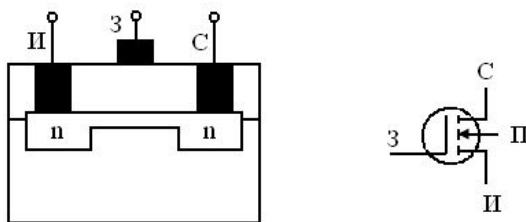


Рис. 4.13. Устройство МДП-транзистора со встроенным каналом и его графическое обозначение

Пусть напряжение $U_{си}=0$. Будем менять величину и полярность напряжения $U_{зи}$ для n -канала.

При положительном потенциале на затворе, электроны будут втягиваться в канал (из слоев стока и истока, неосновные

носители из подложки), произойдет обогащение канала основными носителями заряда, электропроводность канала увеличится, его сопротивление уменьшится.

При отрицательном потенциале на затворе в результате электростатической индукции электроны будут выталкиваться из канала, произойдет обеднение канала электронами, одновременно из подложки в канал будут притягиваться дырки. При некотором напряжении, из-за инверсии, канал поменяет характер своей проводимости – вместо n -канала появится p -канал.

Подадим напряжение $U_{си}$. Ток стока I_c будет протекать как при положительном затворе, т. е. *в режиме обогащения канала*, так и при отрицательном. Таким образом, полевые транзисторы с изолированным затвором и встроенным каналом могут работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения, то есть при разной полярности входного напряжения.

4.5.1. Статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

Выходные характеристики. Общий характер изменения тока стока I_c при изменении напряжения $U_{си}$ и постоянном $U_{зи}$ (рис. 4.14) остается таким же, что и в других типах полевых транзисторов.

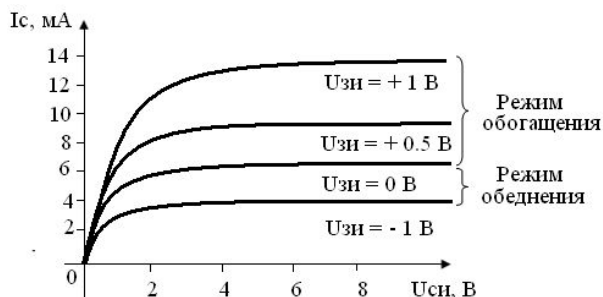


Рис. 4.14. Выходные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

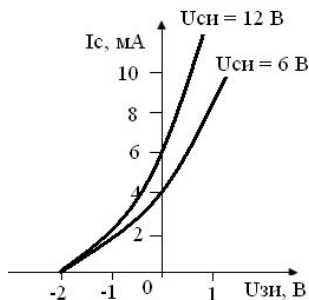


Рис. 4.15. Передаточные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом

Передаточные характеристики. При постоянном напряжении $U_{сн}$ в режиме обогащения с увеличением напряжения $U_{зи}$ (рис. 4.15) ток стока I_c увеличивается, т. к. возрастает электропроводность канала. В режиме обеднения происходит обратный процесс. При достижении порогового значения напряжения ток стока I_c становится равным нулю.

4.6. Основные параметры полевых транзисторов с изолированным затвором

Как мы уже знаем, на ток стока I_c в канале влияют изменения двух напряжений - $U_{зи}$ и $U_{сн}$. Приращение любого из них при постоянном и, вызывает уменьшение тока стока.

Крутизна – число, которое показывает, насколько изменится ток стока при изменении $U_{зи}$ на 1 В, при $U_{сн} = \text{const}$. Она определяется по формуле

$$S = \partial I_c / \partial U_{зи} \text{ при } U_{сн} = \text{const} \text{ (мА/В)}. \quad (4.1)$$

Также на крутизну в МДП-транзисторах оказывает влияние и толщина слоя диэлектрика: при уменьшении слоя диэлектрика возрастает напряженность поля в нем при неизменном значении напряжения $U_{сн}$ и создается большее приращение тока стока I_c .

Коэффициент усиления (μ): выражается числом, которое показывает, насколько нужно изменить напряжение $U_{сн}$ при из-

менении напряжения $U_{зи}$ на 1 В, чтобы при этом ток стока I_c оставался неизменным. Обычно коэффициент усиления составляет 10–100 единиц.

Выходное сопротивление характеризует влияние изменения $U_{си}$ на I_c при $U_{зи} = \text{const}$ и составляет десятки кОм. Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{вых}} = \partial U_{\text{си}} / \partial I_c \text{ или } R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_c \text{ при } U_{зи} = \text{const}. \quad (4.2)$$

Входное сопротивление характеризует влияние изменения $U_{зи}$ на I_3 при $U_{зи} = \text{const}$. Оно определяется по формуле

$$R_{\text{вх}} = \partial U_{зи} / \partial I_3 \text{ или } R_{\text{вх}} = \Delta U_{зи} / \Delta I_3 \text{ при } U_{си} = \text{const}. \quad (4.3)$$

При больших изменениях напряжения $U_{зи}$ изменения тока затвора $I_3 \approx 0$, т. е. $R_{\text{вх}}$ велико—единицы—десятки МОм.

Параметры полевого транзистора связаны между собой уравнением

$$\mu = R_{\text{вых}} \cdot S. \quad (4.4)$$

Параметры $R_{\text{вых}}$ и S можно определить по выходным характеристикам.

4.7. Частотные свойства полевых транзисторов

В отличие от биполярных транзисторов, в полевых транзисторах отсутствуют инжекция основных носителей и связанные с этим процессом инерционность и накопление зарядов, а также их рассасывание.

Выше было рассмотрено влияние межэлектродных емкостей на работу транзистора на ВЧ. Кроме этих емкостей на ВЧ сказывается влияние барьерной емкости $p\text{--}n$ -перехода затвор—канал в полевом транзисторе с управляющим $p\text{--}n$ -переходом, а также емкости затвор—канал в МДП-транзисторах.

При изменении напряжения $U_{зи}$ происходит перезаряд этих емкостей через сопротивление канала. От постоянной времени этой цепи перезаряда $\tau = C_{\text{зк}} \cdot R_{\text{кан}}$ зависит инерционность полевого транзистора или, что то же самое, его быстродействие.

Граничная частота полевого транзистора:

$$f = 1 / 2\pi\tau K = 1 / 2\pi \cdot C_{\text{зи}} \cdot R_{\text{кан}}. \quad (4.5)$$

Таким образом, чем меньше емкость затвор–канал и меньше сопротивление канала, тем выше граничная частота. Кроме того, частотные свойства полевых транзисторов зависят и от подвижности основных носителей в канале, что связано со временем перемещения этих носителей от истока к стоку. Поэтому частотные свойства полевых транзисторов с n -каналом выше, чем транзисторов с p -каналом.

4.8. Маркировка полевых транзисторов

Маркировка транзисторов, предусматривает шестисимвольное буквенно–цифровое обозначение:

- первый символ – буква или цифра – исходный материал;
- второй символ – буква, обозначает класс прибора (П – полевые, Т – биполярные);
- третий символ – цифра от 1 до 9 – указывает на энергетическую или частотную зависимость;
- четвертый и пятый символы – цифры от 01 до 99 – указывают порядковый номер разработки;
- шестой символ – деление на группы по каким-либо параметрам прибора (коэффициенту передачи по току или по обратному напряжению).

Выводы 4-й главы: Полевой транзистор с изолированным затвором представляет собой полупроводниковый прибор, в котором управляющий электрод отделен от токопроводящего канала слоем диэлектрика. В отличие от полевого транзистора с управляющим pn -переходом входное сопротивление полевого транзистора с изолированным затвором остается очень большим при любой полярности поданного на вход напряжения. Полевые транзисторы со встроенным каналом могут работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения. Полевые транзисторы с индуцированным каналом могут работать только в режиме обогащения. Основными преимуществами полевого транзистора являются его большое входное сопротивление по постоянному току и высокая технологичность. Последнее обуслови-

вает широкое применение полевых транзисторов при разработке цифровых интегральных схем.

Контрольные вопросы:

1. Почему большое входное сопротивление является достоинством электронного прибора?
2. Почему полевые транзисторы с управляющим *pn*-переходом не должны работать при прямом напряжении на входе $U_{зи}$?
3. Из каких соображений концентрация примеси в канале должна быть меньше, чем на затворе?
4. Будет ли одинаковым выходное сопротивление полевого транзистора на участках выходной характеристики до насыщения и после насыщения?
5. Почему при изменении напряжения $U_{си}$ толщина канала вдоль его длины меняется неодинаково?
6. Почему входное сопротивление полевого транзистора со встроенным каналом остается большим при любой полярности поданного на входе напряжения?
7. Чем объяснить, что МДП-транзистор с индуцированным каналом не может работать в режиме обеднения?
8. Чем ограничивается изменение толщины слоя диэлектрика в МДП-транзисторах?

5. ТИРИСТОРЫ И СИЛОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Тиристор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Это и определило его название («тира» по-гречески – дверь). Тиристор, подобно двери, открывается, пропуская электрический ток, и закрывается, преграждая путь току.

С точки зрения применения тиристор – это полупроводниковый ключ, т. е. прибор, основное назначение которого состоит в замыкании и размыкании цепи нагрузки при управлении внешним сигналом. Тиристоры используются в цепях электропитания устройств связи и энергетики, различных автономных управляющих устройствах, в качестве регуляторов освещения.

Динистор – это двухэлектродный прибор диодного типа, имеющий три рп-перехода.

По своей структуре динисторы состоят из четырех и более полупроводниковых слоев, образуя три и более перехода вместо двух, как у биполярного транзистора. Полупроводниковые слои последовательно чередуются. Крайняя р-область называется *анодом*, а крайняя п-область – *катодом*.

5.1. Принцип работы динистора

Подадим на анод динистора «+», на катод – «-» внешнего напряжения (рис. 5.1). При такой полярности включения внешнего напряжения к крайним переходам приложено прямое напряжение, а к среднему – обратное.

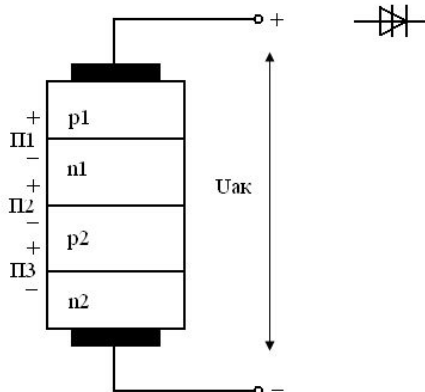


Рис. 5.1. Структура динистора и условное обозначение

Следовательно, крайние переходы открыты, а средний закрыт. При этом динистор находится в закрытом состоянии благодаря большому сопротивлению среднего перехода.

В данном случае большая часть внешнего напряжения приложена к среднему переходу, имеющему большое сопротивление, и только незначительная часть этого напряжения приложена к крайним переходам, сопротивление которых мало.

Динистор представим его в виде двух биполярных транзисторов рnp- и npn-структуры.

Как видно из рис. 5.2, оба транзистора работают в активном режиме (прямое включение). На эмиттерные переходы p_1n_1 и p_2n_2 подаются прямые напряжения, на коллекторный переход p_2n_1 – общий для двух транзисторов – обратное напряжение. Под действием прямых напряжений, приложенных к эмиттерным переходам, происходит инжекция основных носителей заряда p_1 и n_2 в соответствующие базы n_1 и p_2 .

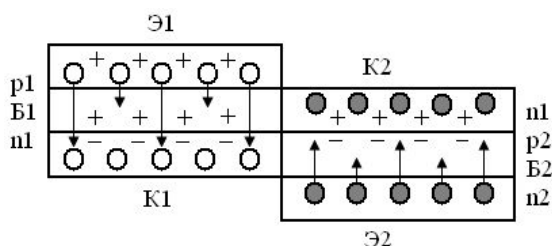


Рис. 5.2. Тиристор, представленный в виде двух условных биполярных транзисторов

В pnp – транзисторе электроны из эмиттера n_2 переходят в базу p_2 , где становятся неосновными носителями. Часть этих электронов рекомбинируют в базе, а остальные переходят в коллектор n_1 под действием прямого напряжения. В результате этого в области n_1 создается избыточный отрицательный заряд. Аналогичное явление происходит и в npn – транзисторе, благодаря чему в коллекторе p_2 создается избыточный положительный заряд.

Но первоначально за счет обратного напряжения на границе перехода n_1 и p_2 имеется двойной электрический слой, состоящий из нескомпенсированных положительных зарядов в области n_1 и отрицательных зарядов в области p_2 , которые образуют потенциальный барьер (свойства pn -перехода без внешнего напряжения).

Однако избыточные электроны n_1 - области и дырки p_2 – области (под действием прямого напряжения), накапливаясь, создают свое электрическое поле (заряд), которое снижает потенциальный барьер на границе перехода p_2 n_1 .

При увеличении внешнего напряжения между анодом и катодом возрастает число подвижных носителей заряда, которые переходят в коллекторы соответствующих транзисторов. Это приводит к возрастанию избыточных зарядов основных носителей в областях p_2 и n_1 , что способствует снижению потенциального барьера на переходе p_2 , вплоть до его полной компенсации.

При полной компенсации обратного напряжения на коллекторном переходе он откроется и его сопротивление будет таким же малым, как и у обоих эмиттерных переходов. Ток диода резко возрастет.

5.1.1. Математический анализ работы диода

Обозначим эмиттерный ток ррп-транзистора I_{32} , тогда коллекторный ток равен $I_{к2}=\alpha_2 I_{32}$.

Эмиттерный ток ррп-транзистора – I_{31} , тогда коллекторный ток $I_{к1}=\alpha_1 I_{31}$, где α_1 и α_2 – коэффициенты передачи по току транзисторов ррп и рп.

Однако через переход Π_2 протекает кроме $I_{к1}$ и $I_{к2}$ еще и обратный ток коллектора этого перехода $I_{кб0}$ – следовательно, суммарный ток через коллекторный переход равен

$$I_{п2}=I_{к1}+I_{к2}+I_{кб0}=\alpha_1 I_{31}+\alpha_2 I_{32}+I_{кб0}. \quad (5.1)$$

Так как все переходы диода соединены последовательно и диод имеет два вывода, следовательно, результирующий ток и токи I_{31} и I_{32} равны

$$I=I_{31}=I_{32}. \quad (5.2)$$

Подставляя выражение 5.2 в 5.1, получим

$$I=\alpha_1 I_{31}+\alpha_2 I_{32}+I_{кб0}.$$

Произведя математические операции, получаем

$$I_{кб0}=I-(I_{31}+I_{32})=I[1-(\alpha_1+\alpha_2)].$$

В итоге получим выражение для результирующего тока

$$I=I_{кб0}[1-(\alpha_1+\alpha_2)]. \quad (5.3)$$

Вывод: необходимым условием перехода диода из закрытого состояния в открытое является увеличение α_1 и α_2 при возрастании тока через эмиттерные переходы.

5.1.2. Вольт-амперная характеристика диода

Эта характеристика представляет собой зависимость результирующего тока от изменения напряжения, приложенного между анодом и катодом: $I=f(U_A)$ (рис. 5.3).

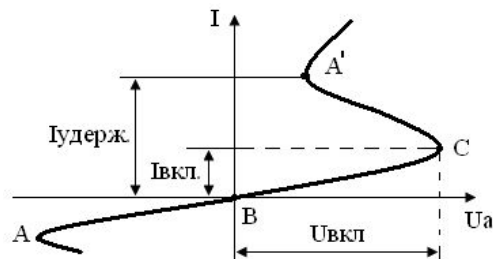


Рис 5.3. Вольтамперная характеристика динистора

На участке BC результирующий ток мал вследствие того, что переход Π_2 находится под обратным напряжением и закрыт.

В точке C происходит компенсация обратного напряжения на переходе Π_2 и ток динистора увеличивается. Переход Π_2 открывается. Транзисторы переходят в режим насыщения, в котором ток резко возрастает, а напряжение уменьшается.

В точке A' при минимальном напряжении (рис. 5.3) открыты все три перехода.

Участок CA' соответствует отрицательному сопротивлению (усилению). Такое явление присутствует в туннельных диодах.

Таким образом, на участке подачи напряжения U_a имеются две точки перегиба:

C — напряжение в этой точке соответствует напряжению включения $U_{вкл}$;

A — соответствует току удержания $I_{удерж}$.

При обратном включении напряжения наблюдается обычная вольтамперная характеристика полупроводникового диода при обратном включении.

5.2. Устройство и принцип действия тринистора

Тринистор — это полупроводниковый прибор, имеющий четырехслойную структуру, одна из базовых областей которого имеет управляющий электрод для подачи управляющего напряжения.

На рис. 5.4 показана структура, напоминающая динистор, за исключением вывода из области p_2

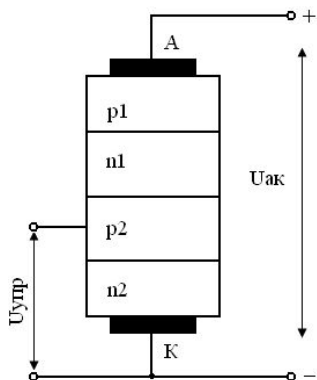


Рис. 5.4.
Структура транистора

В динисторах включение производится путем увеличения анодного напряжения до значения $U_a > U_{a,вкл}$ при котором ток через прибор резко увеличивается. Это является недостатком, т. к. включение производится большим напряжением при протекании в цепи очень больших токов, следовательно, получаем малую эффективность данного прибора и его малое распространение. Возникает необходимость создания полупроводникового прибора, лишённого этих недостатков.

В зависимости от того, какая база условного транзистора ($p_1n_1p_2$ или $p_2p_2n_1$) сделана управляющей, различают тиристоры с анодным и катодным управлением.

С увеличением управляющего прямого напряжения при неизменном напряжении между анодом и катодом ток соответствующего эмиттерного перехода увеличивается, увеличивается дифференциальный коэффициент передачи тока α этого транзистора, и можно добиться, чтобы тиристор открылся при напряжении $U_a < U_{a,вкл}$.

Таким образом, условие $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ выполняется при напряжениях $U_a < U_{a,вкл}$ за счет изменения управляющего напряжения.

Вывод: для управления включением требуется незначительный ток и напряжение, т. е. управление производится с очень небольшой затратой мощности, но при этом в анодной цепи могут протекать токи в десятки и сотни ампер при напряжении тысячи вольт.

Вольтамперная характеристика транистора имеет такой же вид, как и у динистора (рис. 5.5).

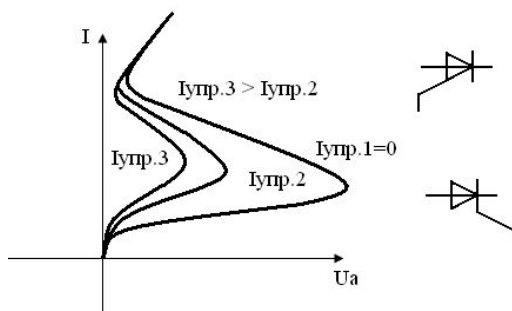


Рисунок. 5.5. Вольтамперная характеристика тринистора

5.3. Симметричные тиристоры

В некоторых схемах регулировки переменного тока требуются тиристоры, которые можно включать как в прямом, так и в обратном направлениях. Этому требованию отвечают так называемые *симметричные тиристоры*. Эти тиристоры имеют одинаковые вольтамперные характеристики при различных полярностях приложенного напряжения.

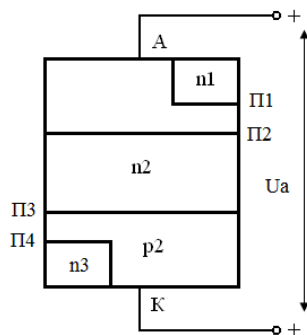


Рис. 5.6. Структура симметричного тиристора

В симметричном тиристоре (рис. 5.6) имеется пять областей и четыре рп-перехода. Области n_3 и p_1 подключены к катоду, а n_1 и p_1 – к аноду.

При полярности напряжения, указанной на рис. 5.7 «+» на p_1 и «-» на n_3 , переходы Π_2 и Π_4 находятся под прямым напряжением, а Π_3 – под обратным, рп-переход Π_1 находится под обратным напряжением, но он зашунтирован сопротивлением области p_1 .

Управляемый симметричный тиристор получил название *триак*. Его вольтамперная характеристика и условное обозначение показан на рис. 5.7.

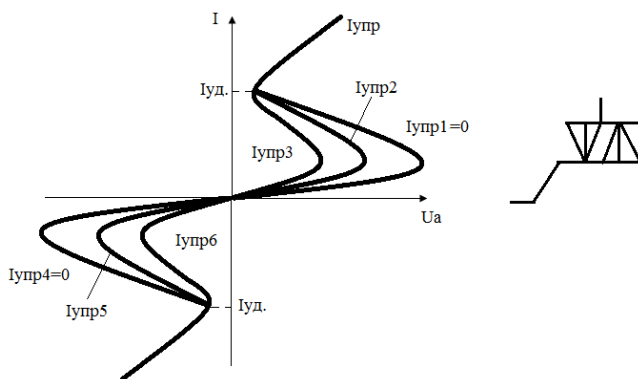


Рис. 5.7. Вольтамперная характеристика триака и его условное обозначение

В результате в цепи включен тиристор с обычной четырехслойной структурой $p_1n_2p_2n_3$ с «+» напряжения на крайней области p_1 и «-» на n_3 . В такой структуре будут наблюдаться те же процессы, которые были рассмотрены ранее.

Таким образом, и в этом случае получена такая же четырехслойная структура $p_2n_2p_1n_1$, в которой произойдут процессы, характерные для тиристора, включенного под прямое напряжение. Обычно в такой структуре добавляется управляющий электрод, как и в тринисторе.

5.4. Особенности работы и параметры тиристоров

Тиристоры находят широкое применение как переключающие устройства, работающие в импульсном режиме. Поэтому параметры тиристоров в основном касаются процессов включения и выключения, импульсной работы и предельных режимов (рис. 5.8).

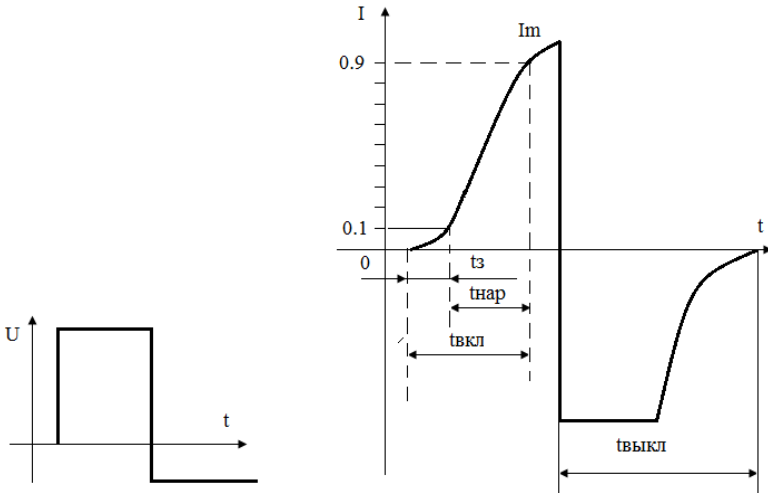


Рис. 5.8. Импульсы тока тиристора

Время включения $t_{\text{вкл}} = t_3 + t_{\text{нар}}$. Здесь t_3 – *время задержки*, $t_{\text{нар}}$ – *время нарастания*:

- $t_{\text{вкл}}$ – определяется как промежуток времени между моментом подачи управляющего импульса и моментом достижения током тиристора значения $t_{\text{нар}} = 0,9/T$;

- t_3 – промежуток времени между моментом подачи управляющего импульса и моментом достижения током тиристора значения $I = 0,1 I_m$;

- $t_{\text{выкл}}$ – это промежуток времени от момента, когда ток тиристора достиг нулевого уровня, до момента восстановления запирающей способности тиристора;

- $t_{\text{выкл}} > t_{\text{вкл}}$ – время включения и выключения определяет частотные свойства тиристора. В настоящее время созданы высокочастотные типы тириستоров, обеспечивающие $t_{\text{вкл}}$ – *сотни наносекунд*, $t_{\text{выкл}}$ – *единицы микросекунд*.

Тиристоры характеризуются следующими параметрами:

$U_{\text{а.вкл}}$ – напряжение включения;

$I_{\text{держ}}$ – удерживающий ток;

$I_{\text{упр.вкл}}$ – минимальное значение постоянного тока управляющего электрода, которое обеспечивает переключение тиристора из закрытого состояния в открытое при определенном режиме в основной цепи;

$I_{\text{упр.вкл}}$ соответствует $U_{\text{упр.вкл}}$.

5.5. Силовые транзисторы

Силовые транзисторы предназначены для управления большими токами (в единицы-десятки ампер и более) и большими напряжениями (в десятки-сотни вольт и более). Силовые транзисторы были разработаны вскоре после изобретения в 1948 г. биполярных транзисторов. Современные силовые биполярные транзисторы обычно изготавливают из кремния.

По принципу действия, характеристикам и параметрам мощные транзисторы, естественно, подобны маломощным, однако имеют определенные особенности. Эти особенности необходимо учитывать при проектировании, как самих силовых устройств, так и их систем управления.

5.5.1. Силовые модули

В схемах силовой электроники используют типовые узлы (фрагменты), состоящие из некоторого количества (обычно измеряемого единицами) соединенных определенным образом мощных приборов.

К примеру, часто используют узел, состоящий из транзистора и диода. Оказалось удобным размещать такие узлы в одном корпусе. Соответствующее устройство принято называть силовым модулем. Использование силовых модулей часто упрощает конструирование и улучшает многие параметры различных устройств силовой электроники.

Основная схема включения силового транзистора – схема с общим эмиттером. Для этой схемы, как следует из изложенного выше, и входной (управляющий) ток (ток базы), и входное (управляющее) напряжение (напряжение между базой и эмитте-

ром) достаточно малы. Поэтому сравнительно легко формировать необходимый управляющий сигнал.

Составной транзистор (схема Дарлингтона). Часто на одной полупроводниковой пластине формируют структуры двух транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона (рис. 5.9). Эти два транзистора в совокупности называют составным транзистором. В общих чертах составной транзистор подобен обычному, но, естественно, имеет и свои отличия. Легко заметить, что дифференциальный коэффициент передачи тока базы P для составного транзистора определяется равенством $\beta \approx \beta_1 \beta_2$, где β_1 и β_2 – дифференциальные коэффициенты передачи токов базы соответствующих транзисторов. Даже для сравнительно небольших значений коэффициентов общий коэффициент составного транзистора будет составлять тысячи. Таким образом, для составного транзистора управляющий ток (ток базы) может быть в тысячи раз меньше тока нагрузки (тока коллектора). Это значительно упрощает управление составным транзистором.

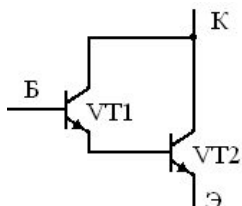


Рис. 5.9. Составной транзистор, включенный по схеме Дарлингтона

В составном транзисторе силовым является только транзистор VT_2 , т. к. ток его коллектора во много раз больше тока коллектора транзистора VT_1 (отношение этих токов определяется коэффициентом β_1).

Выходное напряжение составного транзистора, обеспечивающее его включенное состояние (режим насыщения), больше соответствующего напряжения обычного транзистора, т. к. как равно сумме входных напряжений двух транзисторов. Тем не менее, оно остается достаточно малым (не более нескольких вольт).

Напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения составного транзистора также превышает соответствующее напряжение обычного транзистора. Причина в том, что в режиме насыщения работает только один транзистор VT_1 , а транзистор VT_2 остается в активном режиме. Напряжение между

коллектором и базой транзистора VT_2 (напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT_1) остается положительным и в режиме насыщения транзистора VT_1 . Однако и для составного транзистора напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения невелико (обычно не более 2 В).

Силовые интегральные схемы. Рассматривая составной транзистор, легко усвоить важное понятие современной силовой интегральной схемы.

В ряде случаев на одной полупроводниковой пластине кроме двух транзисторов формируют дополнительные элементы (рис. 5.10).

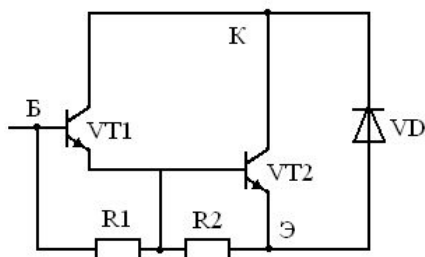


Рис. 5.10. Силовая интегральная микросхема

Резисторы R_1 и R_2 увеличивают максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, уменьшают время выключения.

Диод VD обеспечивает протекание тока по направлению от эмиттера к коллектору составного транзистора при запертых транзисторах VT_1 и VT_2 . Он необходим во многих схемах силовой электроники. Подобные устройства силовой электроники, содержащие в одном корпусе и силовые, и слаботочные элементы, называют силовыми интегральными схемами.

Интеллектуальные силовые интегральные схемы. Слаботочные элементы могут образовывать электронные системы, не уступающие по сложности интегральным микросхемам.

Эти системы выполняют многие функции по управлению, защите и диагностике силовых интегральных микросхем. Такие устройства являются устройствами информативной (информационной) электроники, которые предназначены не для управления большими токами и напряжениями, а для преобразования и передачи электрических сигналов, содержащих некоторую информацию.

Силовые интегральные схемы, оснащенные электронными системами информативной электроники, называют *интеллектуальными* (Smart Power Integrated Circuit).

Интеллектуальные приборы. Если в одном корпусе находится только силовой прибор (транзистор), дополненный системой информативной электроники, то говорят об интеллектуальном приборе.

Интеллектуальный прибор обладает кардинальными преимуществами по сравнению с обычными. К примеру, если интеллектуальный прибор обнаруживает, что он начинает перегреваться, он может «принять решение» выключиться и тем самым избежать выхода из строя.

Интеллектуальные силовые модули. Системы информативной электроники, естественно, могут размещаться и в силовых модулях. Такие модули называют *интеллектуальными* (Intelligent Power Modulus).

Особенности режимов работы силовых транзисторов. Силовые транзисторы обычно приходится использовать в жестких условиях, достаточно близких к предельным режимам. В противном случае стоимость силовых устройств, их вес и габаритные размеры оказываются чрезмерно большими. Температура кремниевого кристалла, составляющего основу транзистора, может достигнуть 200 °С и более. Основная доля мощности выделяется в области коллекторного перехода, и его температура наибольшая. Максимально допустимая температура коллекторного перехода часто указывается в справочниках и используется в тепловых расчетах. Часто, говоря о температуре коллекторного перехода, прилагательное «коллекторный» опускают (в справочниках фигурирует «температура перехода»).

В некоторых устройствах силовой электроники транзистор работает в активном режиме (например, в усилителях мощности). Однако в этом режиме и ток коллектора I_k , и напряжение между коллектором и эмиттером велики, и поэтому велика мощность P_k , выделяющаяся в коллекторном переходе. Это, во-первых, снижает коэффициент полезного действия устройства и, во-вторых, создает проблемы с охлаждением транзистора.

Наиболее эффективным способом снижения мощности P_k является переход на ключевой режим работы транзистора (режим переключения). При этом транзистор подавляющую долю времени или закрыт (работает в режиме отсечки, причем ток коллектора практически равен нулю), или полностью открыт (работает в режиме насыщения или в близком ему режиме, причем напряжение между коллектором и эмиттером близко к нулю). В обоих случаях мощность, выделяющаяся в коллекторном переходе, мала. Только в короткие отрезки времени, соответствующие переключению, указанные ток и напряжение одновременно велики и мощность значительна. Но среднее значение мощности остается малым, и оно тем меньше, чем более быстродействующим является транзистор и чем меньше частота его переключения.

Мощность в режиме отсечки обычно значительно меньше мощности в режиме насыщения. Поэтому при расчетах мощность в режиме отсечки часто не учитывают. Силовые транзисторы, как правило, предназначены для работы именно в ключевом режиме.

5.5.2. Силовые (мощные) полевые транзисторы

Полевые транзисторы долгое время оставались маломощными. Первые промышленные образцы силовых полевых транзисторов появились только в 1970-е годы.

В настоящее время полевой транзистор является одним из наиболее важных и перспективных силовых приборов электроники. Как правило, силовые полевые транзисторы являются

кремниевыми. Перспективными являются транзисторы на основе арсенида галлия.

В настоящее время полевые транзисторы очень широко (опережая в этом биполярные транзисторы) используются в качестве основы интеллектуальных силовых интегральных схем, интеллектуальных приборов и интеллектуальных силовых модулей.

Из всего многообразия полевых транзисторов в силовой электронике наиболее широко используются полевые транзисторы с изолированным затвором и индуцированным каналом. Используются полевые транзисторы как с каналом n-типа, так и каналом p-типа.

Силовые полевые транзисторы, как и биполярные транзисторы, работают в ключевом режиме. Поэтому для них, как и для биполярных транзисторов, важными величинами являются напряжение в открытом состоянии (теперь это напряжение $U_{си}$ между стоком и истоком), а также время включения и выключения. Рабочая точка транзистора в открытом состоянии находится в линейной области, причем напряжение $U_{си}$ определяется сопротивлением $R_{си}$ цепи сток–исток транзистора. Поэтому это сопротивление является важным параметром полевого транзистора. В справочниках оно указывается для заданного напряжения $U_{зи}$ между затвором и истоком. Зная ток стока I_c , напряжение $U_{си}$ легко вычислить, воспользовавшись законом Ома $U_{си} = I_c R_{си}$.

Часто говорят не о сопротивлении цепи сток–исток, а о сопротивлении токопроводящего канала, т. к. как оно составляет значительную долю сопротивления $R_{си}$.

Проблема уменьшения сопротивления цепи сток–исток, и в частности сопротивления токопроводящего канала, в настоящее время является одной из наиболее актуальных успешно решается. Постоянно появляются новые типы силовых полевых транзисторов со все меньшими значениями этих сопротивлений.

Одним из путей уменьшения сопротивления токопроводящего канала является уменьшение его длины. Поэтому силовые транзисторы имеют короткие каналы.

Многоканальность силовых полевых транзисторов. Для снижения сопротивления цепи сток–исток и увеличения максимально допустимого тока стока в силовых транзисторах используют многоканальные структуры (число токопроводящих каналов – сотни и тысячи), причем каналы соединяют параллельно.

Параллельное соединение большого количества каналов оказывается возможным потому, что при увеличении температуры в допустимом диапазоне сопротивление токопроводящего канала увеличивается. Если по какой-либо причине некоторый токопроводящий канал окажется перегруженным током, то его температура возрастет. Это приведет к увеличению сопротивления канала и к уменьшению его тока. Равномерная загрузка токопроводящих каналов токами восстановится.

Высокая теплостойкость силовых полевых транзисторов. Свойство токопроводящего канала увеличивать сопротивление при увеличении температуры является одним из важнейших достоинств полевого транзистора. Это свойство резко снижает вероятность саморазогрева и пробоя транзистора. Оно препятствует дальнейшему росту тока стока при токовых перегрузках. Это свойство также позволяет использовать параллельное включение силовых транзисторов без дополнительных элементов.

Вертикальная структура силового полевого транзистора. Структуру маломощного полевого транзистора формируют на одной стороне полупроводниковой пластины. С одной стороны расположены исток, затвор и сток. Такую структуру называют горизонтальной. Иллюстрацией может служить схематическое изображение структуры МДП-транзистора с индуцированным каналом на рис. 5.11.

При этом напряжение на входной емкости $C_{зи}$ (т. е. напряжение $U_{зи}$) будет увеличиваться по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_{ист} C_{зи}$. Чем больше входная емкость $C_{зи}$, тем медленнее будет открываться транзистор. Полярность напряжения на входной емкости показана на рис. 5.12.

Теперь перейдем непосредственно к изучению эффекта Миллера и рассмотрим влияние проходной емкости $C_{сз}$ на процесс заряда емкости $C_{зи}$.

Увеличение тока нагрузки будет приводить к уменьшению напряжения $U_{си}$ (т. к. $U_{си} = E_c - I_n R_n$), и к уменьшению напряжения $U_{сз}$, (т. к. $U_{сз} = U_{си} - U_{зи}$, причем напряжение $U_{си}$ уменьшается, а напряжение $U_{зи}$ увеличивается). Проходная емкость $C_{сз}$ начнет разряжаться. На рис. 5.12 указано условно положительное направление для тока I_c этой емкости, соответствующее положительным значениям тока разряда.

Легко заметить, что ток стока I_c будет препятствовать росту напряжения $U_{зи}$. В результате напряжение $C_{зи}$ будет увеличиваться значительно медленнее, чем в идеализированной ситуации.

При запираании транзистора проходная емкость также будет оказывать вредное влияние, замедляя уже процесс выключения транзистора.

Для количественной оценки степени влияния проходной емкости вычисляют эквивалентную входную емкость $C_{зи экв}$. Эквивалентная емкость в идеализированной ситуации также замедляет процесс переключения, как и совместно действующие две емкости в реальной ситуации. Можно показать, что $C_{зи экв} = C_{зи} + C_{сз}(K_u + 1)$, где K_u – коэффициент усиления по напряжению схемы.

Если сопротивление нагрузки R_n не очень велико, то $K_u = SR_n$, где S – крутизна стоко–затворной характеристики (рассмотрена при изучении полевых транзисторов).

Эквивалентная емкость может многократно превышать входную емкость $C_{зи}$.

Эффект Миллера состоит в увеличении входной эквивалентной емкости из-за влияния проходной емкости. С одной стороны, он замедляет переключение транзистора, а с другой – увеличивает ток, потребляемый от источника входного сигнала. Иногда этот ток настолько возрастает, что работа источника входного сигнала нарушается.

5.5.3. IGBT-биполярный транзистор с изолированным затвором

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) – это гибридный полупроводниковый прибор. В IGBT совмещены два способа управления электрическим током, один из которых характерен для полевых транзисторов (управление электрическим полем), а второй – для биполярных (управление инжекцией носителей зарядов).

Ранее предпринимались попытки (и довольно успешные) механического объединения структур полевого и биполярного транзистора в одной полупроводниковой пластине.

В результате были созданы так называемые комбинированные транзисторы. Но только органическое объединение этих структур, реализованное в IGBT, дало значительный эффект. Создание IGBT можно рассматривать как поучительный пример творчества в электронике.

Устройство IGBT. Обычно в IGBT используется структура МДП-транзистора с индуцированным каналом п-типа.

Структура этого транзистора отличается от структуры ДМДП-транзистора дополнительным слоем полупроводника р-типа (рис. 5.13).

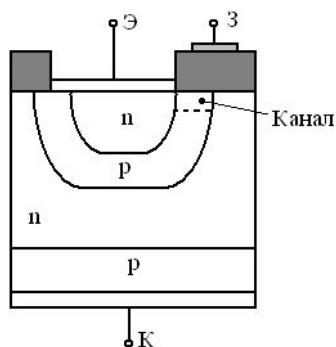


Рис. 5.13. Структура силового ДМДП-транзистора IGBT

Обратим внимание на то, что для обозначения электродов IGBT-транзистора принято использовать термины «эмиттер», «коллектор» и «затвор».

Добавление слоя р-типа приводит к образованию второй структуры биполярного транзистора (рnp-типа). Таким образом, в IGBT имеются две биполярные структуры: рnp и рnp-типов. Изобразим эквивалентную схему IGBT (рис. 5.14).

Названия выводов IGBT могут представляться несколь-

ко непривычными (особенно это относится к коллектору, так как фактически он подключен к эмиттеру ррр-транзистора). И тем не менее эти названия общеприняты.

Через $R_{\text{мод}}$ обозначено сопротивление нижнего слоя n-типа, который является слоем базы для транзистора ррр-типа. При изменении тока, проходящего через этот слой, сопротивление $R_{\text{мод}}$ изменяется (модулируется).

Условно-графическое обозначение IGBT:

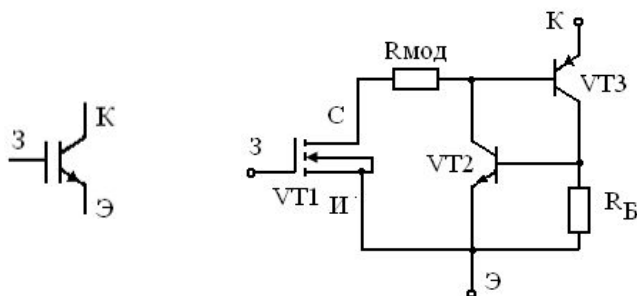


Рис.5.14. Эквивалентная схема IGBT с каналом n-типа

Схема включения IGBT представлена на рис. 5.15. Это схема с общим эмиттером; именно она используется на практике.

Основные физические процессы. В нормальных условиях работы транзистор VT_2 ррп-типа заперт и практически не оказывает влияния на работу IGBT. Вообще, транзистор VT_2 рассматривается как паразитный (как и для структуры силового полевого транзистора). Главную роль играют транзисторы VT_1 и VT_3 . Основное назначение дополнительного рп-перехода (который является эмиттерным переходом для транзистора VT_3) состоит в инжекции дырок в нижний слой n-типа.

Инжекция значительно уменьшает сопротивление этого слоя. В результате напряжение $U_{кэ}$ между коллектором и эмиттером IGBT в открытом состоянии значительно уменьшается по сравнению с соответствующим полевым транзистором.

Именно меньшее напряжение в открытом состоянии является главным преимуществом IGBT перед полевыми транзисторами. Уменьшение напряжения приводит к пропорциональному снижению мощности, рассеиваемой транзистором.

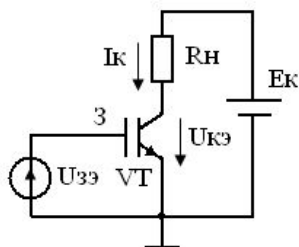


Рис. 5.15. Схема включения IGBT

Преимущество IGBT особенно заметно при коммутации больших (около тысячи вольт и более), т. к. высоковольтные полевые транзисторы повышенное значение сопротивления цепи сток – исток в открытом состоянии. Однако инжекция дырок приводит к возникновению объемного заряда некомпенсированных ионов примеси в базе транзистора рnp-типа (то есть слое n p типа). Это явление было рассмотрено при изучении полупроводниковых диодов. Явление накопления заряда имеет

следствием уменьшение быстродействия IGBT по сравнению с полевым транзистором. Такого положения напряжения в открытом состоянии.

Легко заметить, что биполярные транзисторы VT_2 и VT_3 образуют рассмотренную выше эквивалентную схему тиристора. Эта схема может находиться в двух устойчивых состояниях: включенном и выключенном. В аварийном для IGBT режиме работы транзисторы VT_2 и VT_3 могут включиться, и от этого IGBT становится неуправляемым и может выйти из строя. Явление включения транзисторов VT_2 и VT_3 , называют *триггерным эффектом*. Обычно он проявляется при выключении IGBT. Современные IGBT настолько защищены от триггерного эффекта, что их допустимо моделировать, используя эквивалентную схему, не содержащую паразитного транзистора рnp-типа (рис. 5.16).

5.5.4. SIT-транзистор со статической индукцией

По существу, SIT (Static Induction Transistor) – это полевой транзистор с управляющим рn-переходом. Однако он имеет

своеобразное устройство. Производится SIT как с каналом n-типа, так и с каналом p-типа. Для SIT используются рассмотренные условные графические обозначения полевых транзисторов с управляющим переходом.

Как и, силовой МДП-транзистор, SIT является многоканальным, и имеет вертикальную структуру.

Устройство SIT. Дадим изображение структуры SIT с каналом n-типа. На рис. 5.17 представлен вид спереди и сбоку. Области полупроводника имеют форму цилиндров, диаметр которых составляет единицы микрометров и более. Эта система цилиндров играет роль затвора. Каждый цилиндр подсоединен к электроду затвора (на рисунке электрод затвора не показан). Пунктиром обозначены области pn-переходов. Реально число каналов может насчитывать тысячи.

Обычно SIT используется в схеме с общим истоком (рис. 5.18). Характерной особенностью SIT является очень малая длина каналов (которая ее с диаметром цилиндров).

Физические процессы в SIT Они достаточно сложны и в отдельных моментах подобны физическим процессам в изученном ранее полевом транзисторе с управляющим pn-переходом.

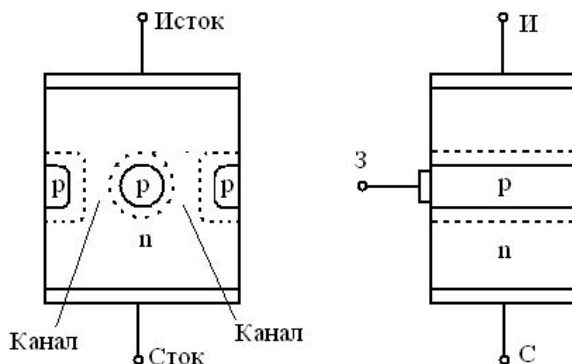


Рис. 5.17. Структурная схема SIT-транзистора

При увеличении запирающего напряжения $U_{зи}$ области рп-переходов расширяются. В этом отношении SIT имеет общие черты с «обычным» полевым транзистором.

Однако влияние напряжения $U_{си}$ на ток стока I_c для SIT имеет другой характер по сравнению с «обычным» полевым транзистором. Для транзистора с «обычным» каналом, как это было показано выше, увеличение напряжения $U_{си}$ приводит к тому, что канал перекрывается в области стока. После этого дальнейшее увеличение напряжения $U_{си}$ незначительно изменяет ток стока I_c .

Падение напряжения в каждом канале SIT, вызванное протеканием тока стока, невелико, благодаря очень малой длине каналов. Оно достаточно слабо влияет на расширение областей рп-переходов. Поэтому увеличение напряжения $U_{си}$ не сопровождается уменьшением скорости роста тока стока I_c (выходная характеристика при увеличении напряжения $U_{си}$ не становится более полой).

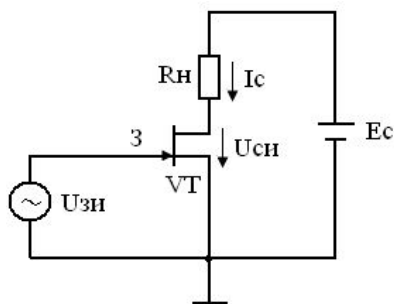


Рис. 5.18. Схема включения SIT

Более того, при увеличении напряжения $U_{си}$ уменьшается напряженность электрического поля в области истока и затвора, тормозящего электроны при их движении от истока к стоку. Это приводит к тому, что увеличение напряжения $U_{си}$ сопровождается увеличением скорости роста тока стока I_c (то есть выходная характеристика при увеличении напряжения $U_{си}$ становится более крутой).

Стоко затворные характеристики SIT отличаются протяженными линейными участками. Эта особенность характеристик и малое внутреннее сопротивление хорошо соответствуют требованиям, предъявляемым к транзистору со стороны усилителей мощности звуковых частот высокого качества (класса Hi-Fi–High Fidelity). Поэтому SIT широко используются в этих усилителях.

Биполярный режим SIT. Если напряжение $U_{зи}$ становится отрицательным, управляющий рп-переход открывается и SIT переходит в режим работы, подобный режиму работы биполярного транзистора. В этом режиме затвор играет роль базы. Достоинством биполярного режима является малое напряжение между стоком и истоком в открытом состоянии. Но ток затвора I_z при этом значителен. Кроме того, быстродействие транзистора в этом режиме существенно уменьшается из-за явления накопления и рассасывания заряда неравновесных носителей.

Контрольные вопросы:

1. Каким образом переключается тиристор из закрытого состояния в открытое?
2. Какова роль управляющего электрода в тринисторе?
3. Какие явления препятствуют увеличению быстродействия тиристора при переключении?
4. С какой целью в тиристорах применяется шунтирование эмиттерного перехода базой?
5. Чем отличается принцип работы симмистора от других тириستоров?

6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

6.1. Общие сведения об интегральных микросхемах и оптоэлектронных приборах

Еще в ламповый период развития электроники большое внимание уделялось уменьшению габаритных размеров, массы, потребляемой электроэнергии, повышению надежности электронных приборов.

Создание в 1948 г. транзисторов и последовавшее затем широкое внедрение различных полупроводниковых приборов в электронную аппаратуру были огромным шагом вперед на пути развития электроники.

Однако аппаратура продолжала усложняться, появились устройства, содержащие сотни тысяч электронных полупроводниковых элементов, поэтому габаритные размеры, масса, потребляемая мощность возрастали, а надежность уменьшалась. Потребовались новые решения конструктивно-технологических, схемотехнических, физических проблем.

Эти решения привели к созданию новой отрасли электроники – микроэлектроники, которая охватывает проблемы разработки и применения новых электронных приборов – интегральных микросхем (ИМС).

Таким образом, микроэлектроника – это область электроники, занимающаяся созданием функциональных электронных узлов, блоков и устройств в микроминиатюрном интегральном исполнении. Ход развития электроники был предопределен резким увеличением функций, выполняемых РЭА, и повышением требований к ее надежности.

ИМС становятся основной элементной базой в технике связи, космической электронике и, особенно, в ЭВМ.

Интегральная микросхема – это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования, обработки сигнала и (или) накапливания информации и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов

(элементов и компонентов) и (или) кристаллов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое (ГОСТ 17021-88).

Таким образом, исходя из определения, ИМС обладает следующими особенностями:

1) состоит из множества элементов и выполняет определенную функцию: усиление, генерацию, выпрямление, выполнение отдельных логических операций или нескольких функций;

2) элементы ИМС не являются дискретными: диоды, транзисторы, конденсаторы, резисторы и соединяющие их элементы составляют единое целое;

3) все элементы ИМС заключены в один герметический корпус с выводами наружу.

Необходимо отметить, что основным новшеством при создании ИМС стала не элементная база (транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы и т. д.), а сам принцип создания и соединения существовавших элементов.

6.2. Классификация интегральных микросхем

ИМС могут быть классифицированы по нескольким признакам:

1) *конструктивно-технологическому*, т. е. в зависимости от технологии и материалов при изготовлении: полупроводниковые, пленочные, гибридные;

2) *по степени интеграции*: малые (МИС), средние (СИС), большие (БИС), сверхбольшие (СБИС);

3) *по функциональному принципу*, т. е. в зависимости от функции, выполняемой схемой, – генерация, усиление, логические операции и т. д.; аналоговые ИС, цифровые ИС;

4) *по физическому принципу* различают два класса полупроводниковых ИС; биполярные ИС, МДП ИС.

Полупроводниковая микросхема – это такая микросхема, в которой все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме и на поверхности полупроводникового материала.

В теле полупроводникового материала создают слои резисторов и структуры транзисторов, выполняющие заданные электронные функции.

Полупроводниковые ИС (ПИС) наиболее распространены на практике и перспективны, т. к. позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении электронные устройства малых размеров при незначительной их стоимости.

Характерной особенностью ПИС является отсутствие среди ее элементов катушки индуктивности и тем более трансформатора. Это объясняется тем, что до сих пор не удалось использовать в твердом теле какие-либо физические явления, эквивалентные электромагнитной индукции. Поэтому при разработке ИС стараются реализовать необходимую функцию без использования индуктивных элементов или «навешивают» эти элементы.

В качестве резисторов и конденсаторов в ПИС используют соответственно сопротивление и зарядную емкость $C_{зар}$ рп-перехода, что позволяет обеспечить единый технологический цикл изготовления структур транзисторов, диодов и конденсаторов при производстве полупроводниковых ИС.

В большинстве полупроводниковых ИС элементы располагаются в тонком (толщина 0,5–10 мкм) приповерхностном слое полупроводника. Так как удельное сопротивление полупроводника невелико (1–10 Ом), а элементы должны быть изолированы друг от друга, необходимы специальные изолирующие области.

Основной элемент биполярных ИС – ррп-транзистор, а в МДП ИС – МДП-транзистор с индуцированным каналом.

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

Пленочная микросхема – это такая микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены только в виде проводящих пленок и диэлектрических материалов.

В настоящее время существуют два класса пленочных микросхем:

- тонкопленочные;
- толстопленочные.

Все элементы ИС (кроме активных) наносят на диэлектрическую пластину (подложку) в виде поликристаллических или аморфных слоев (пленок), выполняющих заданные функции пассивных элементов. Полученную ИС при необходимости помещают в корпус с внешними выводами.

Различие между тонкопленочными и толстопленочными микросхемами может быть количественным и качественным. К *тонкопленочным* (условно) относят ИМС с толщиной пленок менее 1 мкм, а к *толстопленочным* – более 1 мкм.

Деление пленочных ИС обусловлено не столько толщиной пленок, сколько методом их нанесения в процессе создания пассивных элементов. Пассивные элементы тонкопленочных схем наносят на подложку преимущественно с использованием термовакuumного распыления и катодного осаждения, а пассивные элементы толстопленочных схем получают нанесением и вжиганием проводящих и резистивных паст.

Активные элементы (диоды и транзисторы) «навешивают» на пленочную схему, в результате чего получают *смешанную* (*пленочно–дискретную*) ИС, которую называют *гибридной*.

Частным случаем гибридной ИС является многокристальная ИС, содержащая в качестве компонентов несколько бескорпусных полупроводниковых схем на одной подложке. Наиболее распространены в настоящее время полупроводниковые и гибридные ИС.

Число элементов в данной ИС характеризует ее степень интеграции.

Степень интеграции – это функциональная сложность ИС, т. е. число элементов, чаще всего транзисторов, входящих в состав интегральной схемы.

В соответствии со степенью интеграции все интегральные схемы условно делятся на:

- малые (МИС), до 10^2 элементов на кристалл;
- средние (СИС), до 10^3 элементов на кристалл;
- большие (БИС), до 10^4 элементов на кристалл;
- сверхбольшие (СБИС), до 10^6 элементов на кристалл;
- ультрабольшие (УБИС), до 10^9 элементов на кристалл;
- гигабольшие (ГБИС), более 10^9 элементов на кристалл.

Иногда степень интеграции определяют величиной

$$K = \lg N, \quad (6.1)$$

где N – число элементов, входящих в ИС.

Значение K определяется до ближайшего целого числа в сторону увеличения.

Например, ИС первой степени интеграции ($K=1$) содержит до 10 элементов, второй степени интеграции ($K=2$) – от 10 до 100, третьей степени интеграции ($K=3$) – от 100 до 1000, и т. д.

Создание БИС явилось новым шагом в электронике. БИС содержат более 1000 элементов и являются сложными функциональными устройствами.

По функциональному назначению интегральные микросхемы делятся на *аналоговые* и *цифровые*.

Цифровая интегральная микросхема (ЦИМ) – это микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции (например, выраженные в двоичном или другом цифровом коде).

Цифровые ИС представляют собой множество транзисторных ключей, обладающих двумя устойчивыми состояниями (разомкнутым и замкнутым).

Частным случаем ЦИМ является логическая микросхема, выполняющая операции с двоичным кодом, которые описываются логической алгеброй и реализуют такие функции, как И, ИЛИ, НЕ и др.

Аналоговая интегральная микросхема (АИМ) – это микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции.

Из изложенной выше классификации ИС по степени интеграции, в зависимости от типа ИС (аналоговая или цифровая) и класса транзисторов (биполярный или полевой) следует, что применение цифровых методов обработки информации способствует более эффективному решению вопроса микроминиатюризации электронных средств.

Однако применение цифровых методов не всегда возможно. Так, при разработке конкретного электронного устройства к нему могут предъявляться требования, выполнение которых ме-

тодами цифровой электроники будет неоптимальным, например, с точки зрения стоимости или других показателей, или вообще недостижимым. В первую очередь это касается требуемого быстродействия и точности электронного устройства.

Поэтому поиск оптимального решения должен базироваться на использовании всего набора имеющихся электронных устройств; аналоговой, цифровой и импульсной электроники.

Одновременно с понятием БИС в ГОСТ 17021-88 присутствуют два термина: *БИС* и *базовый комплект БИС*. Это обстоятельство вызвано необходимостью совместной комплексной разработки и применения БИС, представляющих собой узлы и блоки радиоэлектронной аппаратуры.

Большие интегральные микросхемы (БИС), составляющие комплект, хотя и выполняют различные функции, но совместимы по конструктивному исполнению и электрическим параметрам. Они позволяют использовать при построении микросхем радиоэлектронной аппаратуры общие «архитектурные» приемы.

Базовый комплект БИС – это минимальный состав комплекта БИС, необходимый для решения определенного круга аппаратурных задач.

В настоящее время, наряду с разработкой микросхем общего назначения, широкое распространение получило создание сложных микросхем, в разработке организации производства которых принимает участие, как предприятие-заказчик, так и предприятие-изготовитель.

Таким образом, ИМС можно разделить на *микросхемы общего назначения*, по *полузаказные* и *заказные*.

Заказная ИМС – это микросхема, разработанная на основе стандарта; и (или) специально созданных элементов и узлов по функциональной схеме заказчика и предприятия для определенной радиоэлектронной аппаратуры.

Полузаказная ИМС – микросхема, разработанная на основе базовых (в т. ч. матричных) кристаллов и предназначенная для определенной радиоэлектронной аппаратуры.

ИМС общего назначения – микросхема определенного функционального назначения, предназначенная для различных видов радиоэлектронной аппаратуры

Микросхема, имеющая время задержки распространения сигнала 2,5, или нижней границу рабочего диапазона тактовых частот не менее 300 МГц, называется *сверхскоростной ИМС* (ССИС).

6.3. Элементы конструкции микросхем

Рассмотрим некоторые общие и специальные термины, встречающиеся при описании конструкций микросхем.

Корпус – часть конструкции интегральной микросхемы, предназначенная для защиты ИМС от внешних воздействий и соединения с внешними электрическими цепями посредством выводов.

Типы и размеры корпусов ИМС, расположение и число их выводов стандартизированы.

Подложка – заготовка из диэлектрического материала, предназначенная для нанесения на нее элементов гибридных и пленочных ИМС, межэлементных и (или) межкомпонентных соединений, а также контактных площадок.

Плата – часть подложки (или вся подложка) гибридной интегральной схемы, на поверхности которой нанесены пленочные элементы микросхемы, межэлементные и межкомпонентные соединения и контактные площадки.

Полупроводниковая пластина – заготовка из полупроводникового материала, предназначенная для изготовления полупроводниковых интегральных микросхем.

Кристалл – часть пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковой микросхемы, межэлементные соединения и контактные площадки.

Контактная подложка – металлизированный участок на плате или кристалле или на корпусе ИМС, служащий для соединения выводов компонентов и кристаллов, а также для контроля ее электрических параметров и режимов.

Бескорпусная интегральная микросхема – кристалл микросхемы, предназначенный для монтажа в гибридную интегральную микросхему.

Если в обычной микросхеме корпус служит для защиты от внешних воздействий, то бескорпусная ИМС такой собственной защиты (по крайней мере, от механических воздействий) не имеет.

Вывод бескорпусной интегральной микросхемы – проводник, соединенный электрически с контактной площадкой кристалла или механически с его поверхностью.

6.4. Система обозначений интегральных микросхем

Первый элемент – цифра, соответствующая конструктивно – технологической группе:

Полупроводниковые – 1, 5, 6, 7 – бескорпусная; гибридные – 2, 4, 8; а прочие – 3 (пленочные, вакуумные, керамические).

Второй элемент – две-три цифры, обозначающие порядковый номер разработки данной серии микросхем.

Первый и второй элементы составляют номер серии,

Третий элемент – две буквы, обозначающие функциональную классификацию, при этом существует 19 подгрупп;

первая буква – подгруппа микросхемы;

вторая буква – вид микросхемы.

Четвертый элемент – порядковый номер разработки микросхемы в данной серии по функциональному признаку (может быть несколько цифр).

Применение ИС вместо дискретных элементов в качестве базы РЭА дает значительные преимущества по надежности, габаритам, стоимости и другим показателям.

Это связано с тем, что при использовании ИС отпадает необходимость в многочисленных паяных соединениях (основной фактор снижения надежности), резко сокращаются габариты и масса электронных устройств (благодаря отсутствию корпусов и внешних выводов у каждого элемента ИС), существенно снижается их стоимость за счет исключения множества сборочных и монтажных операций.

6.5. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы

Современная микроэлектроника не решила проблемы всеобщей микроминиатюризации электронной аппаратуры. Такие традиционные элементы, как трансформаторы, разъемные контакты, конденсаторы большой емкости, плохо совмещаются с интегральными компонентами из-за больших габаритов. Особые трудности вызывает обеспечение электрической изоляции при связи двух систем: высоковольтной и низковольтной. Здесь на помощь приходит оптоэлектроника.

Оптоэлектроника – это раздел науки и техники, в котором изучаются вопросы генерации, обработки, запоминания и хранения информации на основе совместного использования электрических и оптических явлений. Оптоэлектронный полупроводниковый прибор – это полупроводниковый прибор, излучающий или преобразующий электромагнитное излучение (электромагнитные волны), чувствительный к этому излучению в видимой, инфракрасной и ультрафиолетовой областях спектра или использующий подобное излучение для внутреннего взаимодействия его элементов.

Некогерентные электромагнитные волны – это электромагнитные волны с различными частотами, хаотически изменяющимися фазами и всевозможной поляризацией. Когерентные электромагнитные волны – это электромагнитные волны, имеющие одинаковую частоту и постоянный сдвиг фаз.

Классификация оптоэлектронных полупроводниковых приборов.

1. Полупроводниковые излучатели:

- некогерентные полупроводниковые излучатели (инфракрасные излучающие диоды; светоизлучающие диоды; полупроводниковые знаковые индикаторы; полупроводниковые шкалы; полупроводниковые экраны; электролюминесцентные порошковые и пленочные излучатели);

- полупроводниковые излучатели делятся на следующие виды: полупроводниковые лазеры с различными видами возбуждения

2. Полупроводниковые приемники излучения: фоторезисторы; фотодиоды; фотоэлементы; фототранзисторы; фототиристоры; приборы с зарядовой связью.

3. Оптопары: резисторные оптроны; диодные оптопары; транзисторные оптопары; тиристорные оптопары.

Применение оптического канала связи позволяет:

- обеспечить надежную электрическую изоляцию любых систем;

- исключить громоздкие, реактивные и контактные компоненты;

- повысить надежность работы оборудования.

В современной технике, аппаратуре связи, нашли широкое применение *оптоэлектронные приборы* – приборы, в которых энергия оптического излучения преобразуется в электрическую и наоборот.

Таким образом, оптоэлектроника – это синтез оптики и электроники. Она занимается вопросами современного использования оптических и электрических методов обработки, хранения и передачи информации.

Необходимо подчеркнуть, что наряду с использованием источников некогерентного света: лампой накаливания, газоразрядной лампой, электролюминесцентным элементом, инжекционным светодиодом (с изобретением оптического квантового генератора – *лазера*) наступила эпоха когерентной оптики–усиления света с помощью индуцированного излучения. Применение лазера в настоящее время огромно: от военной промышленности до здравоохранения. В технике связи лазер находит свое применение в *волоконно-оптических системах передачи*.

Оптоэлектроника – это раздел электроники, где в качестве носителя информации используются электромагнитные волны оптического диапазона. Длины волн оптического излучения лежат в диапазоне от 10 нм до 1 мм.

Оптический диапазон волн по физическим свойствам неоднороден, в связи с этим он делится на поддиапазоны, у которых физические свойства одинаковы: ультрафиолетовое излучение –

$\lambda=0,002-0,4$ мкм, видимое излучение – $\lambda=0,38-0,78$ мкм, инфракрасное излучение – $\lambda=0,78-1000$ мкм (рис. 7.1).

Длина волны определяет степень передачи и поглощения излучения в различных светопроводящих средах.

Световой луч в оптоэлектронике выполняет те же функции управления, преобразования и связи, что и электрический сигнал в электрических цепях.

В оптических цепях носителями сигналов являются электрически нейтральные фотоны, которые в световом потоке не взаимодействуют между собой, не смешиваются и не рассеиваются. Оптические цепи не подвержены влиянию электрических и магнитных полей. Использование в качестве носителя информации электрически нейтральных фотонов обеспечивает:

- идеальную электрическую развязку входных и выходных цепей оптоэлектронных элементов связи;
- однонаправленность передачи и отсутствие влияния приемника на передатчик;
- высокую помехозащищенность оптических каналов связи вследствие невосприимчивости фотонов к воздействию электрических и магнитных полей;
- отсутствие влияния паразитных емкостей на длительность переходных процессов в канале связи, отсутствие паразитных связей между каналами;
- хорошее согласование цепей с разными входными и выходными сопротивлениями.

В электрических же цепях носителями заряда являются электроны, которые взаимодействуют с внешними электрическими и магнитными полями, что требует экранирования и защиты от них. В электрических цепях трудно осуществить гальваническую развязку по постоянному току и на низких частотах.

Невосприимчивость оптического излучения к различным внешним воздействиям и электронейтральность фотона являются не только достоинствами, но и недостатками, поскольку затрудняют управление интенсивностью распространения светового потока.

Компоненты оптоэлектроники и электроники существуют, не противоречиво друг другу, и используются в тех областях, где их применение целесообразно.

В устройствах оптоэлектроники передача информации от управляемого источника света (фотоизлучателя) к фотоприемнику осуществляется через светопроводящую среду (воздух, вакуум) световодами, выполняющими роль проводника оптического излучения. Световые линии являются эквивалентами электрических проводников и характеризуются большой пропускной способностью, возможностью совмещать в одном световоде большое число каналов связи при очень высокой скорости передачи информации, достигающей нескольких гигабитов в секунду. Оптическое излучение легко разделяется по длинам волн, поэтому в одном световоде можно объединять несколько каналов информации.

Отсутствие электрического поля в световодах обеспечивает их высокую пожаро- и взрывобезопасность. Эти свойства важны при прокладке линий связи и установке устройств автоматики в помещениях с повышенной опасностью. Оптоэлектронные устройства могут быть изготовлены по интегральной технологии. Оптические интегральные схемы обладают широкой полосой пропускания, невосприимчивостью к вибрации, повышенной надежностью, экономичностью при серийном производстве, малыми размерами и массой.

Излучающие приборы преобразуют электрическую энергию в энергию оптического излучения с определенной длиной волны или в узком диапазоне длин волн.

В основе работы управляемых источников оптического излучения лежит одно из следующих физических явлений:

- температурное свечение;
- газоразрядное излучение;
- электролюминесценция;
- индуцированное излучение.

Принцип действия полупроводниковых излучающих приборов основан на явлении электролюминесценции. Это излучение света телами под действием электрического поля. Электро-

люминесценция является частным случаем люминесценции. В оптоэлектронных полупроводниковых приборах используется люминесценция кристаллических примесных полупроводников с широкой запрещенной зоной. Люминесцировать могут твердые, жидкие и газообразные тела.

6.5.1. Фотопроводимость

Основные законы фотоэффекта (*фотоэффект* – испускание электронов веществом под действием электромагнитного излучения, открыт в 1887 г. немецким физиком Г. Герцем) определены выдающимся русским физиком А.Г. Столетовым в 1888 г.

6.5.1.1. Законы фотоэффекта

1. Количество электронов, покидающих катод за 1 с, прямо пропорционально интенсивности света.

2. Число фотоэлектронов в единицу времени пропорционально *плотности потока излучения*, а максимальная начальная скорость фотоэлектронов определяется частотой излучения и не зависит от потока интенсивности излучения.

3. Для каждого вещества существует предельная длина электромагнитной волны, при которой фотоэффект еще возможен (*красная граница фотоэффекта*).

4. Фотоэффект практически безынерционен.

Свет представляет собой поток электромагнитной энергии (человеческий глаз реагирует на электромагнитные волны с длинами $\lambda=0,7-0,4$ мкм, соответствующими красному и фиолетовому цветам). Обладая как волновой, так и корпускулярной природой, свет излучается или поглощается веществом только в виде дискретных количеств энергии – *фотонов* или *квантов*.

Энергия кванта E пропорциональна частоте электромагнитной волны излучения, следовательно, $E=hf$, где h – постоянная Планка. Для работы в диапазоне видимого излучения используются полупроводники с шириной запрещенной зоны 1,5–3,0 эВ. Поэтому, чтобы кванты энергии – фотоны, освободившиеся при

рекомбинации, соответствовали квантам видимого света, ширина запрещенной зоны исходного полупроводника должна быть относительно большой. При меньшей ширине запрещенной зоны исходного полупроводника кванты энергии, освобождающейся при рекомбинации носителей заряда, соответствуют инфракрасной области излучения.

Это исключает применение германия и кремния, технология которых, хорошо отработана, а используются материалы: арсенид галлия, фосфид галлия, нитрид галлия и карбид кремния.

В полупроводниках генерация оптического излучения обеспечивается инжекционной электролюминесценцией. Генерация оптического излучения в рп-переходе объединяет два процесса: инжекцию носителей и электролюминесценцию.

При воздействии светового потока на полупроводник электроны валентной зоны получают дополнительную энергию. Если эта энергия достаточна для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости, то образуются *пары «электрон проводимости – дырка проводимости»*, вследствие чего проводимость полупроводника увеличивается.

Электрическая проводимость, возникающая под действием светового потока, называется *фотопроводимостью*.

На основании только что рассмотренных явлений были созданы оптоэлектронные полупроводниковые приборы. Другими словами, это приборы, преобразующие световую энергию в электрическую, и наоборот.

7. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Одной из наиболее важных функций некоторых электронных приборов является усиление электрических сигналов. Усилить электрический сигнал – значит увеличить его мощность. Рассмотрим некоторые практические случаи, где требуется усиление электрических сигналов.

В сеть радиофикации крупного города включают тысячи громкоговорителей. Передача программы ведется с помощью микрофона, преобразующего звуковые колебания в электрические сигналы. Мощность на выходе микрофона составляет микроватты. Эти очень слабые электрические сигналы подают на специальные усилители, которые усиливают их до мощности, необходимой для питания всех громкоговорителей. Эта мощность составляет единицы и десятки киловатт.

При передаче телефонного разговора по междугородной кабельной линии связи имеет место аналогичное явление. На передающем конце происходит преобразование речи в электрические сигналы, а на приемном конце – обратный процесс. В процессе передачи электрических колебаний по кабелю возникает затухание, т. е. теряется мощность. Для нормальной работы телефонной междугородной связи эти электрические сигналы многократно усиливаются.

В телевизионных передающих трубках изображение преобразуется в электрические сигналы. Чтобы получить соответствующее изображение на экране кинескопа, требуется многократное усиление этих сигналов. Следовательно, усиление электрических сигналов является одной из наиболее важных функций аппаратуры связи, вещания, телевидения.

Усилитель электрических сигналов представляет собой активный четырехполюсник (рис. 7.1), к входным точкам которого подключается источник усиливаемых сигналов с ЭДС E_s , к выходным точкам – потребитель усиленного сигнала, который будем называть нагрузкой усилительного элемента, R_n .

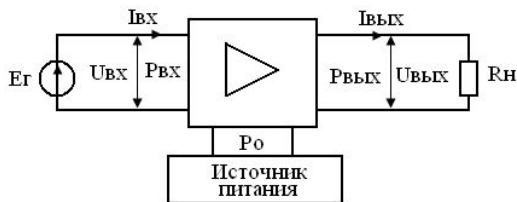


Рис. 7.1. Структурная схема усилителя

В качестве усилительных элементов (УЭ) используют биполярные и полевые транзисторы, и только для получения очень больших мощностей в нагрузке используются электронные лампы.

В цепь УЭ включается источник питания, который обеспечивает подачу постоянного напряжения на электроды УЭ.

7.1. Усиление электрических сигналов

Усилитель – это устройство, позволяющее получить мощность в нагрузке большую, чем подводимая к его входу, при сохранении информационных свойств сигнала.

Напомним, что условием максимального выделения мощности в нагрузке является согласование сопротивления $R_{\text{н}}$ с выходным сопротивлением усилительного элемента.

Если выходное сопротивление усилительного элемента велико, то и сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ должно быть большим. Пусть УЭ – биполярный транзистор, работающий в активном режиме в схеме с ОЭ (рис. 7.2).

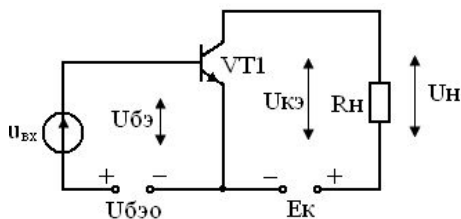


Рис. 7.2. Схема усилителя на биполярном транзисторе с ОЭ

На вход транзистора, т. е. на его эмиттерный переход, включенный в прямом направлении, подадим электрический сигнал $u_{вх}$. При этом изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ вызовут значительные изменения входного тока $\Delta I_б$. Ток коллектора на выходе получит, благодаря этому, приращение $\Delta I_к = \Delta I_б h_{21э}$. Этот ток вызывает на сопротивлении нагрузки приращение напряжения:

$$\Delta U_{вых} = \Delta I_к R_н = \Delta I_б h_{21э} R_н, \quad (7.1)$$

Напряжение $U_{вых}$ больше, чем напряжение $U_{вх} = I_б R_{вх}$, т. к. сопротивление $R_н > R_{вх}$ а ток $I_к > I_б$.

Таким образом, схема обеспечивает усиление по току и напряжению. Мощность на входе $P_{вх} = I_б^2 R_{вх}$, а мощность на выходе $P_{вых} = I_к^2 R_н$, т. к. ток $I_к > I_б$, а $R_н > R_{вх}$, то схема обеспечивает усиление и по мощности.

Аналогично можно пояснить принцип усиления с помощью полевого транзистора и электронной лампы. При этом в полевых транзисторах и лампах, работающих обычно без входных токов, управление происходит эффективнее благодаря тому, что у них большое $R_{вх}$ и изменение тока на выходе при подаче входного сигнала происходит практически в отсутствие тока на входе.

7.1.1. Основные технические показатели и характеристики усилительных каскадов

Технические показатели усилительных каскадов представляют собой количественную оценку их работы. Это коэффициент усиления (по напряжению, току и мощности), входное и выходное сопротивления, коэффициент полезного действия, чувствительность (номинальное входное напряжение), диапазон усиливаемых частот, линейные и нелинейные искажения, динамический диапазон, частотная, фазочастотная, переходная характеристики.

Коэффициентом усиления, или коэффициентом передачи, называют отношение выходного сигнала ко входному. Он определяется обычно в установившемся режиме при гармоническом (синусоидальном) входном сигнале.

В зависимости от характера входной и выходной величин различают: коэффициент усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$; коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$; коэффициент усиления по мощности $K_P = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$.

Для многокаскадных усилителей общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов и представляет собой безразмерную величину

$$K_U = K_{U1} K_{U2} \dots K_{Un}. \quad (7.2)$$

Громкость слухового восприятия звукового сигнала пропорциональна логарифму его интенсивности. При сравнении мощности двух колебаний вводится логарифмическая единица – Бел или его десятая часть – децибел. Тогда коэффициент усиления, выраженный в логарифмических единицах, равен

$$K_U(\text{дБ}) = 20 \lg(U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}); K_I(\text{дБ}) = 20 \lg(I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}); K_P(\text{дБ}) = 10 \lg(P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}). \quad (7.3)$$

Коэффициенты усиления многокаскадного усилителя, выраженного в децибелах, представляет собой сумму коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителя, выраженных в тех же единицах

$$K_U(\text{дБ}) = K_{U1} + K_{U2} + \dots + K_{Un}. \quad (7.4)$$

Коэффициенты усиления по напряжению и току в общем случае являются комплексными величинами, характеризруемыми модулем и фазой. Это связано с тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по-разному из-за наличия реактивных элементов схемы и частотных свойств активных элементов – транзисторов. Коэффициент усиления по мощности всегда есть число действительное, поскольку он имеет смысл лишь при активном характере нагрузки.

Входное и выходное сопротивления. Усилитель можно представить в виде активного четырехполюсника.

Выходная мощность характеризуется номинальной мощностью, развиваемой усилителем в нагрузке. Эта мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений:

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых.н}}^2}{2R_{\text{н}}}. \quad (7.5)$$

Коэффициент полезного действия (КПД) представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем: в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = \left(\frac{P_{\text{вых}}}{P_0} \right) \cdot 100 \% \quad (7.6)$$

где P_0 – мощность, потребляемая от источника питания.

Чувствительностью (номинальным входным напряжением) называют напряжение, которое нужно подвести к входу усилителя, чтобы получить на выходе заданную мощность. Чем она меньше, тем выше чувствительность усилителя. Минимально допустимое напряжение ограничивается уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых нельзя выделить полезный сигнал.

Максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажением формы сигнала за счет работы усилителя на нелинейных участках ВАХ транзистора.

Отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к наименьшему называют *динамическим диапазоном*:

$$D = \frac{U_{\text{ex.max}}}{U_{\text{ex.min}}}; D(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_{\text{ex.max}}}{U_{\text{ex.min}}} \quad (7.7)$$

Диапазоном усиливаемых частот (полосой пропускания) называется разность граничных частот $\Delta f = f_{\text{в.гр}} - f_{\text{н.гр}}$, в которой коэффициент усиления усилителя изменяется по определенному закону с заданной точностью; допустимые изменения коэффициента усиления в полосе пропускания не превышают 3 дБ.

Полоса пропускания частот усилителя должна быть больше или равна ширине спектра усиливаемых частот. Она зависит от класса и качества аппаратуры. С расширением полосы пропускания растет стоимость аппаратуры, усложняется конструкция, увеличивается воздействие на усилитель различного рода помех. На практике полосу пропускания сужают до минимальных пределов, обеспечивающих необходимое качество работы усилителя.

Искажения сигнала. Кроме получения необходимого коэффициента усиления сигнала необходимо, чтобы усилитель не изменял его форму. Отклонение формы выходного сигнала от

формы входного принято называть искажениями. Они бывают нелинейными и линейными.

Источником нелинейных искажений является нелинейность вольт-амперных характеристик элементов усилителя. При подаче на вход усилителя напряжения синусоидальной формы из-за нелинейности входной и выходной характеристик транзистора форма входного и выходного токов отличаются от синусоидальной из-за появления составляющих высших гармоник. Это относится как к синусоидальному входному напряжению, так и ко входному сигналу любой другой формы. Уровень нелинейных искажений характеризуется *коэффициентом нелинейных искажений* (клир-фактор) усилителя, выраженным в процентах:

$$K_r = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n}}{\sqrt{P_1}} 100\% = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} 100\%, \quad (7.8)$$

где P_2, P_3, P_n – мощности, выделяемые в нагрузке под воздействием 2-й, 3-й, ..., n-й гармонических составляющих напряжения ($U_2, U_3, \dots, U_n$); P_1 – мощность в нагрузке, обусловленная основной гармонической составляющей напряжения U_1 .

При оценке нелинейных искажений в большинстве случаев учитывают только вторую и третью гармоники, поскольку более высокие имеют малую мощность.

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент нелинейных искажений принимается равным сумме коэффициентов отдельных каскадов.

$$K_{r\Sigma} = K_{1r} + K_{2r} + \dots + K_{nr}. \quad (7.9)$$

Нелинейные искажения зависят от амплитуды входного сигнала и не связаны с его частотой. Для уменьшения искажения формы выходного сигнала входной сигнал должен иметь малую амплитуду. В связи с этим в многокаскадных усилителях нелинейные искажения в основном возникают в предоконечных и выходных каскадах, на входе которых действуют сигналы большой амплитуды.

В усилителях звуковой частоты нелинейные искажения воспринимаются как хрип или дребезжание. При $K_r < 2-3\%$ они почти не заметны на слух. В высококачественных усилителях

звуковой частоты $K_r < 0,2 \%$, а в усилителях многоканальной связи – сотые и тысячные доли процента, что исключает взаимные помехи каналов.

Линейные искажения определяются зависимостью параметров транзисторов от частоты и реактивными элементами усилительных устройств.

Существуют линейные искажения трех видов: частотные, фазовые и переходные.

Частотные искажения связаны с несовпадением реальных и идеальных характеристик в рабочем диапазоне частот. Эти искажения зависят от частоты усиливаемого сигнала.

Степень искажения на отдельных частотах выражается *коэффициентом частотных искажений* M , равным отношению коэффициента усиления на средней частоте K_0 к коэффициенту усиления на данной частоте. Наибольшие частотные искажения возникают на границах рабочего диапазона частот $f_{в.гр}$ и $f_{н.гр}$.

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_n} \right) [\text{дБ}]; \quad M_v = \frac{K_0}{K_v} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_v} \right) [\text{дБ}]. \quad (7.10)$$

Если $M > 1$, то частотная характеристика в области данной частоты имеет завал, а если $M < 1$, то подъем. Коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя определяется как

$$M = M_1 M_2 \dots M_n [\text{раз}]; \quad M = M_1 + M_2 + \dots + M_n [\text{дБ}]. \quad (7.11)$$

Частотные искажения, возникающие в одном каскаде усилителя, могут быть скомпенсированы в другом таким образом, чтобы общий коэффициент частотных искажений не выходил за пределы заданного. Допустимая величина частотных искажений зависит от назначения усилителя.

Частотные искажения в усилителе всегда сопровождаются сдвигом фаз между входным и выходным сигналами, что вызывает появление *фазовых искажений*. Это сдвиги фаз, вызванные реактивными элементами усилителя. Поворот фазы усилительным каскадом не учитывается.

Фазовые искажения усилителя оцениваются его *фазочастотной характеристикой* $\varphi = F(f)$. График фазочастотной характеристики представляет собой зависимость угла сдвига фазы между входным и выходным напряжениями усилителя от частоты.

ты (рис. 7.3, б). Фазовые искажения в усилителе отсутствуют, когда фазовый сдвиг линейно зависит от частоты. Идеальной фазочастотной характеристикой является прямая линия, начинающаяся в начале координат (пунктирная линия на рис. 7.3, б).

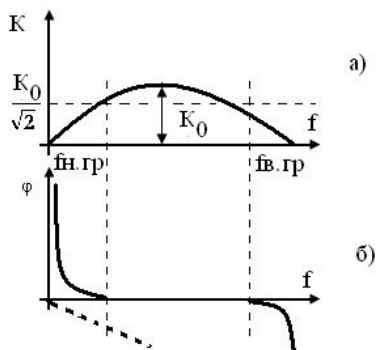


Рис. 7.3. Характеристики усилителя:
а – амплитудно-частотная; б – фазочастотная

Амплитудная характеристика отражает зависимость амплитудного значения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения: $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, (рис. 7.4). Амплитудная характеристика не проходит через начало координат ввиду наличия на выходе напряжения собственных помех и шумов.

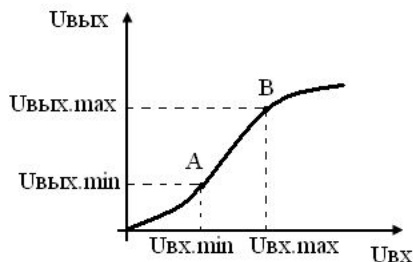


Рис. 7.4. Амплитудная характеристика усилителя

Выше точки B линейность зависимости выходного напряжения от входного сигнала нарушается, в выходном напряжении появляются дополнительные частотные составляющие, возникают нелинейные искажения. Причиной является ограничение максимального напряжения одной или обеих полувольт выходного сигнала. Эти ограничения обычно наступают в оконечных каскадах усилителя, работающих при наибольшем входном сигнале.

Амплитудная характеристика обладает хорошей наглядностью и позволяет определить коэффициент усиления, динамический диапазон, минимальные и максимальные допустимые значения входного сигнала, уровень собственных шумов.

Переходная характеристика выражает зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения. Эта характеристика определяет процесс перехода усилителя из одного состояния в другое. Скачкообразное изменение входного напряжения позволяет выяснить реакцию усилителя на это воздействие сразу в двух режимах: переходном и стационарном.

Характер переходного процесса в усилителе во многом зависит от наличия реактивных элементов L , C , которые препятствуют мгновенному изменению тока в индуктивности и напряжения на емкости.

Напряжение на выходе не может измениться скачкообразно при подаче на вход импульса.

Выводы: Основными показателями усилителя являются: входные и выходные величины; коэффициент полезного действия усилителя; коэффициент усиления усилителя; полоса пропускания частот; линейные и нелинейные искажения; динамический диапазон и собственные шумы усилителя. Коэффициент усиления усилителя показывает, во сколько раз выходное напряжение, ток или мощность больше входного напряжения, тока или мощности. Линейные искажения обусловлены наличием реактивных элементов схемы и разделяются на частотные и фазовые. Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью амплитудной характеристики усилительного элемента.

7.2. Классы усиления усилительных каскадов

В зависимости от назначения усилительных каскадов к ним могут быть предъявлены следующие требования:

- получение заданного коэффициента усиления усилителя с определенной его частотно-фазовой характеристикой;
- получение заданных входного и выходного сопротивлений;
- получение заданной стабильности параметров усилителя и заданных нелинейных искажений;
- получение возможно максимального КПД усилителя.

Заданные характеристики усилителя обеспечиваются выбором соответствующих схем, числом каскадов усилителя, введением обратных связей и т. д.

КПД усилителя зависит от режима работы усилительных элементов, особенно в оконечном каскаде.

Различают следующие режимы работы усилительных элементов (классы усиления): *A*, *B*, *AB*, *C*, *D*.

Режим работы определяется постоянным напряжением между электродами УЭ и токами, протекающими в цепях электродов усилительного прибора, и характеризуется углом отсечки θ . *Углом отсечки* θ называется выраженная в градусах (радианах) половина той части периода, в течение которой ток протекает через усилительный прибор.

Класс усиления *A* – это режим работы транзисторного каскада, при котором ток в выходной цепи транзистора протекает в течение всего периода изменения напряжения входного сигнала. Угол отсечки $0=180^\circ$.

В этом режиме точку покоя усилительного элемента выбирают таким образом, чтобы выходной ток протекал в течение всего периода, т. е. точка покоя должна находиться в середине линейного участка используемой рабочей характеристики (рис. 7.5).

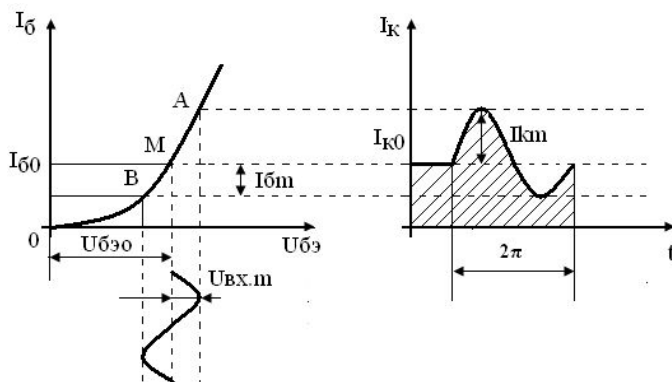


Рис. 7.5. Графическая иллюстрация работы усилительного каскада в режиме класса А

На входной характеристике (рис. 7.5) рабочая точка выбирается так, чтобы входной сигнал полностью помещался на линейном участке, а значение тока покоя $I_{б0}$ располагалось на середине этого линейного участка.

Режим класса А характеризуется работой транзистора на почти линейных участках своих вольтамперных характеристик. Это обуславливает минимальные нелинейные искажения сигнала ($K_r < 1\%$).

Амплитуды переменных составляющих входного $I_{бм}$ и выходного $I_{км}$ токов, появившихся вследствие входного сигнала, в режиме А не могут превышать токи покоя $I_{б0}$ и $I_{к0}$, соответственно.

Тогда КПД усилителя составляет

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_0} = \frac{U_{вых.м} I_{вых.м}}{2 I_{б0} E} = \frac{U_{вых.м} I_{вых.м}}{4 I_{б0} U_{бэ0}} \leq 0,125; \quad (7.12)$$

В связи с этим практический КПД усилительного каскада в режиме А невелик, всегда меньше 40 %. Этот режим применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные нелинейные искажения, а полезная мощность и КПД не являются решающими. Это каскады предварительного усиления и маломощные выходные каскады.

Класс усиления AB – это режим работы транзисторного каскада, при котором ток в выходной цепи транзистора протекает больше половины периода изменения напряжения входного сигнала.

Режим класса AB используется для уменьшения нелинейных искажений усиливаемого сигнала, которые возникают из-за нелинейных начальных участков ВАХ транзисторов (рис. 7.6).

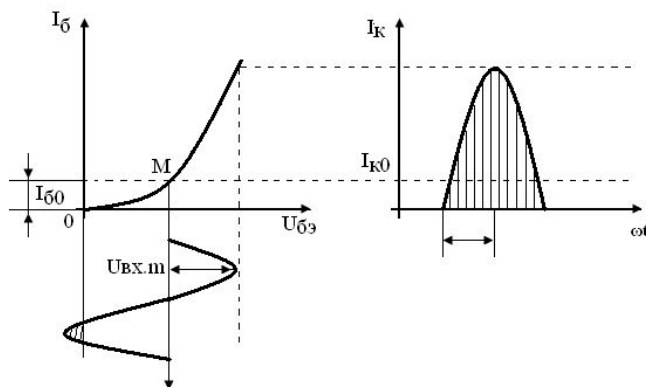


Рис. 7.6. Графическая иллюстрация работы усилительного каскада в режиме класса AB

Угол отсечки в режиме класса AB несколько больше $\pi/2$ и достигает 120° – 130° .

При работе двухтактных каскадов в режиме AB происходит перекрытие положительной и отрицательной полуволн тока плеч двухтактного каскада, что приводит к компенсации искажений ($K_r \leq 3\%$), полученных за счет нелинейности начальных участков ВАХ транзистора.

КПД каскадов, работающих в режиме AB , выше, чем каскадов в классе A , но меньше, чем в классе B , за счет наличия малого входного тока покоя I_{B0} .

Класс усиления В – это режим работы транзисторного каскада, при котором ток через него протекает в течение половины периода входного сигнала.

Положение рабочей точки на ВАХ транзистора выбирается так, чтобы ток покоя был равен нулю (рис. 7.7).

В режиме класса В транзистор открыт лишь в течение половины периода входного сигнала. В этом случае выходной ток имеет форму импульса с углом отсечки $\theta=90^\circ$.

Небольшая мощность, потребляемая каскадом, позволяет получить высокий КПД усилителя, в пределах 60–70 %. Режим класса В применяется в двухтактных каскадах, где прекращение протекания тока в одном транзисторе (первом плече) компенсируется появлением тока в другом транзисторе (другом плече каскада).

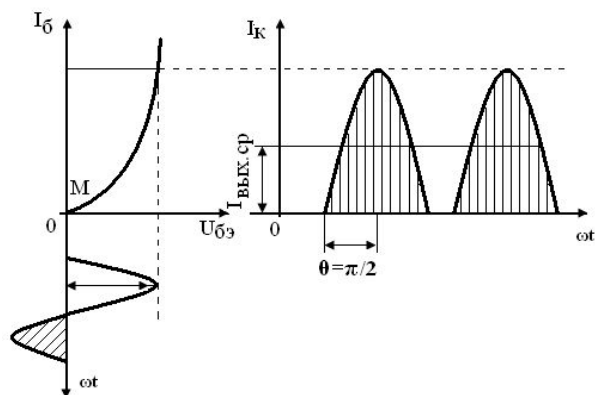


Рис. 7.7. Графическая иллюстрация работы усилительного каскада в режиме класса В

Из-за нелинейности начальных участков характеристик транзисторов форма графика выходного тока (при малых его значениях) существенно отличается от формы при линейной зависимости.

В связи с этим режим класса *B* характеризуется большими нелинейными искажениями сигнала ($K_r < 10\%$), и этот режим используется преимущественно в мощных двухтактных каскадах усиления, однако в чистом виде его применяют редко. Чаще в качестве рабочего режима используют промежуточный режим АВ.

Класс усиления C – это режим работы усилительного каскада, при котором ток в выходной цепи транзистора протекает на интервале, меньшем половины периода изменения напряжения входного сигнала.

Он характеризуется выбором точки покоя в области запертого транзистора (рис. 7.8).

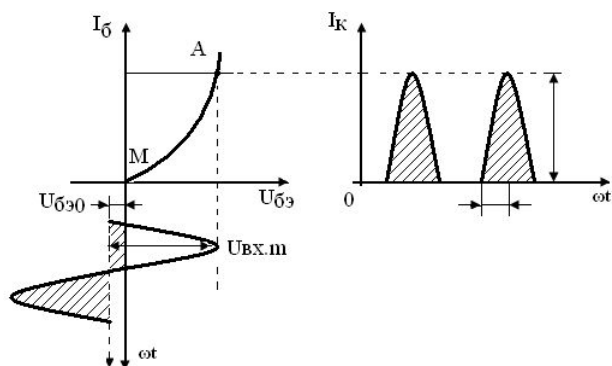


Рис. 7.8. Графическая иллюстрация работы усилительного каскада в режиме усиления C

Поскольку больше половины рабочего времени транзистор закрыт, мощность, потребляемая от источника питания, снижается, так что КПД каскадов повышается, приближаясь к 100 %.

Угол отсечки меньше $\pi/2$, а ток покоя равен нулю. С уменьшением угла отсечки в импульсе тока возрастают уровни высших гармоник по отношению к уровню первой.

В связи с большими нелинейными искажениями режим класса C не используется в усилителях звуковой частоты, а нашел свое применение в мощных двухтактных каскадах усилите-

лей мощности радиочастот, нагруженных на резонансный контур и обеспечивающих в нагрузке ток первой гармоники.

Класс усиления D – то режим работы транзисторного каскада, при котором в установившемся режиме усилительный элемент может находиться только в состоянии «включено» (режим насыщения биполярного транзистора) или «выключено» (режим отсечки биполярного транзистора).

В закрытом состоянии через транзистор протекает небольшой обратный ток, его электрическое сопротивление велико, падение напряжения на нем примерно равно напряжению источника питания.

В открытом состоянии через транзистор протекает большой ток, его электрическое сопротивление очень мало, мало и падение напряжения на нем. В связи с этим потери в транзисторе в режиме класса *D* ничтожно малы и КПД каскада приближается к 100 %.

Таким образом, режим работы усилителя определяется заданием рабочей точки активного элемента в режиме покоя. В режиме класса *A* транзистор работает без отсечки тока с минимальными нелинейными искажениями. В режимах *AB*, *B*, *C* и *D* транзистор работает с отсечкой тока.

Выводы: КПД усилителя определяется режимом работы усилительного элемента и связан с его углом отсечки. Различают режимы работы усилительного элемента с отсечкой выходного тока (*AB*, *B*, *C*, *D*) и без отсечки (*A*), когда выходной ток протекает в течение всего периода входного сигнала. Усилитель, работающий с отсечкой выходного тока, имеет наибольший КПД.

7.2.1. Виды обратных связей

Обратная связь (ОС) – это связь между цепями усилителя, посредством которой сигнал передается в направлении, обратном нормальному (с выхода на вход), т. е. не из предыдущего каскада в последующий, а наоборот.

Все виды обратной связи сильно изменяют свойства усилительного устройства, поэтому они широко используются для направленного изменения его параметров. В общем случае сиг-

нал обратной связи может либо суммироваться с входным (*положительная обратная связь* – ПОС), либо вычитаться из входного сигнала усилителя (*отрицательная обратная связь* – ООС).

Обратная связь может появиться в усилителе по трем причинам:

- физические свойства усилительных приборов – такую обратную связь мы будем называть *внутренней обратной связью*. Примером может служить обратная связь, образованная за счет емкости анод – сетка Сдс в лампах или за счет емкости база – коллектор С_{БК} в транзисторе;

- наличие паразитных емкостей, индуктивных и других связей в схемах, создающих пути для обратной передачи сигнала. Такие связи принято называть *паразитными обратными связями*;

- вследствие введения в схему специальных цепей. Связь такого типа называют *внешней обратной связью*.

Внутренними и паразитными связями нельзя управлять, и они нередко изменяют свойства усилителя в нежелательном направлении, например, могут привести к искажению АЧХ и даже к самовозбуждению усилителя.

Внешняя обратная связь легко управляема и ее вводят для улучшения показателей усилителя: повышения стабильности коэффициента усиления, снижения искажений всех видов, уменьшения собственных помех и т. д.

Усилитель и обратную связь целесообразно рассматривать в виде соединения двух четырехполюсников, один из которых

представляет собой однонаправленный усилитель ($\dot{K}$ – коэффициент усиления усилителя), а другой – цепь обратной связи ($\dot{\beta}$ – коэффициент передачи цепи ОС). Эти четырехполюсники можно соединить различными способами (рис. 7.9–7.13): последовательно, параллельно, последовательно-параллельно, параллельно-последовательно и комбинированно.

Комбинированная обратная связь (ОС) по входу и выходу (рис. 7.13) широко используется в многоканальной аппаратуре, причем комбинированное подключение четырехполюсника обратной связи осуществляется с помощью специальных транс-

форматоров и других элементов, которые представляют как входной, так и выходной шестиполюсники (6 п).

В связи с вышеизложенным различают:

1) параллельную обратную связь по входу и выходу, которую называют также параллельной ОС по напряжению (рис. 7.9):

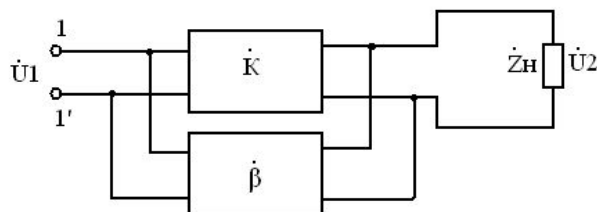


Рис. 7.9. Параллельная обратная связь по входу и выходу – параллельная ОС по напряжению

2) последовательную ОС по входу и выходу, которую называют также последовательной ОС по току (рис. 7.10):

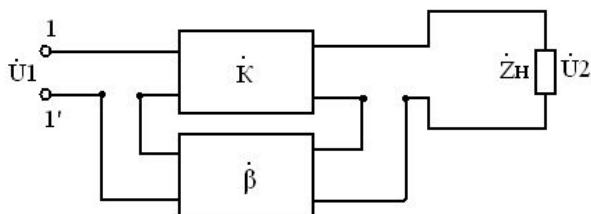


Рис. 7.10. Последовательная обратная связь по входу и выходу – последовательная ОС по току

3) последовательную ОС по входу и параллельную по выходу, называемую также последовательной ОС по напряжению (рис. 7.11):

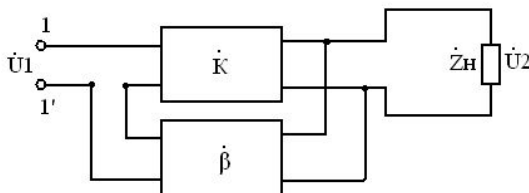


Рис. 7.11. Последовательная обратная связь по входу и параллельная по выходу – последовательная ОС по напряжению

4) параллельную ОС по входу и последовательную по выходу, называемую также параллельной ОС по току (рис. 7.12):

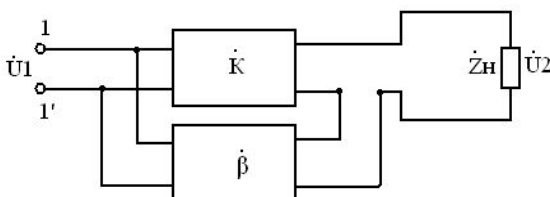


Рис. 7.12. Параллельная обратная связь по входу и последовательная по выходу – параллельная ОС по току

5) комбинированную ОС по входу и выходу (или на одном из концов) (рис. 7.13):

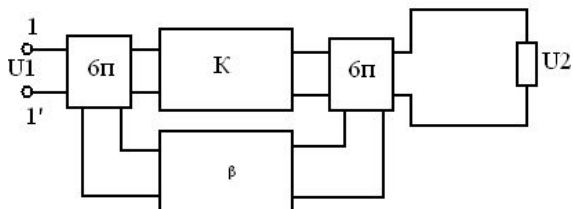


Рис. 7.13. Комбинированная обратная связь по входу и выходу – последовательно-параллельная ОС (бп-входной и выходной шестиполусники)

Для определения вида обратной связи можно воспользоваться следующим правилом: если при коротком замыкании нагрузки напряжение обратной связи сохраняется, то осуществляется обратная связь по току, если же оно стремится к нулю, то по напряжению.

Поскольку в усилителях обычно используются каскады с ОЭ, ОК, ОИ и ОС, вид ОС можно легко определить по способу подачи ее сигналов во входную цепь. Если сигнал обратной связи поступает на эмиттер (или исток) транзистора, то связь последовательная, а если на базу (или затвор), то параллельная. Для определения вида обратной связи (ООС или ПОС) необходимо просмотреть прохождение полуволны входного сигнала во всех точках схемы усилителя.

Коэффициент усиления однонаправленного усилителя и коэффициент обратной связи ($\dot{\beta}$) в общем случае являются величинами комплексными. Этим учитывается возможность наличия фазового сдвига на низких и высоких частотах за счет реактивных элементов в самом усилителе и в цепи обратной связи. При работе в диапазоне средних частот, если в цепи ОС отсутствуют реактивные элементы, то параметры ($\dot{K}$) и ($\dot{\beta}$) являются вещественными величинами.

7.2.2. Виды связей между каскадами

Схемы межкаскадных связей в усилителях служат для передачи энергии: от источника сигнала на вход усилителя; от предыдущего каскада к последующему; от конечного каскада в нагрузку.

Схемы межкаскадных связей должны обладать минимальными или допустимыми частотными и фазовыми искажениями, а также минимальными потерями. Эти схемы одновременно могут служить для подачи напряжения от источника питания на электроды усилительных элементов, а также для придания определенных свойств усилительным каскадам или всему усилителю в целом.

Схемы межкаскадных связей входных и выходных цепей могут служить для перехода с симметричной цепи на несимметричную цепь, и наоборот. Так, например, проводная линия связи является симметричной по отношению к земле цепью, а усилитель является несимметричной цепью.

Получение симметричного напряжения также необходимо для возбуждения двухтактных каскадов, которые содержат два усилительных элемента, работающих в противофазе на общую нагрузку.

На практике наиболее часто используются следующие виды межкаскадной связи: дроссельно-емкостная связь, трансформаторная связь, резисторно-емкостная связь и непосредственная. Название усилительного каскада определяется использованной в нем схемой межкаскадной связи, т. е. цепью, которая соединяет выход одного усилительного элемента с входом другого.

7.2.3. Дроссельно-емкостная связь

Упрощенная схема такой связи показана на рис. 7.14.

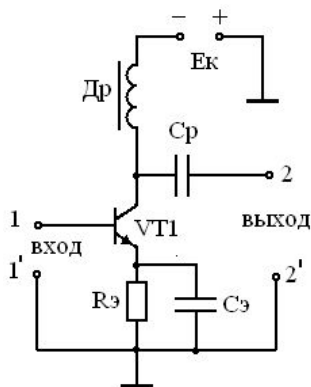


Рис. 7.14. Схема каскада с дроссельно-емкостной связью

В дроссельном каскаде в качестве сопротивления, включенного в выходную цепь усилительного элемента, ставят дроссель. Разделительный конденсатор C_p передает переменную составляющую на следующий каскад и не пропускает постоянную составляющую.

Дроссельная связь может использоваться при пониженном напряжении источника питания вследствие малого сопротивления дросселя постоянному току.

Данный каскад имеет высокий КПД, а его коэффициент уси-

ления немного выше, чем у резисторных каскадов. В настоящее время дроссельные каскады используют редко, т. к. они имеют неширокую полосу пропускания, большие габаритные размеры и высокую стоимость.

7.2.4. Трансформаторная связь

В трансформаторных каскадах для связи каскадов между собой используют трансформатор, первичную обмотку которого включают в выходную цепь усилительного элемента, а вторичную – в цепь управляющего электрода (рис. 7.15).

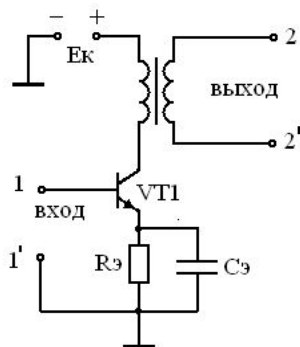


Рис. 7.15. Схема каскада с трансформаторной связью

Переменная составляющая выходного транзистора, проходя через первичную обмотку, создает на ней падение напряжения сигнала, которое трансформируется во вторичную обмотку и подается на вход следующего каскада.

Достоинства трансформаторной связи: возможность получения более высокого коэффициента усиления, чем при использовании резисторной связи; обеспечение симметрии выхода; согласование каскада с нагрузкой по сопротивлениям и шумам;

возможность работы при пониженном напряжении источника питания, т. к. падение напряжения постоянной составляющей обусловлено только наличием активного сопротивления первичной обмотки трансформатора. *Недостатки трансформаторной связи:* дороговизна большие габаритные размеры каскадов, необходимость защиты от внешних магнитных полей, а также ухудшение частотно-фазовой характеристики, обусловленное реактивными составляющими трансформатора, как на низких, так и высоких частотах.

7.2.5. Резисторно-емкостная связь

Резисторно-емкостную связь применяют в усилителях переменного тока (рис. 7.16.).

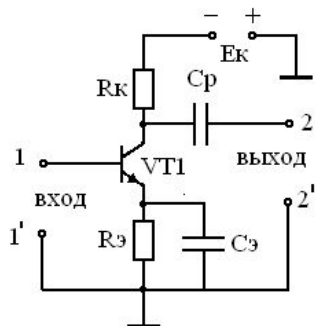


Рис. 7.16. Схема каскада с резисторно-емкостной связью

Напряжение усиваемого сигнала переменного тока, которое выделяется на резисторе R_k , передается на следующий каскад. Емкость конденсатора C_p выбирают таким образом, чтобы его сопротивление на нижней граничной частоте диапазона было небольшим - существенно меньше входного сопротивления следующего каскада.

Достоинства схемы: малые габаритные размеры, масса и стоимость; достаточно хорошие частотно-фазовая и переходная характеристики; отсутствие влияния режимов работы каскадов по постоянному току, что особенно важно в ламповых каскадах, имеющих высокое положительное напряжение на аноде и отрицательное напряжение на сетке.

Недостатки резисторно-емкостной связи: низкий КПД цепи; уменьшение усиления на низких частотах за счет увеличения сопротивления разделительного конденсатора; невозможность передачи медленно изменяющихся во времени сигналов; невозможность использования в усилителях постоянного тока.

7.2.6. Непосредственная связь

Рассмотренные ранее цепи связи между каскадами не позволяют передавать медленно изменяющиеся во времени сигналы и сигналы, содержащие постоянную составляющую.

Поэтому в усилителях постоянного тока используют непосредственные (гальванические) связи между каскадами (рис. 7.17).

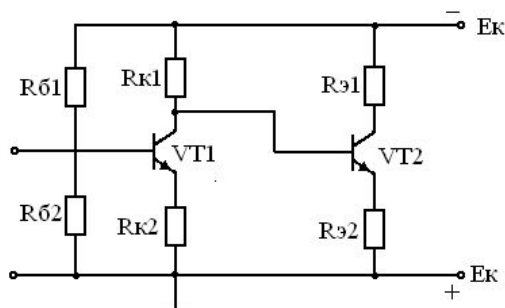


Рис. 7.17. Схема каскада с непосредственной связью

Непосредственной связью называют такую связь, при которой соединение между каскадами осуществляется посредством элементов, обладающих проводимостью по постоянному току (резисторы, стабилитроны, гальванические элементы и т. д.). В этом случае выходной электрод усилительного элемента предыдущего каскада соединен непосредственно с управляющим электродом последующего.

Достоинство каскада с непосредственной связью: способность усиливать сигнал сколь угодно низкой частоты наряду с усилением средних и высоких частот. Непосредственная связь между каскадами позволяет изготавливать усилители по интегральной технологии, в которой использование других связей без применения навесных элементов невозможно.

Недостатки усилителей с непосредственной связью: сложность обеспечения нормального режима работы каскадов по постоянному току с одним источником питания, а также произвольное изменение напряжения на выходе за счет изменения температуры, параметров усилительных элементов и т. д.

Выводы: Межкаскадные связи служат для передачи энергии сигнала от источника сигнала на вход усилителя и от предыдущего каскада к последующему. Межкаскадные связи разделяются на резисторно-емкостную, трансформаторную, дроссельно-емкостную и непосредственную. Наибольшее распространение получили резисторно-емкостная и непосредственная

связи благодаря их простоте и хорошей частотно-фазовой характеристике. Резисторно-емкостную связь используют в усилителях переменного тока, непосредственную – в усилителях медленно изменяющихся во времени сигналов и в усилителях, выполненных по интегральной технологии. Трансформаторную связь используют во входных и выходных цепях усилителей для перехода с симметричного тракта на несимметричный, и наоборот, а также для согласования входного и выходного сопротивлений усилителей с сопротивлением источника сигнала и нагрузки. Трансформаторную связь можно также использовать в выходных каскадах усилителей звуковой частоты. Для исключения взаимного влияния между каскадами по постоянному току в усилителях с непосредственными связями применяют ООС.

7.3. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель (ДУ) является широко применяемой разновидностью усилителей постоянного тока.

Под *усилителем постоянного тока* (УПТ) понимается усилитель, обладающий возможностью усилить сколь угодно медленные электрические колебания.

Низшая частота усиления стремится к нулю, а верхняя, как и в усилителе переменного тока, выбирается в зависимости от назначения УПТ.

Характерной чертой УПТ является *дрейф нуля* – самопроизвольное изменение выходного сигнала при $\Delta U_{\text{вх}} = 0$. Причиной возникновения дрейфа могут быть нестабильность источников питания усилителей и в особенности изменение параметров полупроводниковых приборов и других элементов схемы в результате изменения температуры окружающей среды или других дестабилизирующих факторов.

Например, при увеличении ЭДС источника питания E_k это изменение ΔE_k через делитель R_1 и R_2 (схема с ОЭ) будет передано на базу транзистора, что вызовет увеличение тока базы I_b и повлечет за собой снижение потенциала на коллекторе транзистора.

Поскольку в схеме с ОЭ $K_u \gg 1$, это изменение $\Delta U_{кз}$ может быть значительно больше, чем ΔE_k . На нагрузке появится отрицательное приращение выходного напряжения – *сигнал дрейфа*.

Сигнал дрейфа является медленно изменяющейся величиной. При работе усилителя необходимо обеспечить $U_{вх} \gg U_{др}$, иначе дрейф на выходе невозможно отличить от полезного сигнала. Для создания качественных УПТ необходимо снижать, а по возможности – полностью исключать дрейф нуля.

Стабилизация источников питания, рабочих режимов, температуры оказывается для этого неэффективной, так как малейшие отклонения усиливаются УПТ.

Эффективным средством борьбы с дрейфом нуля стало применение каскадов, поостренных по принципу уравновешенных мостов. Наиболее распространенными являются дифференциальные усилители.

При рассмотрении каскада с ОЭ обнаружен ряд трудностей, возникающих при создании усилителей:

1. При стабилизации режима покоя с помощью резистора R_b происходит значительное уменьшение коэффициента усиления каскада в результате действия отрицательной обратной связи.

2. При связи каскадов друг с другом K_u уменьшается за счет потерь на резистивных элементах. Для исключения снижения K_u необходимо применять схемы со сложным источником питания.

3. В усилителях имеется дрейф нуля.

Эти известные недостатки частично или полностью исключены в дифференциальном каскаде, который находит широкое применение в практических схемах.

Одна из возможных схем ДУ (дифференциальный усилитель) показана на рис. 7.18.

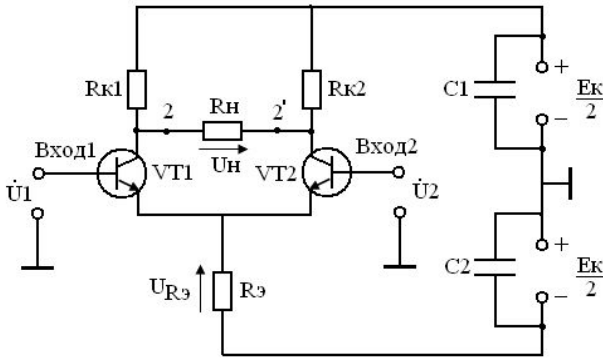


Рис 7.18. Принципиальная схема дифференциального каскада

Дифференциальный каскад нередко называют *параллельно-балансным-каскадом*.

В построении ДУ есть существенные отличия: он имеет два входа (или симметричный вход) и общее сопротивление R_3 в цепях эмиттеров.

Следует обратить внимание также на то, что в ДУ общим проводом является провод, соединенный со средней точкой источника питания. Это позволяет путем подбора величин сопротивлений схемы устранить большое постоянное напряжение на коллекторах транзисторов по отношению к корпусу и тем самым обеспечить подключение нагрузки без разделительной цепи.

Кроме того, в этом случае имеется возможность обойтись без делителей в цепях баз транзисторов. Напряжение смещения подается на базы через внутреннее сопротивление источников сигналов, подключаемых к зажимам *Вход 1* и *Вход 2*. При этом для снижения дрейфа нуля необходимо, чтобы эти сопротивления были равны.

Наличие двух входов позволяет осуществить усиление как двухфазных, так и однофазных сигналов.

В свою очередь, двухфазный сигнал может быть парафазным (дифференциальным) или синфазным. *Парафазный сигнал*

характеризуется разными знаками потенциалов на зажимах цепи по отношению к корпусу, а *синфазный* – одинаковыми.

При усилении однофазного сигнала потенциальный проводник от предыдущего каскада соединяется с одним из входов ДУ. Второй вход ДУ соединяется с корпусом через резистор, сопротивление которого равно внутреннему сопротивлению предыдущего каскада.

Рассмотрим принцип работы дифференциального каскада, изображенного на рис. 7.18.

При отсутствии сигнала на входах напряжения $U_{кэ1}$ и $U_{кэ2}$ равны, поэтому выходное напряжение $U_n = U_{кэ2} - U_{кэ1} = 0$.

Теперь подадим на схему парафазные сигналы, то есть на *Вход 1* и *Вход 2* напряжения различной полярности, например на *Вход 1* «+», а на *Вход 2* «-». Транзистор VT_1 откроется больше, а транзистор VT_2 , наоборот, прикроется. Это приведет к увеличению $I_{к1}$. Следовательно, уменьшится напряжение $U_{кэ1}$. Ток $I_{к2}$ уменьшится, а следовательно, увеличится напряжение $U_{кэ2}$. В цепи сопротивления нагрузки возникнет ток в направлении 2'-2. При смене полярности напряжения на входах схемы (напряжения источника сигнала) будет наблюдаться обратный процесс.

Если на входы 1 и 2 подать одинаковые сигналы одной полярности, то оба транзистора приоткроются (или прикроются) и выходное напряжение $U_n = U_{кэ2} - U_{кэ1} = 0$.

Если вход несимметричный, то побочные сигналы (помехи) будут восприниматься и усиливаться вместе с полезным сигналом. Но если усилитель имеет дифференциальный вход, то на оба входа будет поступать одинаковое напряжение помех, в результате чего они будут *подавлены* самой схемой.

Способность усилителя выделять малые дифференциальные сигналы на фоне больших синфазных помех является одной из важнейших характеристик ДУ.

Резистор R_z создает в каждом транзисторе отрицательную обратную связь, уменьшающую усиление синфазных сигналов и дрейф нуля на выходе каскада при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

7.3.1. Основные показатели дифференциального усилителя

К основным показателям ДУ относят: коэффициент усиления K_o , коэффициент ослабления синфазных сигналов (помех) $K_{осс}$, входное и выходное сопротивления, частотный диапазон.

Коэффициент усиления можно определить следующим образом. Если к входным зажимам приложено напряжение сигнала $U_{вх}$, то к участку база–эмиттер каждого транзистора (VT_1 , VT_2) будет приложено напряжение $\frac{U_{вх}}{2}$ и на коллекторах появятся

потенциалы, равные по величине $g_{213} \frac{U_{вх}}{2} R_k$ но противоположные по знаку. Разность этих потенциалов будет равна $g_{213} U_{вх} R_k$, откуда $K_o = g_{213} R_k$.

При подключении к зажимам 2-2' сопротивления нагрузки R_n коэффициент усиления будет равен:

$$K_o = g_{213} R_2, \quad (7.12)$$

где $R_2 = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$, т. е. это значение равно коэффициенту усиления

схемы с общим эмиттером

Коэффициент ослабления синфазного сигнала оценивается соотношением

$$K_o = \frac{K_c}{K_o}, \quad (7.13)$$

где K_c – коэффициент усиления синфазного сигнала.

Входное сопротивление ДУ для парафазного сигнала равно сумме входных сопротивлений транзисторов, т. е. $R_{вх, ДУ} = 2h_{113}$, и составляет единицы-десятки кОм.

Выходное сопротивление ДУ $R_{вых, ДУ} \approx 2R_k$ по величине составляет также единицы-десятки кОм.

7.4. Операционный усилитель

Операционный усилитель (ОУ) – это унифицированный многокаскадный усилитель постоянного тока, удовлетворяющий

следующим требованиям к электрическим параметрам: $K_u \rightarrow \infty$; $R_{вх} \rightarrow \infty$; $R_{вых} \rightarrow 0$; $f_v \rightarrow \infty$. Являясь, по существу, идеальным усилительным элементом, ОУ составляет основу всей аналоговой электроники, что стало возможным в результате достижений современной микроэлектроники, позволившей реализовать достаточно сложную структуру ОУ в интегральном исполнении на одном кристалле.

Все это позволяет рассматривать ОУ в качестве простейшего элемента электронных схем подобно диоду, транзистору и т. п. Условное обозначение ОУ показано на рис. 7.19.

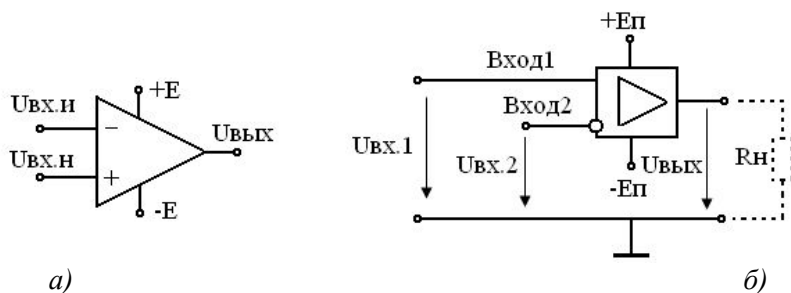


Рис. 7.19. Операционный усилитель:

а – условно-графическое обозначение; б – схема включения

Вход со знаком «+» является неинвертирующим, т. е. при подаче входного сигнала на этот вход полярность сигнала на выходе остается неизменной.

Вход со знаком «-» является инвертирующим, то есть при подаче сигнала на этот вход на выходе его полярность изменяется на противоположную. На боковых сторонах треугольника расположены выводы подключения источников питания. По принципу действия ОУ сходен с обычным усилителем. Он предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала.

Однако ОУ специально создан для использования в схемах с глубокой ООС (отрицательно обратная связь) так, чтобы пара-

метры устройства преимущественно определялись параметрами цепи ОС, а сам ОУ должен быть функционально незаменим.

Если ОУ охвачен положительной ОС, то может возникнуть самовозбуждение автоколебаний: усилитель превратится в генератор, и все параметры ОУ ухудшатся.

Практическое использование ОУ часто не требует знания внутренней структуры усилителя. Изучение принципа действия основных функциональных и схемотехнических особенностей узлов позволяет определить предельные технические возможности ОУ и корректировать его характеристики и параметры с помощью внешних устройств.

7.4.1. Параметры операционных усилителей

Операционный усилитель является сложным электронным устройством, правильное применение которого зависит от понимания особенностей его работы и знания основных параметров. Ниже приводятся основные параметры ОУ, характеризующие его работу.

Коэффициент усиления K равен отношению выходного напряжения к вызвавшему это приращение дифференциальному входному сигналу при отсутствии обратной связи (составляет 10^3 – 10^7) и определяется при холостом ходе на выходе:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх,д}}}. \quad (7.14)$$

Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$ показывает, какое напряжение необходимо подать на вход ОУ для того, чтобы на выходе получить $U_{\text{вых}}=0$ (составляет 0,5–0,15 мВ). Это является следствием неточного согласования напряжений эмиттер-база входных транзисторов.

Входной ток $I_{\text{вх}}$ определяется нормальным режимом работы входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах. Это ток базы входного транзистора ДУ. Если же в дифференциальном каскаде используются полевые МДП-транзисторы, то это токи утечек.

Разность входных токов $\Delta I_{вх}$ равна разности значений токов, протекающих через входы ОУ при заданном значении входного напряжения, и составляет 0,1 – 200 нА.

Входное сопротивление $R_{вх}$ (сопротивление между входными выводами) равно отношению приращения входного напряжения к приращению входного тока на заданной частоте сигнала. Оно определяется для области низких частот. В зависимости от характера подаваемого сигнала входное сопротивление бывает дифференциальным (для дифференциального сигнала) и синфазным (для синфазного сигнала).

Дифференциальное входное сопротивление – это полное сопротивление со стороны любого входа, когда другой вход соединен с общим выводом; составляет десятки килоом – сотни МОм. Такое большое $R_{вх}$ получается за счет входного ДУ.

Синфазное входное сопротивление – это сопротивление между замкнутыми выводами входов и землей. Оно характеризуется изменением среднего входного тока при приложении ко входам синфазного сигнала и на несколько порядков выше $R_{вх,диф}$.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ определяется как отношение напряжения синфазного сигнала, подаваемого на оба входа, к дифференциальному входному напряжению, вызывающему такое же значение выходного напряжения. Коэффициент ослабления показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального сигнала больше коэффициента усиления синфазного входного сигнала, и составляет 60–120:

$$K_{осс}=K_0 = \frac{K_{диф}}{K_{сф}}. \quad (7.15)$$

Выходное сопротивление $R_{вых}$ определяется отношением приращения выходного напряжения к приращению активной составляющей выходного тока при заданном значении частоты сигнала и составляет единицы-сотни Ом.

Температурный дрейф напряжения смещения равен отношению максимального изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению температуры и оценивается в мкВ/град:

$$\alpha_{\text{см}} = \frac{\Delta U_{\text{см}}}{\Delta T}. \quad (7.16)$$

Температурные дрейфы напряжения смещения и входных токов являются причиной температурных погрешностей устройств ОУ.

Коэффициент влияния неустойчивости источника питания на выходное напряжение показывает изменение выходного напряжения при изменении напряжения питания на 1 В и оценивается в мкВ/В.

Максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых.мах}}$ определяется предельным значением выходного напряжения ОУ при заданном сопротивлении нагрузки и напряжении входного сигнала, обеспечивающем стабильную работу ОУ. $U_{\text{вых.мах}}$ на 1–5 В ниже напряжения питания.

Максимальный выходной ток $I_{\text{вых.мах}}$ ограничивается допустимым коллекторным током выходного каскада ОУ.

Потребляемая мощность – мощность, рассеиваемая ОУ при отключенной нагрузке.

Частота единичного усиления f_1 – это частота входного сигнала, при котором коэффициент усиления ОУ равен единице:

$$|K(f_1)| = 1 \quad (7.17)$$

У интегральных ОУ частота единичного усиления достигает значения 1000 МГц.

Частота среза f_c ОУ – частота, на которой коэффициент усиления снижается в $\sqrt{2}$ раз. Она определяет полосу пропускания ОУ и составляет десятки МГц.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения $U_{\text{вых.мах}}$ определяется наибольшей скоростью изменения выходного напряжения ОУ при действии на входе импульса прямоугольной формы с амплитудой, равной максимальному значению входного напряжения, и лежит в пределах 0,1–100 В/мкс. Этот параметр указывается для широкополосных и импульсных устройств на основе ОУ. Он характеризует быстродействие ОУ в режиме большого сигнала.

Время установления выходного напряжения $t_{уст}$ (время затухания переходного процесса) - это время, необходимое для возвращения усилителя из состояния насыщения по выходу в линейный режим.

Напряжение шумов, приведенное ко входу, определяется действующим значением напряжения на выходе усилителя при нулевом входном сигнале и нулевом сопротивлении источника сигнала, деленным на коэффициент усиления ОУ. Спектральная плотность шумов оценивается как корень квадратный из квадрата приведенного напряжения шума, деленного на частоту, в которой выполнено измерение напряжения шума.

7.4.2. Классификация операционных усилителей

В соответствии с ГОСТом 4.465-86 все ОУ делятся на следующие группы по совокупности их параметров: универсальные или общего применения; прецизионные, или инструментальные; быстродействующие; микроомощные. Приведем сравнительные данные для некоторых типов ОУ из различных групп.

7.4.2.1. Быстродействующие широкополосные ОУ

Используются для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Они характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой частотой единичного усиления, а по остальным параметрам уступают операционным усилителям общего применения.

7.4.2.2. Прецизионные (высокоточные) ОУ

Используются для усиления малых электрических сигналов (в составе измерительных приборов), сопровождаемых высоким уровнем помех, и характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим $R_{вх}$ и низким уровнем шумов.

7.4.2.3. ОУ общего применения

Используются для построения узлов аппаратуры, имеющих суммарную приведенную погрешность на уровне 1 %. Характеризуются относительно малой стоимостью и средним уровнем параметров.

7.4.2.4. Мощные и высоковольтные ОУ

Усилители с выходными каскадами, построенными на мощных высоковольтных элементах. Например: К157УД1, К1040УД2.

Их основные параметры: выходной ток $I_{\text{вых}} \geq 100$ мА; выходное напряжение $U_{\text{вых}} \geq 15$ В.

7.4.2.5. Микромощные ОУ

Необходимы в случаях, когда потребляемая мощность жестко лимитирована (переносные приборы с автономным питанием, приборы, работающие в ждущем режиме). Ток потребления $I_{\text{пот. max}} \leq 1$ мА. Это такие усилители, как К140УД14, 28. К153УД4 и др.

7.4.2.7. Многоканальные ОУ

Имеют параметры, аналогичные усилителям общего применения или микромощным усилителям с добавлением такого параметра, как коэффициент разделения каналов. Они служат для улучшения массогабаритных показателей и снижения энергопотребления аппаратуры. Западные фирмы выпускают сдвоенные прецизионные и быстродействующие усилители. Примером могут быть: К140УД20, К157УД2, К574УД2, К1040УД1 и др.

Выводы: Требования, предъявляемые к параметрам ОУ, зависят от выполняемых функций. В каждом конкретном случае выбирают тот тип ОУ, у которого параметры в наибольшей степени удовлетворяют предъявленным требованиям. В связи с тем, что существует определенное противоречие в получении

нескольких групп оптимальных параметров ОУ, приходится изготавливать ОУ специального назначения. Например, высокочастотные ОУ с широкой полосой пропускания, большой скоростью нарастания выходного напряжения и т. д. Однако в этом случае трудно получить ОУ с минимальными погрешностями на выходе. В других случаях добиваются наибольшей точности параметров. Такие ОУ получили название прецизионных (высокоточных). Имеются ОУ общего применения – универсальные, многофункциональные, которые больше всего применяют в аппаратуре связи.

7.4.3. Устройство операционных усилителей

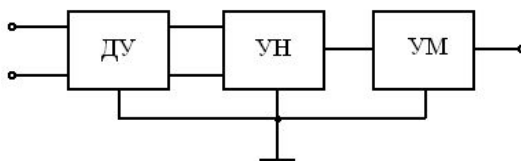


Рис. 7.20. Структурная схема трехкаскадного ОУ

Упрощенная структурная схема трехкаскадного ОУ показана на рис. 7.20.

Назначение отдельных каскадов следующее.

Дифференциальный усилитель (ДУ) имеет большой коэффициент усиления парафазного сигнала, сравнительно большое входное сопротивление и сильное ослабление синфазного сигнала, а также слабую чувствительность к изменению напряжения источника питания, температуры и других дестабилизирующих факторов.

Усилитель напряжения (УН) – промежуточный каскад. Он осуществляет усиление по напряжению и току, является согласующим устройством между входным и оконечным каскадами и уменьшает напряжение покоя на выходе ОУ до нуля. А так как ОУ является усилителем с непосредственной связью, то постоянная составляющая передается с увеличением от входа к выходу.

ду и промежуточный каскад уменьшает ее до нуля. В промежуточных каскадах для увеличения коэффициента усиления по напряжению часто используют динамические нагрузки, причем каскады могут строиться как по симметричной, так и по несимметричной схеме.

Усилитель мощности (УМ) – окончательный каскад ОУ. Должен обладать сравнительно большим входным сопротивлением, чтобы не нагружать промежуточный каскад, и малым выходным сопротивлением. Практически эту роль выполняют эмиттерный или истоковый повторители, которыми заканчиваются все схемы ОУ.

7.5. Функциональные узлы, выполненные на базе операционного усилителя

7.5.1 Инвертирующие усилители (инверторы)

Источником входного сигнала служит генератор $U_{вх}$, который подключается к инверсному входу ОУ через резистор R_1 играющий роль внутреннего сопротивления генератора (рис. 7.21). Напряжение ОС с выхода ОУ через резистор $R_{ос}$ также подается на инверсный вход. Прямой вход ОУ заземляется.

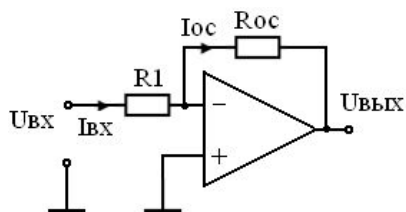


Рис. 7.21. Принципиальная схема инвертирующего усилителя

Так как прямой вход заземлен, то и потенциал инвертирующего входа можно считать практически равным потенциалу «земли».

Поскольку на самом деле инвертирующий вход ОУ имеет большое $R_{вх}$, то такое состояние можно назвать мнимым заземлением.

Равенство нулю потенциала инвертирующего входа означает, что падение напряжения на R_1 равно $U_{ВХ}$, а падение напряжения на резисторе $R_{ОС}$ равно $U_{ВЫХ}$.

Через входную цепь усилителя ток не проходит ($R_{ВХ.ОУ}$ стремится к бесконечности), поэтому $I_{ВХ} = I_{ОС}$.

Так как $I_{ВХ} = U_{ВХ} / R_1$, а $U_{ВЫХ} = R_{ОС} I_{ОС}$, то получаем

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{ОС}}{R_1}. \quad (7.18)$$

7.5.2. Сложение аналоговых сигналов (сумматор)

Для сложения аналоговых сигналов можно использовать инвертирующий усилитель, в котором на инвертирующий вход ОУ подается несколько напряжений, подлежащих сложению (рис. 7.22).

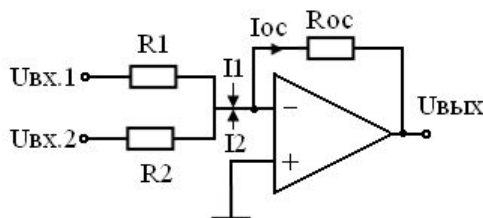


Рис.7.22. Сумматор на ОУ

Снова обратимся к идеализированным характеристикам ОУ, т. е. будем считать что $U_+ = U_- = 0$ и входной ток ОУ равен нулю. При этом токи на входе сумматора будут иметь следующие значения:

$$I_1 = \frac{U_{ВХ.1}}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_{ВХ.2}}{R_2}; \quad I_{ОС} = I_1 + I_2, \quad (7.19)$$

а выходное напряжение:

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{R_{ОС}}{R_1} U_{ВХ.1} + \frac{R_{ОС}}{R_2} U_{ВХ.2}\right). \quad (7.20)$$

7.5.3. Дифференциальные усилители

Во многих практических случаях требуются усилители с дифференциальными входами. Такого типа дифференциальные усилительные устройства легко можно создать на базе ОУ. Простейшая схема усилителя с дифференциальными входами на базе ОУ приведена на рис. 7.23.

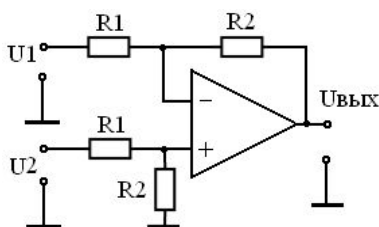


Рис. 7.23. Простейшая схема ДУ на ОУ

Выходное напряжение определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_1}, \quad (7.21)$$

Недостаток схемы - низкое входное сопротивление. Для его увеличения применяют повторители. За счет очень больших входных сопротивлений повторителей эта схема практически не потребляет ток от источников сигнала.

7.5.4. Интегратор и дифференциатор

Если в цепь ОС операционного усилителя между выходом и входом подключить конденсатор, то получим схему интегрирующего усилителя (интегратора) (рис. 7.24).

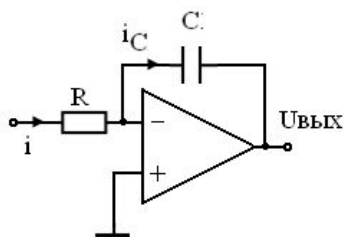


Рис.7.24. Интегратор

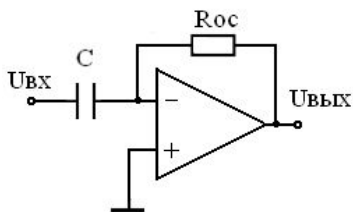


Рис. 7.25.
Дифференциатор на ОУ

По-прежнему будем рассматривать ОУ как идеальный. А это означает, что потенциалы его инверсного и прямого входов одинаковы, входные же токи равны нулю. В этом случае, как и для инвертирующего усилителя, получаем $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{С}}$.

Если в схеме интегратора поменять местами резистор и конденсатор, получим схему простейшего *дифференциатора* (рис. 7.25).

Работа дифференциатора анализируется так же, как интегратора: $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{С}}$, $U_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ОС}} i_{\text{С}}$

Так как с уменьшением частоты сопротивление конденсатора C увеличивается, коэффициент усиления ОУ оказывается неодинаковым на различных частотах (на высоких частотах он много больше, чем на низких). Это приводит к тому, что схема простейшего дифференциатора становится весьма восприимчивой к случайным высокочастотным помехам. Более того, она часто оказывается неустойчивой.

7.5.5. Компаратор

Компаратор – это устройство, предназначенное для сравнения входного напряжения с заданным напряжением (опорным), т. е. это аналоговая ИС, предназначенная для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в логической форме: больше или меньше.

Компаратор напряжения (рис. 7.26) чувствителен к полярности напряжения приложенного между его сигнальными вхо-

дами. Напряжение на выходе будет иметь высокий уровень ($U^1_{\text{ВЫХ}}$) всякий раз, когда разность напряжений между инвертирующими и неинвертирующими сигнальными входами положительна. И наоборот, если разностное напряжение компаратора соответствует логическому нулю ($U^0_{\text{ВЫХ}}$).

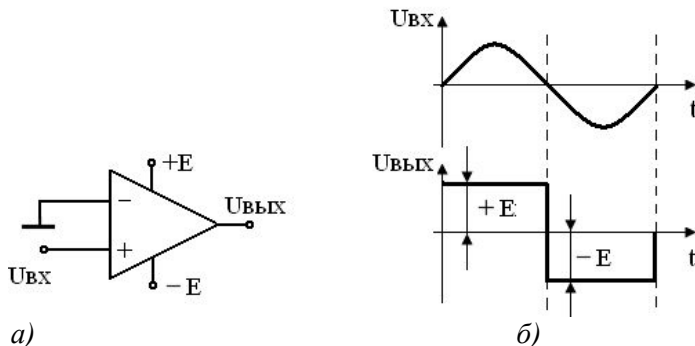


Рис. 7.26. Условное обозначение компаратора (а) и его временные диаграммы (б)

Переход $U_{\text{ВЫХ}}$ из одного состояния в другое показывает, когда и в каком направлении $U_{\text{ВХ}}$ пересекает опорный уровень напряжения. Опорное напряжение можно подавать и на прямой вход. При этом работа компаратора принципиально не изменится, меняется только полярность входного напряжения.

Основными параметрами компараторов являются: чувствительность, точность, с которой компаратор может различить входной и опорный сигнал, быстродействие, нагрузочная способность.

8. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ

Расширение функциональных возможностей и областей применения электронных устройств в различных областях науки и техники неразрывно связано как с достижениями микроэлектроники, так и с широким использованием импульсных и цифровых методов преобразования электрических сигналов. Применение этих методов базируется на использовании режима коммутации, характеризующегося периодическим включением, выключением и переключением электрических цепей. Этот режим на практике называют *ключевым режимом*, а графическое изображение подобных электрических цепей называют *схемами коммутации*.

В качестве таких устройств коммутации используются бесконтактные *электронные ключи*, в которых нелинейными ключевыми элементами являются электронные приборы: диоды, транзисторы. В отличие от механических переключателей электронные ключи обладают большим быстродействием и надежностью.

Большое влияние на переходные процессы в таких электронных схемах наряду с реактивными элементами (C , L) оказывают полупроводниковые приборы. Это объясняется тем, что полупроводниковые приборы, как было показано ранее, обладают некоторой инерционностью.

В зависимости от типа применяемого полупроводникового прибора и условий эксплуатации эта инерционность проявляется в большей или меньшей степени. Однако независимо от типа применяемого полупроводникового прибора и условий его работы можно выделить ряд характерных особенностей построения схем коммутации.

В общем случае любая электронная схема коммутации содержит:

- 1) Источник входного электрического сигнала $e_{вх}$, изменяющегося соответствующим образом во времени, с внутренним сопротивлением $\dot{Z}_{вн}$ которое в общем случае также может изменяться во времени;

- 2) Полупроводниковый прибор, представляющий собой нелинейный элемент и выполняющий роль электронного ключа;
- 3) Нагрузку Z_H .

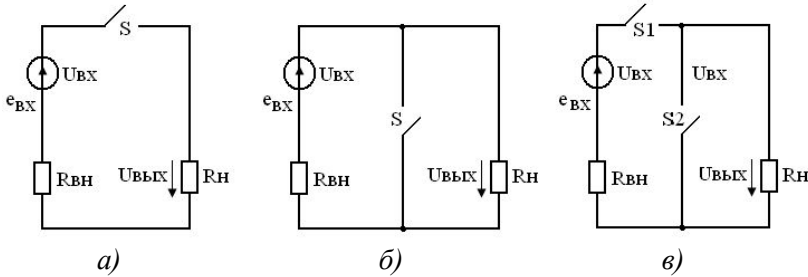


Рис. 8.1. Варианты построения схем коммутации электронных ключей: *а* – последовательная схема; *б* – параллельная схема; *в* – последовательно-параллельная схема

В простейших электронных ключах в качестве $e_{упр}$ может использоваться непосредственно входной электрический сигнал e_{BX} , т. е. само коммутируемое напряжение.

В зависимости от расположения элементов различают последовательную, параллельную и последовательно-параллельную схемы коммутации.

– *последовательная схема коммутации* предусматривает последовательное включение e_{BX} , электронного ключа и R_H (в схемах электронный ключ обозначается S).

– *параллельная схема коммутации* предусматривает параллельное включение e_{BX} , электронного ключа и R_H .

– *последовательно-параллельная схема коммутации* содержит два электронных ключа, один из которых (S_1) включен последовательно с нагрузкой R_H , а другой (S_2) – параллельно нагрузке R_H . При этом S_1 и S_2 переключаются синхронно и в противофазе, т. е. когда S_1 открыт (разомкнут), то S_2 закрыт (замкнут), и наоборот.

В последнее время все большее применение находят электронные ключи на основе полевых транзисторов. Это в первую

очередь определяется возможностью уменьшения рассеиваемой мощности, что согласуется с требованием комплексной миниатюризации электронных устройств.

В то же время применение биполярных транзисторов в качестве электронных ключей позволяет реализовать большее быстроедействие схем коммутации, чем и объясняется их широкое использование в устройствах импульсной и цифровой электроники наряду с полевыми транзисторами.

В зависимости от назначения ключевые схемы бывают цифровыми и аналоговыми. Аналоговые ключевые схемы подключают или отключают аналоговые сигналы к входам усилительных и преобразующих устройств.

Цифровые ключи используются в устройствах вычислительной техники, цифровой связи, дискретной автоматики.

Аналоговые ключи используются в аналогоцифровых и цифроаналоговых преобразователях, в устройствах измерения и управления, в многоканальных коммутаторах.

8.1. Работа биполярного транзистора в ключевом режиме

При построении транзисторных ключей наибольшее распространение получила схема с общим эмиттером. Поэтому далее будет рассматриваться именно эта схема включения. На рис. 8.2. приведен последовательная схема электронного ключа на биполярном транзисторе рпн-структуры и семейство выходных характеристик биполярного транзистора.

Проведем на семействе выходных характеристик нагрузочную прямую, соответствующую выбранному значению сопротивления R_K . Нагрузочная прямая пересечет оси координат в точках $U_{KЭ}=E_K$ и $I_K=E_K/R_K$. Пересечение кривой $U_{KЭ}=0$ с нагрузочной прямой дает точку границы *режима насыщения* (точка H_c).

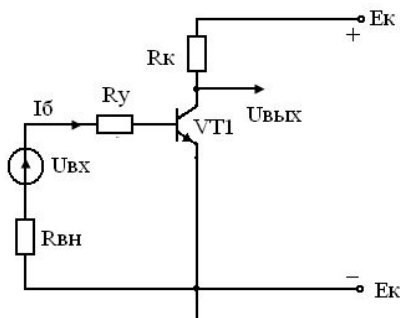


Рис. 8.2. Последовательная схема электронного ключа на биполярном транзисторе рпн-типа

Пересечение кривой $I_b=0$ с нагрузочной прямой дает точку границы *режима отсечки* (точка O_T).

Для работы в ключевом режиме рабочая точка транзисторного каскада должна находиться либо левее точки H_c (*режим насыщения*), либо правее точки O_T (*режим отсечки*). Нахождение между точками H_c и O_T допускается только при переключении транзистора из насыщенного состояния в состояние отсечки или наоборот. Длительность нахождения транзистора в этой области зависит от его частотных свойств. Поэтому именно эти свойства в большей степени и определяют предельное быстродействие схемы коммутации.

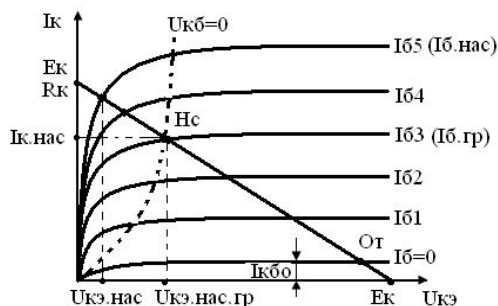


Рис. 8.3. Выходные характеристики биполярного транзистора рпн-типа

Выводы: Основными преимуществами схем коммутации на биполярных транзисторах (по сравнению с диодами) являются: управляемость внешним сигналом; лучшие характеристики во включенном состоянии; возможность, изменяя параметры управляющего сигнала, влиять на быстродействие устройства. В качестве основного недостатка следует отметить большую сложность транзисторных ключей по сравнению с ключами на диодах.

8.1.1. Ключи на полевых транзисторах

Анализируя свойства полевого транзистора, можно сделать три важных для рассмотрения схем коммутации выводы.

1. Управление электрическим полем предполагает управление напряжением, что, в отличие от управления током в биполярном транзисторе, позволяет практически свести к нулю мощность, потребляемую для поддержания стационарных включенного и выключенного состояний. Поэтому теоретически в установившемся режиме коэффициенты передачи полевого транзистора по току и по мощности стремятся к бесконечности.

2. Из физических процессов в полевом транзисторе следует, что данный прибор сохраняет свои характеристики и при смене полярности напряжения, приложенного между выводами стока и истока.

3. Так как ток полевого транзистора, в отличие от биполярного, определяется только движением основных носителей заряда, то при его переключении принципиально отсутствуют процессы, связанные с изменением объемного заряда неосновных носителей. Поэтому переходные процессы в полевом транзисторе обусловлены только процессом перезарядки соответствующих емкостей.

Указанные особенности предопределяют все более широкое применение полевых транзисторов в различных электронных устройствах.

Однако в схеме коммутации эти несомненные достоинства могут быть реализованы только при учете специфических свойств полевого транзистора.

К этим свойствам в первую очередь нужно отнести следующие:

- полевой транзистор обладает худшими ключевыми свойствами по сравнению с биполярным транзистором. Практически это выражается в больших уровнях остаточного напряжения и выходного сопротивления во включенном состоянии.

- выходная ВАХ полевого транзистора на начальном участке качественно отличается от аналогичной характеристики биполярного транзистора зависимостью $\Delta I_c / I_{\Delta_{\text{си}}}$ от управляющего напряжения $U_{\text{зи}}$.

Вследствие этого остаточное падение напряжения на включенном полевом транзисторе сильно зависит от значения управляющего напряжения. Для биполярного транзистора, находящегося в режиме насыщения, такая зависимость полностью отсутствует. Ослабить данный недостаток можно уменьшением рабочего тока стока, т. е. увеличением сопротивления нагрузки.

Необходимость увеличения сопротивления нагрузки при последовательном включении нескольких ключей, характерном для цифровых схем, увеличивает постоянную времени перезаряда емкости $\tau_n = R_n C_n$ и, следовательно, снижает быстродействие ключей на полевых транзисторах. Объясняется это тем, что входная цепь полевого транзистора носит емкостный характер $C_{\text{вх}}$. Поэтому уменьшение емкости нагрузки ($C_n \approx C_{\text{вх}}$) для выбранного типа транзистора не представляется возможным.

8.1.2. Работа МДП-транзистора с индуцированным каналом в ключевом режиме

Полевой транзистор, так же, как и биполярный, может быть использован в качестве электронного ключа для коммутации цепей различного назначения.

Ключи, выполненные на полевом транзисторе с изолированным затвором, нашли применение в импульсных и цифровых устройствах.

Общим свойством для электронных ключей, выполненных на любых типах полевых транзисторов, является использование в

замкнутом состоянии начального участка выходной характеристики, т. е. работа полевого транзистора в ненасыщенном режиме.

На рис. 8.4 приведена схема ключа, выполненного на полевом транзисторе с управляющим рп-переходом и каналом n-типа.

В зависимости от места подключения нагрузки эта схема реализует либо последовательную ($R_c=R_n$), либо параллельную (R_n подключен параллельно выводам сток – исток транзистора) схему коммутации. В соответствии с этим изменяются и ее статические характеристики передачи.

Особенностью данного ключа является инвертирование управляющего сигнала при одновременной смене его полярности: $U_{вх}=U_{зи}<0$, следовательно, $U_{вых}=U_{си}<0$.

Инерционность ключа данного типа определяется процессами перезаряда входной емкости $C_{зи}$ и выходной емкости ($C_{си}$ плюс емкость нагрузки C_n). Поэтому уменьшение времени $t_{фронта}$ и $t_{среза}$ связано с увеличением тока перезаряда этих емкостей.

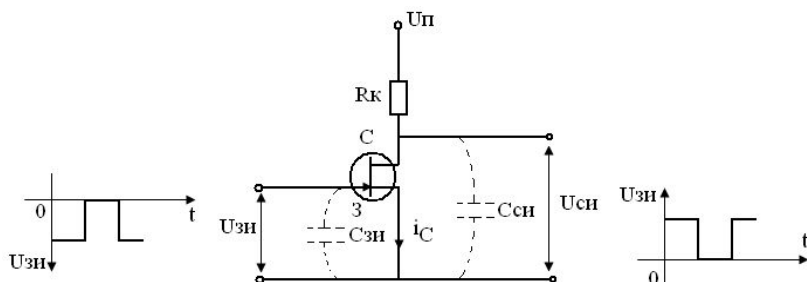


Рис.8.4. Ключ на полевом транзисторе с управляющим рп-переходом и каналом n-типа

Различие полярностей управляющего входного и выходного напряжений существенно усложняет схемотехнику устройств, требующих последовательного соединения нескольких ключей.

9. ГЕНЕРАТОРЫ

9.1. Генераторы гармонических колебаний

Генераторы являются одними из наиболее важных и незаменимых элементов различных устройств. Генераторы используются при измерениях в аппаратуре связи, автоматике и телемеханике. В зависимости от условий работы к генераторам предъявляются разные требования в отношении стабильности частоты, амплитуды и формы колебаний. В аппаратуре находят применение генераторы гармонических колебаний, импульсные генераторы и управляемые генераторы.

Генераторы гармонических колебаний являются одними из наиболее важных и незаменимых элементов различных устройств, используются при измерениях в аппаратуре связи, автоматике, телемеханике.

В качестве активного элемента в генераторах применяются усилительные каскады и устройства с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Фазосдвигающие цепи построены на RC- и RLC-элементах. На частотах выше 100 кГц используют в основном LRC-элементы, а на частотах ниже 20 кГц – генераторы на RC-элементах.

В существующих схемах генераторов могут появляться два вида искажений формы сигнала. Во-первых, искажения, возникающие за счет нелинейной схемы стабилизации амплитуды колебаний. Во-вторых, за счет нелинейности характеристики транзистора.

Колебания на выходе различных устройств имеют место только в том случае, когда на их входы подаются определенные сигналы. Колебания, вызываемые внешними воздействиями, называются вынужденными. Форма вынужденных колебаний и такие их основные параметры, как амплитуда и частота колебаний, зависят как от особенностей данного устройства, так и от характера и параметров входных сигналов.

В отличие от вынужденных колебаний колебания, возникающие самостоятельно, называются автоколебаниями, а уст-

ройства, в которых они возникают, – автоколебательными. Такими устройствами являются генераторы колебаний, которые нередко называют автогенераторами. Автоколебания обладают следующими основными особенностями: возникают они не за счет воздействия внешнего сигнала, а благодаря наличию некоторых особенных свойств системы; форма возникающих колебаний, их амплитуда и частота также определяются свойствами самой системы; возникающие автоколебания, например напряжение на контуре генератора, обладают определенной энергией. Автоколебательные системы встречаются во многих областях техники и природы. К их числу относятся часы, автомобиль и др. Нередко автоколебания оказываются нежелательными и условия их возникновения изучаются для того, чтобы предотвратить их появление. К числу таких явлений относятся: самовозбуждение усилителей; автоколебания систем автоматического регулирования мостов, крыльев самолета, колес автомашин и самолетов и др.

На рис. 9.1, показана электрическая простейшая схема генератора с колебательным контуром.

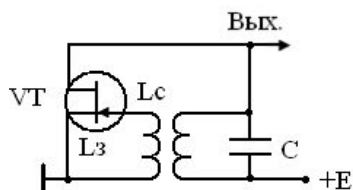


Рис. 9.1. Электрическая схема генератора с колебательным контуром.

Прежде всего остановимся на качественном объяснении процессов, происходящих в схеме. В большинстве случаев источником возникновения автоколебаний в генераторах, являются флуктуации, всегда имеющие место в элементах реальной схемы. Так, ток, протекающий через активный элемент (полевой транзистор),

флуктуирует из-за наличия изменений в транзисторе. Из-за этих изменений во всех элементах схемы случайным образом меняются напряжение и токи.

Предположим, что такие флуктуации появились в затворе транзистора. Они вызовут появление переменной составляющей в токе стока. Этот ток создает на контуре напряжение с частотой,

определяемой элементами L и C . Колебания в контуре трансформируются в затвор. Если эти колебания совпадут по фазе с первоначальными колебаниями, то образуются суммарные колебания большей амплитуды. Большие колебания вызовут большое изменение тока стока, что приведет к образованию еще большего напряжения на контуре и, как следствие, еще большее напряжение на затворе. В итоге процесс самовозбуждения колебаний будет развиваться, амплитуда колебаний будет возрастать. Очевидно, это имеет место, если коэффициент передачи напряжения по замкнутой цепи генератора больше единицы ($K > 1$).

Нарастание колебаний происходит до тех пор, пока из-за нелинейности усиления коэффициент K не уменьшится до единицы ($K = 1$). При этом установится стационарный динамический режим, которому соответствует определенная амплитуда колебаний.

При математическом описании процессов, происходящих в схеме генератора, и условий возникновения колебаний принимаются два условия: условие баланса амплитуд, условие баланса фаз. По первому условию в стационарном режиме значение коэффициента передачи по замкнутому контуру генератора равно единице. По второму условию – колебания в цепи замкнутого контура должны совпадать по фазе.

Теорию генераторов в рамках этого курса рассмотреть невозможно. Устойчивые колебания возникают при наличии положительной обратной связи, которая реализуется для коэффициента передачи больше единицы, а полный фазовый сдвиг равен нулю.

Генератор с фазосдвигающей RC -цепью показан на рис. 9.2.

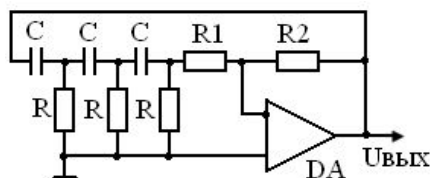


Рис. 9.2. Генератор с фазосдвигающей RC -цепью

Для возникновения колебаний необходимо иметь коэффициент передачи операционного усилителя (ОУ). Частота колебаний

$$F=1/(2\pi RC \cdot 6^{0.5}). \quad (9.1)$$

Если в этой схеме поменять местами R и C, то частота определяется выражением

$$F=6^{0.5}/(2\pi RC). \quad (9.2)$$

При этом коэффициент передачи ОУ $K=R_2/R_1=18,4$.

Недостатком этого генератора является большое количество элементов в цепи положительной обратной связи (ОС). Он трудно перестраивается.

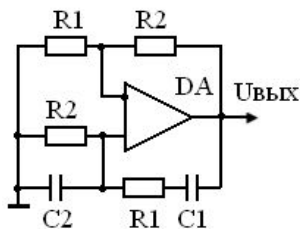


Рис. 9.3. Схема генератора на мосте Вина

В генераторе на мосте Вина квазирезонансная RC-цепь настраивается на частоту $f=1/(R_1R_2C_1C_2)^{0.5}$

Коэффициент передачи ОУ $K=R_2/R_1=3$.

10. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

10.1. Общие сведения

Силовые преобразователи переменного тока в постоянный называют выпрямителями. Они играют большую роль в технике, т. к. производство и распределение электрической энергии экономичней организовать на переменном токе, а многие виды устройств требуют для своего питания постоянный ток. Обычно выпрямители входят составной частью в блок питания общего применения для всех узлов устройства. Иногда нагрузка, минуя стабилизатор, подключается к сглаживающему фильтру. Более редко используют блок питания без фильтров. Выпрямители применяются не только в силовых установках, но и в измерительных и управляющих цепях систем автоматики.

Напряжение сети переменного тока рассчитано на наиболее экономичную передачу энергии на значительные расстояния и многим потребителям. Потребителям необходимо весьма разнообразное напряжение питания. Поэтому составной частью выпрямителей является трансформатор (понижающий или повышающий), который с высоким КПД преобразует напряжение сети в напряжение на входе диодной схемы, которая и преобразует переменное напряжение в требуемое постоянное. Простейшее преобразование переменного напряжения в постоянное состоит в отсечке пути тока через нагрузку в отрицательный полупериод вторичного напряжения трансформатора с помощью элементов с односторонней проводимостью – выпрямительных диодов. Недостатком такого выпрямителя является отсутствие тока через нагрузку в течение отрицательного полупериода напряжения сети. Увеличения времени протекания тока через нагрузку добиваются с помощью специальных схем, образующих в оба полупериода напряжения путь для протекания тока в одном и том же направлении. Однако ток в нагрузке по-прежнему остается пульсирующим. Уменьшения пульсации достигают применением дополнительных элементов, которые устанавливают после диодов, ток (напряжение) в которых не может ис-

чезнуть мгновенно. Эти элементы входят в фильтр, сглаживающий пульсации. Фильтр изменяет режим работы диодов.

К преобразователям напряжения относятся устройства для преобразования постоянного напряжения в переменное или постоянное напряжение другого уровня. Преобразователи находят применение в различных электронных приборах с питанием от аккумуляторов и батарей. Их могут применять в устройствах, заменяя несколько стабилизированных источников одним преобразователем. Преобразователи переменного напряжения используются для получения высоковольтных источников питания. В этих преобразователях осуществляется умножение переменного напряжения в несколько раз. Существуют трансформаторные и резистивно-конденсаторные преобразователи. В основу преобразователя положен генератор, собранный по схеме симметричного мультивибратора. Наибольшее распространение получила трансформаторная схема преобразования. Преобразователи, собранные по такой схеме, обеспечивают мощность до 500 Вт. Резистивно-конденсаторные преобразователи являются маломощными (менее 10 Вт). В трансформаторных преобразователях транзисторы генератора могут быть включены по схеме с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Чаще всего применяется схема с ОЭ. Эта схема позволяет получить большой КПД при малых напряжениях входного источника питания. Схема с ОК нашла применение в тех случаях, когда требуется установка транзисторов на общий радиатор.

При определении основных параметров преобразователей необходимо знать ток и мощность нагрузки. Эти два параметра позволяют определить входное напряжение преобразователя и коллекторный ток переключающих транзисторов. Входное напряжение должно быть меньше половины максимально допустимого напряжения на транзисторах. Коллекторный ток открытого транзистора нарастает во времени вследствие изменения намагничивающего тока трансформатора.

10.2. Преобразователи переменного напряжения

Источник вторичного электропитания (ИВП) – это электронное устройство, предназначенное для преобразования энергии первичного источника электропитания в электрическую энергию частоты, уровня и стабильности, значения которых согласованы с требованиями, предъявляемыми конкретными электронными устройствами (ЭУ).

В качестве первичных источников электропитания для ЭУ и систем обычно используют либо промышленную сеть переменного тока, либо автономные источники переменного или постоянного тока.

ИВП состоит из нескольких функционально законченных блоков, все схемотехническое многообразие которых может быть разбито на три основные группы: устройства согласования частоты, уровня и стабильности напряжения.

Устройства согласования частоты в зависимости от вида преобразуемой энергии подразделяются на два основных класса:

выпрямители – преобразователи напряжения переменного тока в напряжение, содержащее постоянную составляющую (пульсирующее напряжение);

инверторы – преобразователи постоянного напряжения в переменное с заданной формой и частотой.

Устройства согласования уровня напряжения предназначены для преобразования как постоянного, так и переменного напряжения одного уровня в напряжение другого уровня.

Устройства согласования стабильности напряжения можно разделить на два основных класса:

– *сглаживающие фильтры* – устройства, предназначенные для стабилизации мгновенного пульсирующего напряжения (тока);

– *стабилизаторы* – устройства, стабилизирующие среднее значение выходного напряжения, тока и мощности.

В соответствии с вышеизложенным обобщенную структурную схему ИВП можно представить в виде последовательного соединения трех блоков (рис. 10.1).

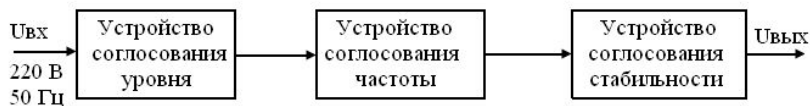


Рис.10.1. Обобщенная структурная схема ИВП

На рис. 10.2 приведена наиболее типичная структурная схема построения ИВП, предназначенного для преобразования напряжения промышленной сети в постоянное напряжение.

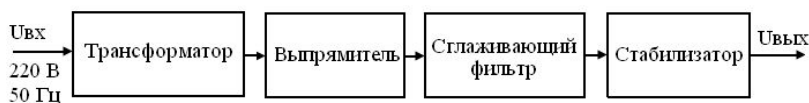


Рис. 10.2. Структурная схема ИВП с входным низкочастотным трансформатором

10.3. Источники напряжения и тока

Для работы электрических схем применяются два вида источников энергии: источник напряжения и источник тока. Источник напряжения имеет ВАХ, показанную на рис. 10.3, а. У этого источника стабильным является выходное напряжение. Ток, потребляемый нагрузкой, может принимать сколь угодно большое значение (теоретически). У источника напряжения внутреннее сопротивление равно нулю.

К источникам напряжения относятся: аккумуляторы, батарея, бытовая и промышленная сеть. К источникам напряжения можно параллельно подключать много потребителей энергии, при этом выходное напряжение не меняет своего значения.

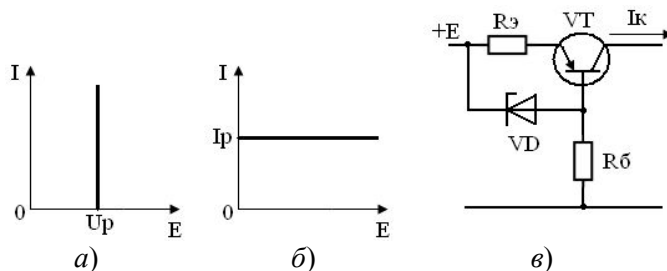


Рис. 10.3. Характеристики генератора напряжения, генератора тока и схема генератора тока:

а – ВАХ генератора напряжения; б – ВАХ генератора тока; в – электрическая схема генератора тока на транзисторе

Источник тока имеет ВАХ, показанную на рис. 10.3, б. У этого источника стабильным является выходной ток. Выходное напряжение источника тока зависит от сопротивления нагрузки $U_{\text{вых}} = I_p R_n$. Теоретически при $R_n = 0$ (обрыв внешней цепи) выходное напряжение может принимать большое значение. При $R_n = \infty$ (короткое замыкание) $U_{\text{вых}} = 0$. При последовательном включении нескольких нагрузок через них протекает единый ток I_0 . У источников тока внутреннее сопротивление имеет большое значение (теоретически $R_n = \infty$). Источники тока применяются в электронных устройствах. На рис. 10.3, в приведена схема генератора тока на транзисторе. Это устройство применяется в автоматических системах управления для передачи аналоговых сигналов на большие расстояния. Выходной ток транзистора определяется напряжением стабилизации диода VD и эмиттерным сопротивлением. Выходное сопротивление этого генератора тока составляет приблизительно 100 кОм.

10.4. Выпрямители

Выпрямитель предназначен для преобразования переменного напряжения в постоянное. Выпрямитель состоит из трансформатора и диода. Диод преобразует переменное напряжение в

пульсирующее, состоящее из постоянной составляющей и гармонических составляющих высоких частот. Для подавления высоких частот выпрямителя применяется сглаживающий фильтр. Выпрямители классифицируются: по схеме выпрямления - однофазные и трехфазные; по форме выпрямленного напряжения - однополупериодные и двухполупериодные; по схеме соединения диодов - последовательные и мостовые схемы; по мощности – маломощные до 100 Вт, средней мощности до 5 кВт, большой мощности – более 5 кВт; по напряжению – низкого уровня до 200 В, среднего уровня до 1 кВ, высокого уровня – более 1 кВ; по частоте выпрямленного тока – частота 50 Гц, частота от 400 до 1000 Гц и частота более 1 кГц.

Схемы однополупериодного выпрямителя показаны на рис. 10.4, а, б. Во вторичную обмотку включены диод и сопротивление нагрузки R_H .

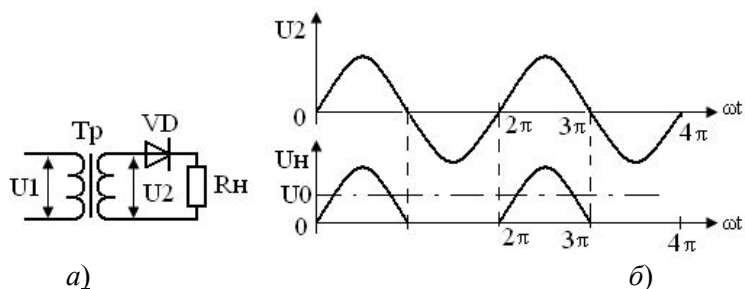


Рис. 10.4. Схема однополупериодного выпрямителя (а) и временные диаграммы, поясняющие работу схемы (б)

Ток во вторичной цепи протекает только в течение одной полуволны периода, когда напряжение положительное (рис. 10.4, б). При отрицательном напряжении диод закрывается и ток в нагрузке отсутствует. Выпрямитель характеризуется такими параметрами:

– *постоянная составляющая тока нагрузки* – среднее значение за период переменного напряжения

$$I_0 = (\pi / 2) \int_0^\pi I_{\max} \sin \omega t d\omega = I_{\max} / \pi = 0.318 I_{\max},$$

где $I_{\max}$ – амплитуда переменного тока;

– *постоянная составляющая напряжения* $U_0 = I_0 R = 0,318 U_{\max} = 2^{0.5} U_{2Д} / \pi = 0,45 U_{2Д}$, где $U_{2Д}$, $U_{\max}$ – действующее напряжение и амплитудное напряжение вторичной обмотки трансформатора;

– *максимальное (амплитудное) значение тока через диод* $I_{\max} = \pi I_{\max}$;

– *действующее значение тока во вторичной обмотке трансформатора* действующее значение напряжения во вторичной обмотке трансформатора $I_{2Д} = U_{RN} / 2^{0.5} = 0,7 U_{RN} = 0,7 \pi U_0 = 2,22 U_0$;

– *максимальное обратное напряжение на диоде* $U_{ОД} = U_{\max} = 3,14 U_0$;

– *действующее значение напряжения на первичной обмотке* $U_1 = K U_2 = K 2,22$;

– *действующее значение тока в первичной обмотке* $I_1 = 1,21 / K I_0$;

– *полная мощность первичной обмотки трансформатора* $P_1 = U_1 I_1 = 2,22 K U_0 \cdot 1,21 I_0 / K = 2,69 U_0 I_0$;

– *мощность вторичной обмотки трансформатора* $P_2 = U_2 I_2 = \pi^2 U_0 I_0 / 2 \cdot 2^{0.5} = 3,39 P_0$;

– *расчетная мощность трансформатора* $P_T = (P_1 + P_2) = 3,09 P_0$.

– *коэффициент пульсации входного напряжения, %:* $K_{\Pi} = U_{\max} \cdot 100 / U_0 = \pi U_0 \cdot 100 / 2 U_0 = 157$.

Кроме рассчитываемых параметров выпрямитель характеризуется:

– *коэффициентом использования первичной обмотки* $K_1 = P_0 / P_1 = 1/2,69 = 0,37$;

– *коэффициентом использования вторичной обмотки* $K_2 = P_0 / P_2 = 1/3,49 = 0,286$;

– *коэффициентом использования трансформатора* $K_T = P_0 / P_T = 1/3,09 = 0,324$.

Двухполупериодная (мостовая) схема и формы сигналов выпрямителя показаны на рис. 10.5, а, б.

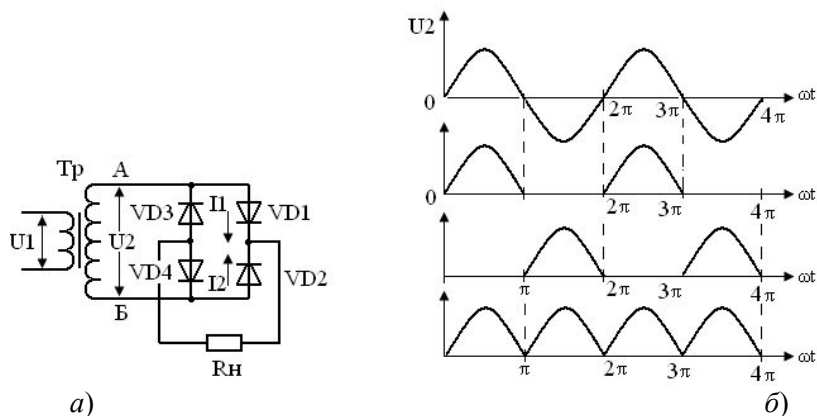


Рис.10.5. Двухполупериодная (мостовая) схема (а) и формы сигналов выпрямителя (б)

В течение одного полупериода точка А имеет положительный потенциал по отношению к точке Б. Ток протекает через диоды VD1, VD2 и сопротивление нагрузки R_n . В это время к диодам VD3 и VD4 приложено обратное напряжение. В следующий полупериод точка Б будет положительна относительно точки А. Откроются диоды VD3 и VD4, и через сопротивление нагрузки R_n потечет ток. В результате ток во вторичной обмотке трансформатора протекает оба полупериода. Постоянная составляющая во вторичной обмотке отсутствует и поэтому нет вынужденного намагничивания сердечника трансформатора.

Схема характеризуется следующими параметрами:

- постоянной составляющей выпрямленного напряжения $U_0 = 2U_{\max}/\pi$, $I_0 = 2I_{\max}/\pi$;
- средним значением тока через диод $I_{CD} = I_0/2$;
- действующим значением тока во вторичной обмотке $I_{2D} = I_{\max}/2^{0.5} \pi I_0/2 \cdot 2^{0.5}$;
- действующим значением тока через диод $I_{DD} = I_{\max}/2 = \pi I_0/4$;

- действующим значением напряжения на вторичной обмотке трансформатора $U_{2д} = U_{\max}/2^{0,5} = \pi U_0/2 \cdot 2^{0,5}$;
- наибольшим обратным напряжением на диоде $U_{об.д} = U_{\max} = \pi U_0/2$;
- действующим значением напряжения на первичной обмотке $U_{1д} = K U_{2д} = K \pi U_0/2 \cdot 2^{0,5}$;
- действующим значением тока в первичной обмотке $I_{1д} = I_{2д}/K = I_0/K \cdot 2 \cdot 2^{0,5}$;
- полной мощностью первичной и вторичной обмоток $P_1 = U_{1д} I_{1д} = \pi^2 U_0 I_0/8$, $P_2 = U_{2д} I_{2д} = \pi^2 U_0 I_0/8$,
- расчетной мощностью трансформатора $P_T = (P_1 + P_2)/2 = 1,23 P_0$.

Дополнительными параметрами при расчете выпрямителя являются:

- коэффициенты использования первичной и вторичной обмоток $K_1 = K_2 = 0,814$;
- коэффициент использования трансформатора $K_T = 0,84$;
- коэффициент пульсации выходного напряжения $K_{\pi} = 67 \%$.

10.5. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения пульсации выпрямленного напряжения. На рис. 10.5 представлены схемы фильтров: одиночный LC-фильтр (рис. 10.5, а), одиночный RC-фильтр (рис. 10.5, б). Основным параметром, определяющим работу фильтра, является коэффициент сглаживания пульсации выпрямленного напряжения:

$$G = K_{\pi.вх}/K_{\pi.вых}, \quad K_{\pi.вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}; \quad K_{\pi.вых} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}}.$$

Пульсация выходного напряжения зависит от высокочастотных составляющих импульсного однополупериодного сигнала. В схеме (см. рис. 10.5, а) катушка индуктивности препятствует прохождению высокочастотных составляющих на выход.

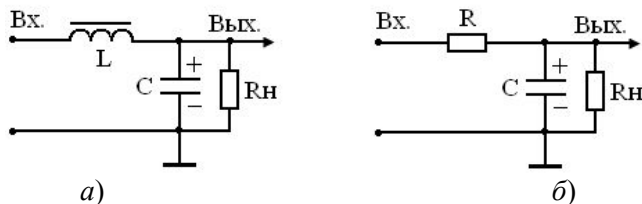


Рис. 10.5. Сглаживающие фильтры:
а – LC-фильтр, б – RC-фильтр

Дополнительное уменьшение амплитуды этих составляющих вносит конденсатор. В результате двойного ослабления этих составляющих на выходе остается незначительная их часть. Постоянная составляющая без ослабления проходит через катушку индуктивности на выход.

Для увеличения ослабления переменной составляющей применяются двойные сглаживающие фильтры. Вместо катушки индуктивности в подобных фильтрах можно применять RC-фильтры.

Кроме пассивных элементов сглаживающие фильтры строятся на транзисторах.

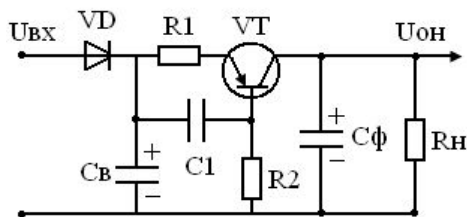


Рис. 10.6. Схема однополупериодного выпрямителя с
одиночным транзисторным фильтром

В схеме (рис.10.6) в базу транзистора включен RC-фильтр. На конденсаторе переменная составляющая будет в ослабленном виде, а уровень постоянной составляющей не изменится.

Напряжение на конденсаторе передается в эмиттер транзистора и на выходе будет напряжение с уменьшенной переменной составляющей.

В схеме конденсатор $C1$ представляет малое сопротивление переменной составляющей. Она почти полностью подается в базу транзистора. Это приводит к тому, что в эмиттере и базе транзистора будут переменные составляющие, близкие по величине. Следовательно, эмиттерный ток от этих составляющих будет незначительным. Для постоянной составляющей конденсатор $C1$ является большим сопротивлением. Постоянная составляющая будет определяться сопротивлением $R1$. Ток постоянной составляющей определяет выходное напряжение.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гальперин М.В. Электронная техника. – М.: Форум Инфра-М, 2003. – 304 с.
2. Горошков Б.И. Радиоэлектронные устройства. – М.: Сов. радио, 1984. – 400 с.
3. Горошков Б.И. Элементы радиоэлектронных устройств. – М.: Сов. радио, 1988. – 177 с.
4. Логин В.И., Савелов И.С. Электроника. – Ростов-на-Дону: Феникс, 2002. – 576 с.
5. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 738 с.
6. Прянишников В.П. Электроника. Полный курс лекций. – СПб.: Корона, 2004. – 416 с.
7. Ткаченко Ф.А. Техническая электроника. – Минск: Дизайн ПРО, 2002.
8. Опадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Горячая линия-Телеком, 2000.
9. Жеребцов И.П. Основы электроники. – Изд. 5-е, перераб. и доп. – Л.: Энерго-атомиздат, 1989.
10. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высшая школа, 1987.
11. Петров К.С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. – СПб.: Питер, 2003.
12. Батушев В.А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980.
13. Бочаров Л.Н. Электронные приборы. – М.: Энергия, 1979.
14. Лачин В.И., Савелов Н.С. Электроника. – Ростов н/Д: Феникс, 2002.
15. Павлов В.Я., Ногин В.Я. Схемотехника аналоговых электронных устройств. – М.: Радио и связь, 1997.
16. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1982.
17. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ.....	6
1.1. Собственный полупроводник.....	6
1.2. Строение атомов и кристаллической решетки полупроводников.....	6
1.3. Собственная электропроводность полупроводника.....	9
1.4. Энергетические (зонные) диаграммы полупроводников	11
1.5. Уровень Ферми в полупроводниках.....	12
1.6. Примесный полупроводник.....	14
1.7. Процессы электропроводности в полупроводниках.....	18
1.8. Электронно-дырочный переход.....	23
1.9. Переход металл – полупроводник.....	42
2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ.....	46
2.1. Устройство полупроводникового диода.....	46
2.2. Принцип работы полупроводникового диода при отсутствии внешнего напряжения.....	48
2.3. Вольт-амперная характеристика полупроводникового прибора.....	50
2.4. Основные параметры диода.....	53
2.5. Эквивалентная схема диода для низких частот.....	55
2.6. Виды полупроводниковых диодов.....	56
2.7. Система обозначений полупроводниковых диодов.....	70
3. ТРАНЗИСТОРЫ.....	72
3.1. Физические процессы протекающие в биполярных транзисторах.....	72
3.2. Статические характеристики схемы включения с общей базой.....	76
3.3. Статические характеристики схемы включения с общим эмиттером.....	80
3.4. h-параметры транзистора как четырехполюсника.....	81
3.5. Электрические параметры транзистора.....	83
3.6. Схемы включения, режимы работы и основные параметры биполярного транзистора.....	86

3.7. Режимы работы биполярного транзистора.....	88
4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	91
4.1. Влияние напряжения $U_{си}$ на сечение канала.....	95
4.2. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим $p\bar{n}$ -переходом.....	96
4.3. Полевой транзистор с переходом Шоттки.....	99
4.4. Устройство МДП–транзистора с индуцированным каналом.....	100
4.5. МДП–транзистор со встроенным каналом.....	105
4.6. Основные параметры полевых транзисторов с изолированным затвором.....	107
4.7. Частотные свойства полевых транзисторов.....	108
4.8. Маркировка полевых транзисторов.....	109
5. ТИРИСТОРЫ И СИЛОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	111
5.1. Принцип Работы динистора.....	111
5.2. Устройство и принцип действия тринистора.....	115
5.3. Симметричные тиристоры.....	117
5.4. Особенности работы и параметры тиристоров.....	118
5.5. Силовые транзисторы.....	120
6. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ И ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ.....	134
6.1. Общие сведения об интегральных микросхемах и оптоэлектронных приборах.....	134
6.2. Классификация интегральных микросхем.....	135
6.3. Элементы конструкции микросхем.....	140
6.4. Система обозначений интегральных микросхем.....	141
6.5. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы.....	142
7. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ.....	148
7.1. Усиление электрических сигналов.....	149
7.2. Классы усиления усилительных каскадов.....	157
7.3. Дифференциальные усилители.....	171
7.4. Операционный усилитель.....	175
7.5. Функциональные узлы, выполненные на базе операционного усилителя.....	183
8. ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ.....	188
8.1. Работа биполярного транзистора в ключевом режиме.....	190

9. ГЕНЕРАТОРЫ.....	195
9.1. Генераторы гармонических колебаний.....	195
10. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.....	199
10.1. Общие сведения	199
10.2. Преобразователи переменного напряжения.....	201
10.3. Источники напряжения и тока.....	202
10.4. Выпрямители.....	203
10.5. Сглаживающие фильтры.....	207
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	210

Учебное издание

Луганская Сауле Плановна

ЭЛЕКТРОНИКА

Нач. РО	<i>Губайдулина З.А.</i>
Редактор	<i>Губайдулина З.А.</i>
Компьютерная верстка	<i>Умирбекова Л.П.</i>

Подписано в печать 28.02.2012 г.

Тираж 300 экз. Формат 60x84 1/16. Бумага типогр. №1.

Уч.-изд. л. 13,4 . Усл. п. л. 12,4. Заказ № ... Цена договорная

Издание Казахского национального технического
университета им. К.И. Сатпаева
Информационно-издательский центр КазНТУ
г. Алматы, Сатпаева, 22.

ISBN 978-601-228-367



9

7 8 6 0 1 2 2 8 3 6 7 9