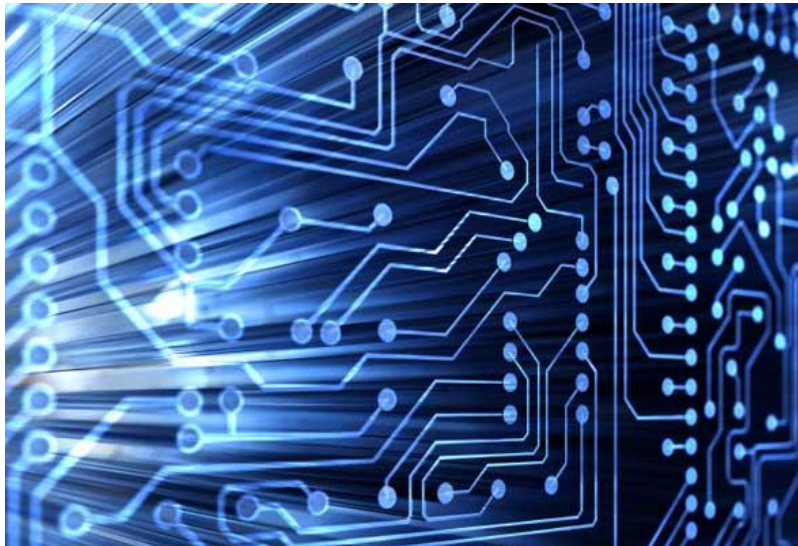


Б.В. Матвеев Р.П. Краснов

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ
Учебное пособие



Воронеж 2013

ВГБОУ ВПО «Воронежский государственный тех-
нический университет»

Б.В. Матвеев Р.П. Краснов

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

Утверждено Редакционно-издательским советом
университета в качестве учебного пособия

Воронеж 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	5
1. Основы полупроводниковой электроники	6
1.1. Полупроводники и их свойства	6
1.2. Электропроводность полупроводников	8
1.3. Электронно-дырочный переход	13
1.4. Воздействие напряжения на <i>pn</i> – переход	15
1.5. Вольт-амперная характеристика <i>pn</i> -перехода	18
1.6. Устройство и назначение плоскостных и точечных диодов	19
1.7. <i>pn</i> – диоды	23
1.8. Кремниевый стабилитрон (зенеровский диод)	25
1.9. Принцип работы и схема включения варикапа	29
1.10. Принцип работы и применение диода Шоттки	31
1.11. Принцип работы и применение туннельных диодов	33
1.12. Принцип работы и применение диода Ганна	37
2. Биполярные транзисторы	41
2.1. Устройство биполярного транзистора	41
2.2. Усилительные свойства транзистора	44
2.3. Принципы построения усилительных устройств	48
2.4. Обратная связь в усилителях	50
2.5. Основные статические характеристики биполярных транзисторов	56
2.6. Параметры биполярных транзисторов	64
2.7. Усилительные каскады на биполярном транзисторе	68
2.8. Частотные свойства транзисторов	77
3. Полевые транзисторы	82
3.1. Транзисторы с управляющим <i>pn</i> – переходом	82
3.2. Схемы включения полевого транзистора и их свойства	86
3.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором	91

4. Элементы интегральной электроники	96
4.1. Планарный транзистор для микросхем	96
4.2. Интегральные транзисторы с изоляция пленкой	99
4.3. Транзисторы с МДП - структурой для интегральных схем	100
4.4. Диоды для интегральных микросхем	102
5. Операционные усилители	104
5.1. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах	104
5.2. Линейные схемы на основе операционных усилителей	108
6. Электронные генераторы	120
6.1. Автогенератор типа LC	121
6.2. Автогенераторы типа RC	124
6.3. Мультивибраторы	125
7. Специальные полупроводниковые приборы	131
7.1. Тиристоры	131
7.2. Варисторы	136
7.3. Термисторы	137
7.4. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью (ПЗС)	138
8. Оптоэлектронные полупроводниковые приборы	141
8.1. Фоторезисторы	141
8.2. Фотодиоды	143
8.3. Элементы солнечных батарей	144
8.4. Светодиоды	146
8.5. Полупроводниковые лазеры	147
8.6. Оптроны	149
9. Основы пьезоэлектроники	151
9.1. Приборы пьезоэлектроники	153
9.2. Основы акустоэлектроники	157
9.3. Приборы на поверхностных акустических волнах	160
Заключение	164
Библиографический список	165

ВВЕДЕНИЕ

В разделе «Электроника» изучаются принципы устройства, работы и применения различных электронных приборов. Они служат основными элементами радиотехнических устройств и определяют важнейшие показатели радиоаппаратуры. Многие проблемы в радиотехнике привели к изобретению новых и совершенствованию существующих электронных приборов. Эти приборы применяются в различных радиотехнических устройствах, радиосвязи, телевидении, в радиолокации, радионавигации и других отраслях радиоэлектроники.

Электронные устройства позволяют проводить разнообразные исследования и измерения. Электронные усилители, генераторы, выпрямители, осциллографы, измерительные приборы и другие устройства стали мощным средством для научных исследований. Таким образом, знание принципов построения основных электронных приборов является необходимым условием для успешного процесса проектирования и эксплуатации радиоаппаратуры будущими радиоинженерами.

1. ОСНОВЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

1.1. Полупроводники и их свойства

Основой современных электронных изделий являются полупроводники различного типа, на базе которых создаются конкретные полупроводниковые приборы, используемые в радиоаппаратуре.

К полупроводникам относят многие химические элементы, такие как кремний, германий, индий, фосфор и др. Наиболее широко применяются для производства электронных приборов полупроводники кремний *Si* и германий *Ge*. Кремний один из наиболее распространенных элементов в природе, содержание его в земной коре составляет 26 % (по весу). Общее содержание германия в земной коре по весу не превышает $4 \cdot 10^{-4}$ %. Источником получения германия обычно служит зола каменных и бурых углей и отходы цинкового производства.

Кремний и германий имеют кристаллическую структуру. В основе этой структуры кубические решетки и их сочетания. Здесь каждый атом окружен четырьмя ближайшими атомами той же химической природы и связан с ними силами ковалентных связей. Это означает, что каждая пара электронов в равной мере принадлежит двум соседним атомам и образует связывающую атомы силу. С четырьмя соседними атомами рассматриваемый атом связывают восемь электронов - четыре собственных электрона и по одному электрону от каждого соседнего атома. Условно отмеченную особенность можно представить и на плоской модели кристаллической решетки (рис. 1.1).

Как известно [1], изолированный атом характеризуется системой отдельных разрешенных энергетических уровней. В твердом теле появляется система разрешенных энергетических зон, каждая из которых состоит из близко расположенных уровней. Эти зоны разделяются одна от другой интервалами, которые называются запрещенными зонами – областями зна-

чений энергии, которыми электрон не может обладать в кристалле.

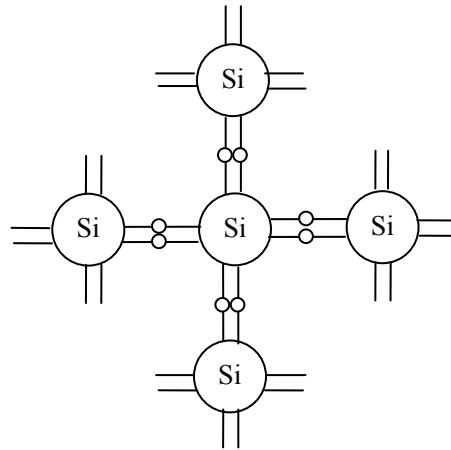


Рис. 1.1. Плоская модель кристаллической решетки кремния

Разрешенные зоны могут быть в различной степени заполнены электронами. В полупроводниках полностью заполненная электронами разрешенная зона называется *валентной зоной*. Разрешенная зона, в которой отсутствуют электроны называется *свободной*. Свободная зона, на уровнях которой при возбуждении могут находиться электроны, носит название *зоны проводимости*.

Валентная зона соответствует электронам с более низкими энергетическими уровнями.

Зона проводимости включает в себя энергетические уровни электронов, освободившихся от атомов, и поэтому энергетические уровни этой зоны выше энергетических уровней валентной зоны.

Запрещенная зона не имеет энергетических уровней энергии. Она отделяет валентную зону от зоны проводимости. Запрещенная зона характеризуется шириной, которая определяется как разность энергетического нижнего уровня зоны проводимости W_n и верхнего уровня валентной зоны W_B , т.е.

$$\Delta W_0 = W_n - W_B. \quad (1.1)$$

Зависимость (1.1) представлена на рис. 1.2, где W - энергия электронов в электрон-вольтах, а по оси абсцисс откладывается расстояние x от выбранного в какой-либо точке тела начала координат.

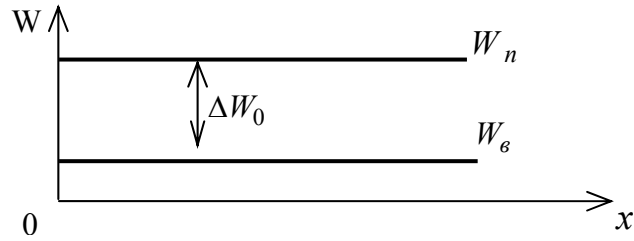


Рис. 1.2. Энергетические зоны в полупроводнике

Необходимо отметить, что понятие об энергетических зонах чисто условное и что в самом полупроводнике не имеется каких-либо зон, ограниченных геометрическими размерами. Энергетические уровни и энергетические зоны явились удобной формой для определения электрических свойств полупроводников.

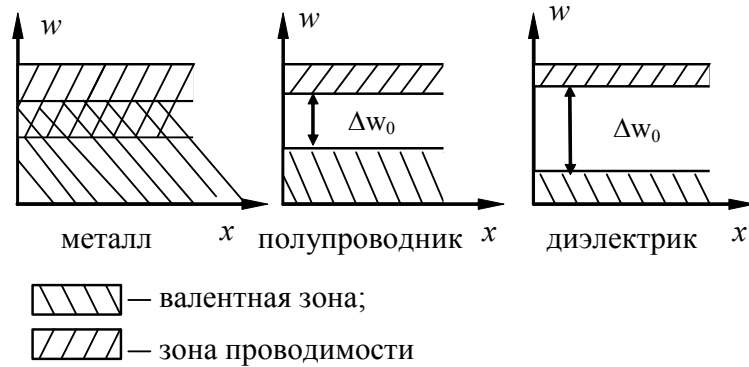


Рис. 1.3. Энергетические зоны для металла, полупроводника и диэлектрика

Так, для металла, полупроводника и диэлектрика энергетические зоны могут быть представлены как на рис. 1.3.

В соответствии с рис. 1.3 для металла $\Delta W_0 = 0$; для полупроводника $\Delta W \leq 2$ эВ; $\Delta W \geq 2$ эВ соответствует диэлектрику.

Приведенные значения ΔW_0 обуславливают определенную удельную электрическую проводимость. Так при комнатной температуре удельная электрическая проводимость $10^6 - 10^8$ См/м.

1.2. Электропроводность полупроводников

Электропроводность полупроводников значительно зависит от внешних воздействий: нагревания, облучения, электрического и магнитного полей, а также от содержания даже незначительного количества примесей. В электронной технике обычно используют в качестве основы для производства изделий монокристаллы с примесями не более одного атома примеси на 10^9-10^{10} атомов основного вещества. Такой полупроводник называется *собственным* полупроводником. В нем не содержатся примеси и нет структурных дефектов кристаллической решетки. При температуре 0 К в таком полупроводнике свободных носителей заряда нет.

Однако при различных внешних воздействиях (повышении температуры, освещении и др.) часть ковалентных связей может быть разорвана и валентные электроны, став свободными, уходят от своего атома. Потеря электрона превращает атом в положительный ион. В связях решетки на том месте, где раньше был электрон, появляется свободное («валентное») место – дырка. Заряд дырки *положительный* и по абсолютному значению равен заряду электрона.

Свободное место – дырку – может заполнить валентный электрон соседнего атома, на месте которого в ковалентной связи образуется новая дырка и т.д. таким образом, одновре-

менно с перемещением валентных электронов будут перемещаться и дырки. При этом следует иметь в виду, что в кристаллической решетке атомы «жестко» закреплены в узлах и происходит их ионизация. Уход электрона от атома превращает его в положительный ион.

Если электрическое поле отсутствует, электроны проводимости совершают хаотическое тепловое движение. При его присутствии электроны и дырки начнут перемещаться под действием поля, что и создаст электрический ток. При этом электроны перемещаются против направления электрического поля, а дырки, как положительные заряды – по направлению поля.

Электропроводность полупроводника, обусловленная генерацией пар электрон-дырка при любом способе его возбуждения, называется собственной электропроводностью.

Определить вероятность нахождения электрона (или дырки) на том или ином энергетическом уровне при заданной температуре можно с помощью распределения Ферми-Дирака [1]:

$$F_n(W) = \frac{1}{e^{(W-W_F)/(kT)}}, \quad (1.2)$$

где W - энергия данного уровня, (Дж); k - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура; W_F - энергия, соответствующая энергетическому уровню, вероятность заполнения которого при $T \neq 0$ К равна $1/2$.

Примеси в собственном полупроводнике могут вести себя двояко: они либо отдают свой электрон, либо захватывают электрон из решетки основного кристалла.

Если при введении примеси атом германия, например замещен атомом сурьмы (Sb), то четыре из пяти валентных электронов сурьмы образуют ковалентные связи с четырьмя соседними атомами германия подобно существующим связям в основных атомах кристаллической решетки пятый электрон не может находиться в ковалентной связи, так как в атомах германия не существует соответствующих свободных связей

(уровней). Атом сурьмы слабо удерживает этот электрон силами электростатического притяжения, и он переходит в зону проводимости. Положительный же ион сурьмы остается неподвижным, замещая в кристаллической решетке атом германия. Таким образом, германий с примесью сурьмы обладает электронной электропроводностью n -типа. Примеси, обуславливающие такую проводимость, называются донорами. Для кремния донорной примесью является фосфор.

На рис. 1.4 изображена энергетическая диаграмма полупроводника с проводимостью n -типа.

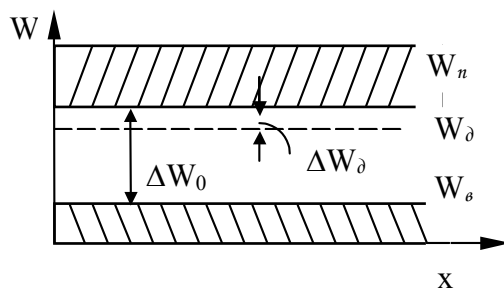


Рис. 1.4. Полупроводник с проводимостью n -типа.

Энергетические уровни атомов доноров W_d расположены вблизи зоны проводимости. Электроны донорной примеси, для того чтобы попасть в зону проводимости, должны получить дополнительную энергию ΔW_d , которая значительно меньше ΔW_0 .

Если в германий ввести примесь трехвалентного элемента, например, индия In , то для образования восьмизлектронной ковалентной связи с германием индию не хватит одного электрона. Одна связь остается незаполненной. При незначительных внешних воздействиях в незаполненную валентную связь может перейти электрон соседнего атома германия, оставив на своем месте дырку, которая может быть также заполнена электроном и т.д. Таким образом, дырка как бы перемещается в

полупроводнике. Примесный атом индия превращается в отрицательный ион. Примеси, атомы которых способны при возбуждении принять валентные электроны соседних атомов, создав в них дырку, называют акцепторными.

На рис. 1.5 показана диаграмма энергетических зон полупроводника с акцепторной примесью.

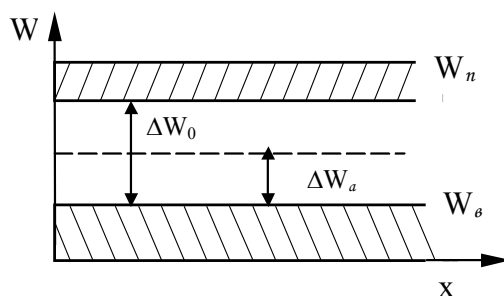


Рис. 1.5. Диаграмма энергетических зон полупроводника с акцепторной примесью

Энергетические уровни акцепторной примеси W_a расположены в запрещенной зоне, ближе к зоне валентных связей, поскольку энергия ΔW_a значительно меньше ширины запрещенной зоны ΔW_0 , то «поставщиком» электронов на уровни акцепторной примеси будет валентная зона. Атом акцепторной примеси, приняв электрон, превращается в отрицательный ион, а подвижными носителями будут дырки, перемещающиеся в валентной зоне.

Примеси вводятся в полупроводник в весьма малых ($10^{-4}\%$ и менее), но точно контролируемых количествах, так как проводимость резко зависит от числа донорных или акцепторных атомов.

Подвижные носители заряда, концентрация которых в данном полупроводнике преобладает (электроны в полупроводнике n -типа) называются *основными* носителями, а подвижные носители, составляющие меньшинство – *неосновными*

(электроны в полупроводнике p -типа и дырки в полупроводнике n -типа).

Введение примесей в полупроводниковые кристаллы носит название легирования. В зависимости от количества примесей различают сильное (обозначают знаком $+$) и слабое (обозначают знаком $-$) легирование.

1.3. Электронно-дырочный переход

С помощью достаточно сложных технологических приемов путем внесения примеси определенного типа (например, n -типа) в полупроводник с незначительным количеством примеси противоположного типа (p -типа) можно создать внутри монокристалла полупроводники на границе раздела его двух сред с разным типом электропроводности так называемый электронно-дырочный переход или pn – переход.

Для простоты понимания процессов будем считать, что pn – переход образован в результате соприкосновения двух полупроводников p - и n -типов с равными концентрациями электронов в области n -типа и p -типа.

Так как между областями p - и n -типов существует значительная разница в концентрации дырок и электронов, то происходит диффузия дырок в область n -типа и электронов – в область p -типа. Как только дырка покинет область p -типа, в этой области вблизи границы раздела образуется некомпенсированный отрицательный заряд иона акцепторной примеси, а с уходом электрона из области n -типа в ней образуется некомпенсированный положительный заряд иона донорной примеси. В результате вблизи границы раздела областей создается слой пространственных зарядов, который называют pn – переходом (рис. 1.6)

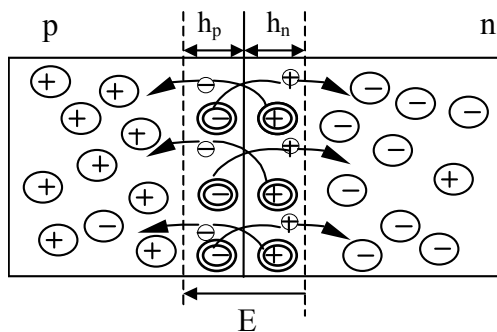


Рис. 1.6. Образование pn – перехода

На рис. 1.6 одинарным кружком обозначены свободные заряды, а двойным – ионы.

Объемные заряды по обе стороны границы раздела полупроводников n -типа и p -типа имеют разные знаки и создают электрическое поле pn – перехода. Это поле напряженностью E направлено в сторону от положительно заряженного слоя к отрицательно заряженному, т.е. от области n -типа к области p -типа. Оно является тормозящим для основных носителей и препятствует дальнейшему диффузионному перемещению основных носителей через pn – переход, стремясь вернуть дырку в область p , а электроны – в область n . Однако, для неосновных носителей (электронов области p и дырок области n) поле pn – перехода будет ускоряющим. Таким образом, внутреннее электрическое поле pn – перехода создает дрейфовый ток неосновных носителей заряда. Этот ток направлен встречно диффузионному току основных носителей заряда.

Если к полупроводнику не прикладывается внешнее напряжение, то результирующий ток через pn – переход отсутствует: $I = 0$. Это равенство устанавливается при определенной контактной разности потенциалов $\Delta\varphi_k$ (рис. 1.7).

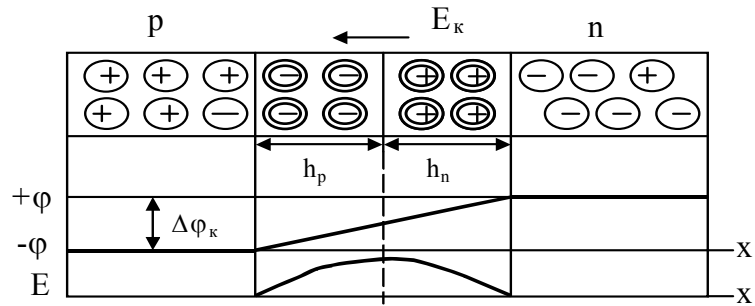


Рис. 1.7 Контактная разность потенциалов в pn – переходе

Разность потенциалов $\Delta\phi_K$ препятствует перемещению основных носителей заряда, т.е. создает *потенциальный барьер*. Для того чтобы преодолеть потенциальный барьер электрон должен обладать энергией $W = q_e \cdot \Delta\phi_K$. С увеличением потенциального барьера диффузионный ток убывает. Толщина слоя h (рис. 1.7), в котором действует внутреннее электрическое поле, мала и определяет толщину pn – перехода (обычно $h < 10^{-6}$ м). Однако сопротивление этого слоя велико, поскольку он обеднен основными носителями заряда. Поэтому его часто называют *запирающим*. Увеличение концентрации доноров и акцепторов приводит к увеличению контактной разности потенциалов и уменьшению толщины pn – перехода.

1.4. Воздействие напряжения на pn – переход

Если источник напряжения подключить знаком плюс к области p -типа, то получим включение, которое называют прямым (рис. 1.8).

Электрическое поле источника напряжения напряженностью E_H направлено навстречу контактному полю напряженностью E_K , поэтому напряженность результирующего электрического поля $E_1 = E_K - E_H$.

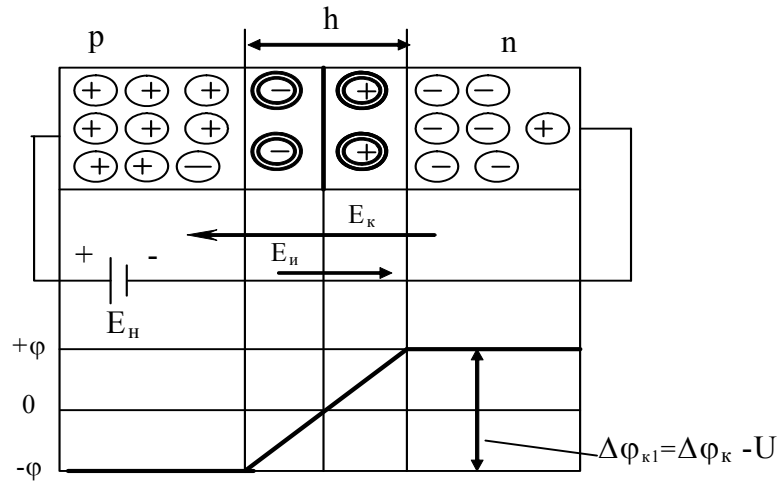


Рис. 1.8. Прямое включение pn – перехода

Это вызывает снижение высоты потенциального барьера на значение прямого напряжения U источника:

$$\Delta\varphi_{к1} = \Delta\varphi_k - U. \quad (1.3)$$

Уменьшение высоты потенциального барьера приводит к тому, что увеличивается число основных носителей заряда через pn – переход, т.е. усиливается диффузионный ток, называемый прямым током. Даже небольшое напряжение, приложенное к pn – переходу, вызывает увеличение тока, так как потенциальный барьер невелик (0,35 В в германиевом и 0,6 В в кремниевом pn – переходах). В результате действия внешнего поля в прямом направлении в области pn – перехода происходит перераспределение концентрации носителей заряда. Дырки p -области и электроны n -области диффундируют вглубь pn – перехода и рекомбинируют там. Ширина перехода при этом уменьшается, вследствие чего снижается сопротивление запирающего слоя.

На дрейфовый ток изменение высоты потенциального барьера не влияет, так этот ток определяется только количест-

вом неосновных носителей заряда, переносимых через pn – переход в единицу времени в результате их хаотического теплового движения, с учетом того, что поле E_1 является для них тормозящим.

Обратное включение pn – перехода происходит в том случае, если электрическое поле источника напряжения напряженностью E_{II} направлено в ту же сторону, что и контактное поле перехода напряженностью E и напряженность результирующего поля в переходе получается $E_2 = E_K + E_{II}$ (рис. 1.9).

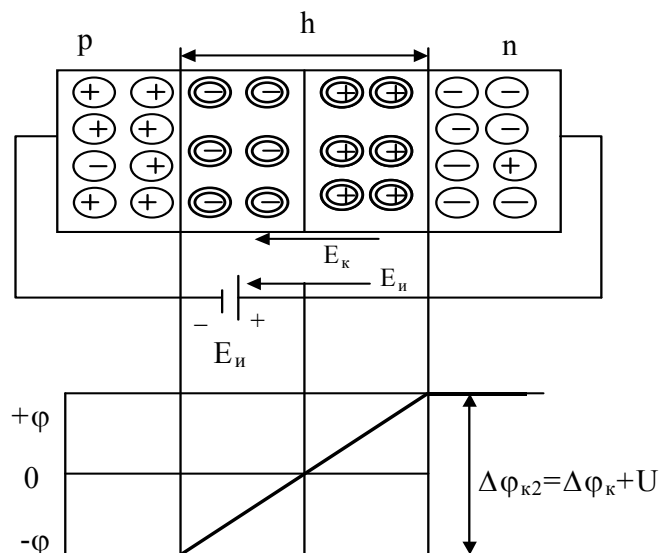


Рис. 1.9. Обратное включение pn – перехода

Увеличение напряженности электрического поля в pn – переходе повышает потенциальный барьер на значение обратного напряжения источника:

$$\Delta\varphi_{K2} = \Delta\varphi_K + U. \quad (1.4)$$

С этим связано уменьшение числа основных носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер и как результат – уменьшение диффузионного тока.

Для неосновных носителей заряда поле $E_2 = E_K + E_{II}$ является ускоряющим и это обуславливает появление дрейфового тока, который называется *обратным током* pn – перехода. Так как концентрация неосновных носителей заряда определяется тепловой генерацией, ток, образованный ими, называется *тепловым*. При обратном включении pn – перехода его ширина h увеличивается. Это вызывает повышение сопротивления запирающего слоя.

1.5. Вольт-амперная характеристика pn -перехода

Вольт-амперной характеристикой pn – перехода называется зависимость тока через него от приложенного к нему напряжения, т.е. $I = f(U)$.

При прямом включении pn – перехода ток через него определяется формулой [2]

$$I_{np} = I_0 e^{qU/(kT)} - I_0 = I_0 (e^{qU/(kT)} - 1), \quad (1.5)$$

где I_0 - ток через pn – переход в отсутствие внешнего напряжения, q - заряд электрона, k - постоянная Больцмана, T - абсолютная температура.

Формула (1.5) для обратного включения pn – перехода будет отличаться только отрицательным знаком перед напряжением U , т.е.

$$I_{обр} = I_0 (e^{-qU/(kT)} - 1) \quad (1.6)$$

Так как при комнатной температуре величина $kT \approx 0,025$, то для формулы (1.5) при $U \geq 0,1$, можно считать, что

$$I_{np} = I_0 e^{qU/(kT)}, \quad (1.7)$$

т.е. прямой ток растет с повышением температуры экспоненциально.

Для формулы (1.6) при тех же условиях можно считать, что $I_{обр} = -I_0$. Таким образом, обратный ток равен тепловому току, который от напряжения U не зависит.

С учетом (1.6) и (1.7) вольтамперная характеристика pn – перехода показана на рис. 1.10.

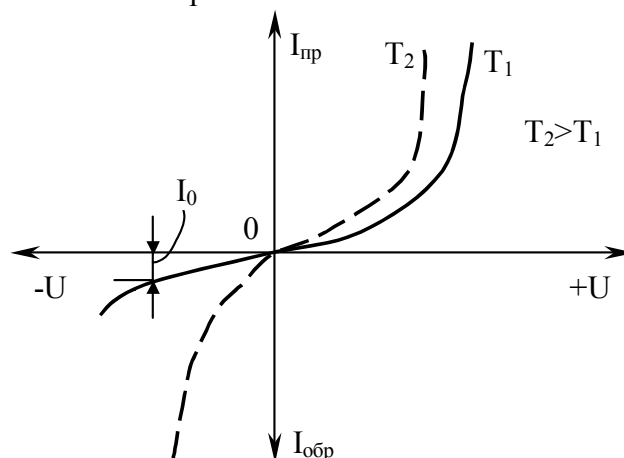


Рис. 1.10. Вольтамперная характеристика pn – перехода

Обратный ток обычно на несколько порядков меньше прямого, поэтому pn – переход обладает свойством односторонней проводимости. При повышении температуры прямой ток через pn – переход увеличивается (рис. 1.10), но незначительно. Для обратного тока, при этих условиях происходит его значительное увеличение, поскольку он зависит от концентрации неосновных носителей заряда, которая при повышении температуры экспоненциально возрастает.

1.6. Устройство и назначение плоскостных и точечных диодов

Полупроводниковым диодом называется электронный прибор с двумя выводами, содержащий один pn – переход. В

УДК 621.3

Матвеев Б.В. Электроника: учеб. пособие / Б.В. Матвеев, Р.П. Краснов. – Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013. 165 с.

В учебном пособии изложены материалы для освоения разделов курса «Электроника, базовые принципы работы электронных устройств, приведены примеры схемотехнических решений построения типового электронного оборудования.

Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210400 «Радиотехника», профилю «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов», дисциплине «Электроника».

Ил. 129 Библиогр.: 11 назв.

Рецензенты: кафедра информационной безопасности и систем связи Международного института компьютерных технологий (зав.кафедрой канд. техн. наук, доц. О.С. Хорпяков);

канд.техн.наук, доц. А.Б. Антиликаторов

© Матвеев Б.В., Краснов Р.П., 2013

© Оформление. ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2013

зависимости от его формирования различают плоскостные и точечные полупроводниковые диоды.

Плоскостные полупроводниковые диоды получают методом сплавления, диффузии и выращивания. На рис. 1.11 показан диод изготовленный методом сплавления.

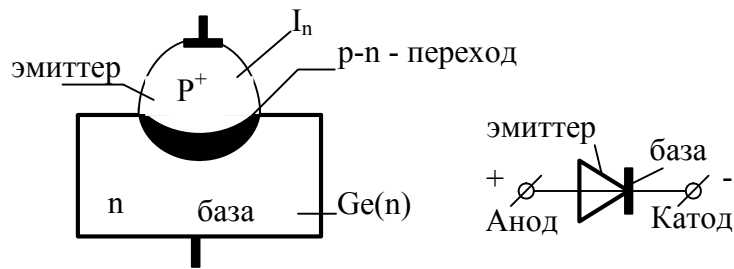


Рис. 1.11. Полупроводниковый диод изготовленный методом сплавления

В пластину германия со слабо выраженной электронной проводимостью сплавляется, например, «таблетка» индия. В процессе термической обработки «таблетка» и прилегающий к ней слой пластины германия расплавляется. При остывании над «таблеткой» образуется тонкий слой германия с сильно легированным индием, т.е. слой с p -проводимостью. С другой стороны создается невыпрямляющий контакт.

Область pn – перехода с большой концентрацией основных носителей называют эмиттером, а область с малой концентрацией – базой.

Сплавные диоды используются в основном для выпрямления низкочастотных сигналов большой мощности. Их еще называют силовыми диодами. Они предназначены для преобразования переменного напряжения в постоянное в источниках питания радиоаппаратуры.

При изготовлении точечного диода в хорошо отшлифованную пластину германия или кремния с n -проводимостью упирают металлическую иглу. В месте соприкосновения иглы с полупроводником образуется нелинейный контакт. Этот кон-

такт подвергают электрической формовке, т.е. пропускают мощные импульсы тока. В результате происходит местный разогрев контакта, и кончик иглы сплавляется с полупроводником. Часть материала иглы (примеси) диффундирует в полупроводник, образуя под точечным контактом полусферическую микрообласть с p -проводимостью (рис. 1.12).

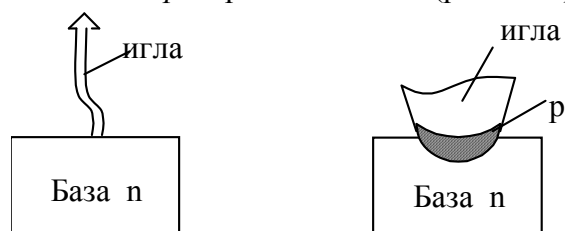


Рис. 1.12. Формирование точечного диода

Площадь pn – перехода составляет примерно $10^2 - 10^3$ $\mu\text{м}^2$. Точечные диоды в основном изготавливают из германия n – типа, а иглу применяют (диаметром 0,05-0,1 мм) из бериллия. Корпус точечных диодов герметичный.

Благодаря малой площади pn – перехода емкость точечных диодов очень незначительна, поэтому они используются на высоких (порядка сотен мегагерц) и сверхвысоких частотах.

Так как площадь pn – перехода точечного диода мала, то прямой ток через переход должен быть небольшим (10-20 мА) из-за малой мощности (~ 10 мВт), рассеиваемой переходом.

По отношению к небольшому переменному напряжению диод ведет себя, как электрическая цепь, показанная на рис. 1.13.

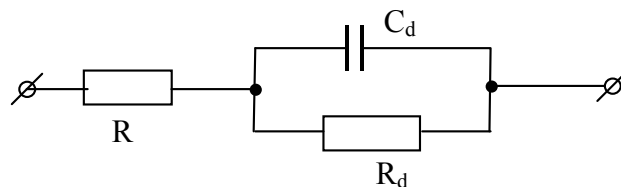


Рис. 1.13. Эквивалентная схема полупроводникового диода

Эту цепь (рис. 1.13) называют эквивалентной схемой диода. Параметры R_d и C_d - дифференциальные сопротивление и емкость; R - объемное сопротивление p и n областей. Величины R_d , R и C_d различны для диодов различной мощности и различных конструкций. Так, например, у точечных диодов R и R_d велики, а C_d мало. У плоскостных диодов с увеличением их мощности R_d и R уменьшаются, а C_d увеличивается.

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода может быть получена, если собрать схему для его исследования (рис. 1.14)

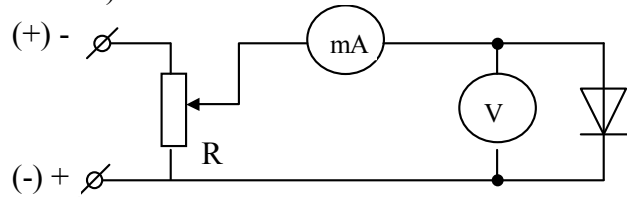


Рис. 1.14. Схема для исследования полупроводникового диода

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода имеет вид, показанный на рис. 1.15.

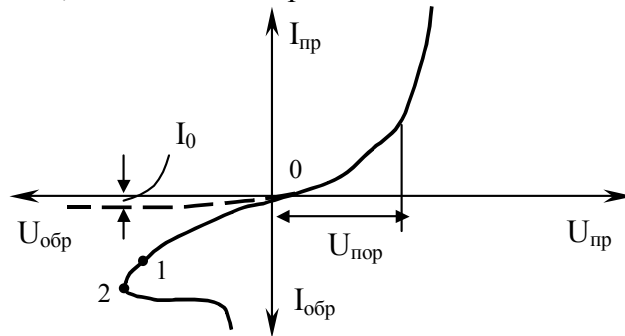


Рис. 1.15. Вольтамперная характеристика полупроводникового диода

Особенности характеристики (рис. 1.15) состоят в том, что ее нелинейная часть определяется наличием запирающего слоя, когда $U_{np} < U_{пор}$. Потенциальный барьер исчезает и характеристика становится линейной. Она определяется сопротивлением базовой области. Тепловой ток диода определяется величиной I_0 . Точки 2 и 3 характеризуют предпробойное состояние pn – перехода. Здесь сильно увеличивается ток диода. В точке 3 наступает пробой.

Вольтамперные характеристики полупроводниковых диодов очень сильно зависят от температуры. С ее повышением увеличивается обратный ток. Это очень заметно у германиевых диодов. В значительно меньшей степени это проявляется у кремниевых приборов.

1.7. pin – диоды

pin-диод - разновидность диода, в котором между сильнолегированными областями электронной (n) и дырочной (p) проводимости находится собственный (англ. intrinsic) полупроводник (i -область).

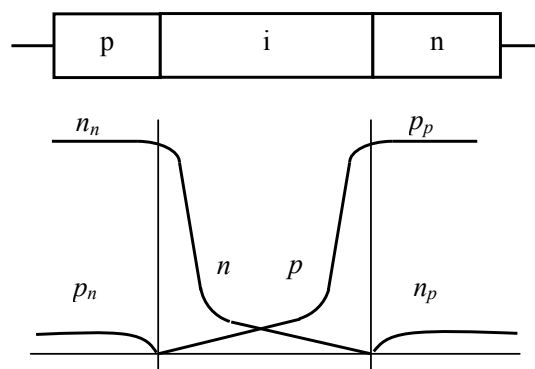


Рис. 1.16. Функциональная структура pin-диода и распределение носителей заряда в i -области

Структура pin -диода изображена на рис. 1.16. В нее входят две сильно легированные области p и n , разделенные областью i с электропроводностью, близкой к собственной. Положительное смещение полупроводника p по отношению к полупроводнику n -типа вызывает перемещение электронов из n -области и одновременно дырок из p -области в собственный полупроводник. Концентрация соответствующих примесей в i -области резко увеличивается, что приводит к значительному уменьшению сопротивления этой области. При противоположном смещении вследствие большой ширины запирающего i -слоя собственного полупроводника сопротивление слоя резко возрастет. При этом емкость перехода практически не изменяется. Изменение сопротивления достигается в интервале от нескольких Ом до десятков кОм.

Диод начинает пропускать ток, как только заполнится носителями заряда i -область.

В i -области очень низкая концентрация носителей заряда, там практически отсутствуют процессы рекомбинации во время инжекции. Но в режиме прямого смещения концентрация носителей заряда на несколько порядков превышает собственную концентрацию.

На низких частотах для pin -диода справедливы те же уравнения, что и для обычного. На высоких частотах pin -диод ведет себя как практически идеальный резистор - его вольт-амперная характеристика (ВАХ) линейна даже для очень большого значения напряжения.

При нулевом или обратном смещении pin -диод имеет низкую ёмкость. Ёмкость малой величины не пропускает высокочастотный сигнал. pin -диод может использоваться в качестве РЧ- и СВЧ-переключателя.

На высоких частотах сопротивление pin -диода обратно пропорционально силе тока. Соответственно, pin -диод может использоваться как управляемый аттенюатор, например, в схемах амплитудных модуляторов и сдвига уровня.

pn-диод применяется в сетевых картах и коммутаторах для волоконно-оптических кабелей. В этих приложениях pn-диод используется как фотодиод.

В качестве фотодетектора pn-диод работает при обратном смещении. При этом он закрыт и не пропускает ток (за исключением незначительного тока утечки). Фотон входит в i -область, порождая образование электронно-дырочных пар. Носители заряда, попадая в электрическое поле, начинают двигаться к высоколегированным областям, создавая электрический ток, который может быть детектирован внешней цепью. Проводимость диода зависит от длины волны, интенсивности и частоты модуляции падающего излучения.

1.8. Кремниевый стабилитрон (зенеровский диод)

Резкое возрастание обратного тока pn -перехода при достижении обратным напряжением определенного критического значения называют *пробоем* pn -перехода.

Различают два вида пробоя перехода: электрический и тепловой.

Вид ВАХ пробоя представлен на рис. 1.17.

При электрическом пробое количество носителей в переходе возрастает под действием сильного электрического поля и ударной ионизации атомов решетки.

Различают следующие разновидности электрического пробоя: лавинный, туннельный и поверхностный.

Лавинный вид пробоя возникает в слаболегированных полупроводниках в относительно широких pn – переходах (кривая 1 на рис. 1.17). Суть лавинного пробоя заключается в лавинном размножении носителей заряда в сильном электрическом поле под действием ударной ионизации.

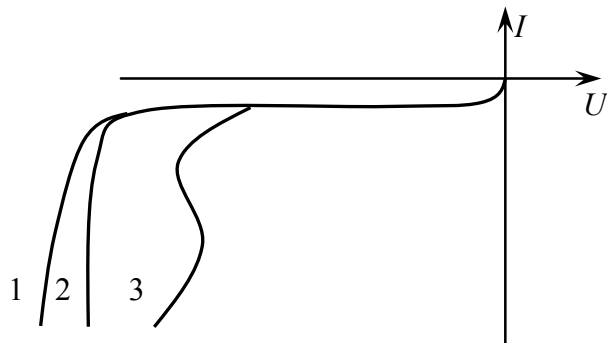


Рис. 1.17. Вольтамперные характеристики при пробое pn -перехода

Неосновные носители заряда, движущиеся через pn – переход, ускоряются полем так, что могут при столкновении с решеткой кристалла разорвать валентную связь. Появляется новая пара электрон – дырка, которая ускоряется полем и, в свою очередь, вызывает ионизацию следующего атома. При лавинной ионизации ток в цепи ограничен только внешним сопротивлением. Количественной оценкой лавинного процесса является коэффициент лавинного умножения носителей M , показывающий, во сколько раз ток, протекающий в режиме пробоя через pn -переход, превышает обратный ток.

С повышением температуры уменьшается длина свободного пробега носителей и энергия, которую может достичь носитель; следовательно, увеличивается напряжение лавинного пробоя. При лавинном пробое падение напряжения на pn -переходе остается постоянным.

Туннельный вид пробоя возникает в сильнолегированных полупроводниках в относительно узких pn -переходах (кривая 2 на рис. 1.17).

При относительно небольших обратных напряжениях $U_{обр}$ напряженность электрического поля в переходе достигает большой величины (более 10^5 В/см). Это приводит к искривлению энергетических зон полупроводника так, что энергия электронов валентной зоны полупроводника p -типа становится

такой же, как и энергия свободных электронов зоны проводимости n -типа. Это вызывает переход электронов «по горизонтали» из области p в область n , минуя запрещенную зону. Во внешней цепи протекает туннельный ток. С повышением температуры увеличивается энергия носителей заряда, растет и вероятность туннельного перехода, а напряжение пробоя падает.

Поверхностный вид пробоя обусловлен изменением электрического поля на поверхности pn – перехода за счет скопления значительного количества зарядов на поверхности полупроводника. По своей природе поверхностный пробой может быть лавинным, туннельным или тепловым. Для защиты от поверхностного пробоя применяют диэлектрические покрытия.

Тепловой пробой возникает вследствие разогрева перехода проходящим через него током при недостаточном теплоотводе (кривая 3 на рис. 1.17). Нагрев может происходить за счет протекания большого обратного тока через pn – переход или за счет внешнего источника теплоты. При нагреве перехода происходит генерация электронно-дырочных пар и увеличение обратного тока через переход. Характерной особенностью теплового пробоя является наличие на ВАХ участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Если при электрическом виде пробоя нарушается тепловое равновесие перехода, то он переходит в тепловой.

Если pn – переход сохраняет свои свойства после пробоя при уменьшении обратного напряжения, то такой пробой называют обратимым. К обратимым относятся лавинный и туннельный пробой.

Если пробой приводит к выходу pn – перехода из строя, то его называют необратимым. Необратимый пробой бывает двух видов: тепловой и поверхностный.

Стабилитрон – это полупроводниковый диод, вольт-амперная характеристика которого имеет вид, представленный на рис. 1.18. Стабилитрон в литературе также иногда называют

зенеровским диодом, поскольку в нем при обратном смещении наблюдается эффект Зенера¹.

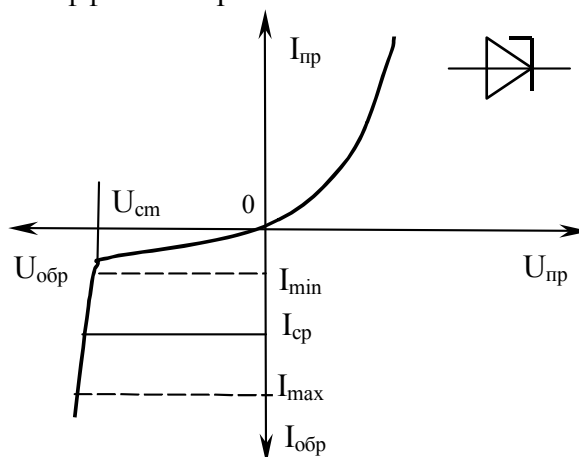


Рис. 1.18. Вольтамперная характеристика стабилитрона

У стабилитрона на вольт-амперной характеристике имеет-ся большой и ярко выраженный участок электрического про-боя, который и является рабочим участком.

Такой характеристикой обладает диод, изготовленный ме-тодом сплавления, база у которого делается из высоколегиро-ванного полупроводникового материала. При этом образуется тонкий pn – переход с резкими границами, что создает условия для возникновения резкого электрического пробоя при отно-сительно низких обратных напряжениях $U_{обр}$. В качестве ста-билитронов используются кремниевые диоды, которые обла-дают большой устойчивостью в отношении теплового пробоя.

Стабилитрон включается по схеме, представленной на рис. 1.19.

¹ Эффект Зенера, или Зенеровский пробой (разновидность лавинного), - это явление, в результате которого диод становится проводящим при смещении pn -перехода в обратном направлении

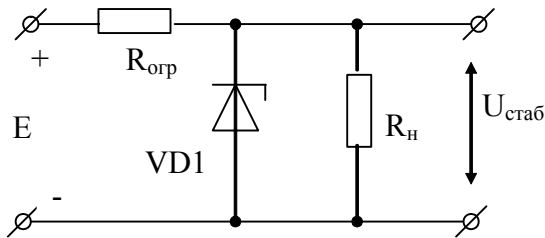


Рис. 1.19. Схема включения стабилитрона

Стабилитрон VD1 (рис. 1.19) включается в схеме в обратном направлении. Сопротивление $R_{огр}$ подбирается таким, чтобы в начальном состоянии обеспечивался ток I_{cp} , определяемый формулой

$$I_{cp} = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \approx \frac{I_{max}}{2}. \quad (1.8)$$

Такой выбор I_{cp} обеспечивает на стабилитроне напряжение стабилизации $U_{стаб}$, которое может теперь оставаться постоянным при изменении E в определенных пределах, когда ток через стабилитрон изменяется от I_{min} до I_{max} .

1.9. Принцип работы и схема включения варикапа

Варикап это полупроводниковый диод, который используется в качестве электрически управляемой емкости. Использование диода в таком качестве возможно из-за наличия потенциального барьера у pn – перехода, образованного неподвижными зарядами: положительными и отрицательными ионами. Емкость, обусловленная этими зарядами, называется *барьерной*. При изменении запирающего напряжения меняется толщина pn – перехода, а следовательно и его емкость. Величина барьерной емкости пропорциональна площади pn – перехода, концентрации носителей заряда и диэлектрической проницаемости материала полупроводника. При малом обратном напряжении толщина pn – перехода мала, носители зарядов про-

тивоположных знаков находятся на небольшом расстоянии друг от друга. При этом собственная емкость pn – перехода велика. В случае увеличения обратного напряжения толщина pn – перехода растет и емкость pn – перехода уменьшается. Таким образом, pn – переход можно использовать как емкость, управляемую обратным напряжением: $C_{\bar{b}} = q_{\bar{b}} / U_{обр}$, где $q_{\bar{b}}$ – объемный заряд равновесных носителей. При прямом напряжении pn – переход обладает диффузионной емкостью $C_{диф}$. Эта емкость обусловлена накоплением подвижных носителей заряда в n - и p -областях. При прямом напряжении основные носители заряда в большом количестве диффундируют через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в n - и p - областях.

Каждому значению прямого напряжения соответствует определенный накопленный неравновесный заряд $q_{диф}$:

$$C_{диф} = q_{диф} / U_{пр}.$$

Зависимости емкостей pn – перехода от управляющего напряжения имеет вид, изображенный на рис. 1.20.

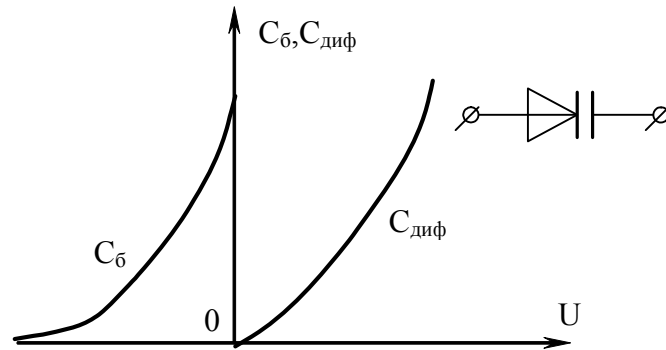


Рис. 1.20. Зависимости емкостей pn – перехода от управляющего напряжения

Таким образом, варикапы представляют собой конденсаторы переменной емкости, управляемые не механически, а электрически, т.е. изменением обратного напряжения.

Варикапы применяются главным образом для настройки колебательных контуров, а также в некоторых специальных схемах, например в так называемых параметрических усилителях. На рис. 1.21 показана простейшая схема включения варикапа в колебательный контур.

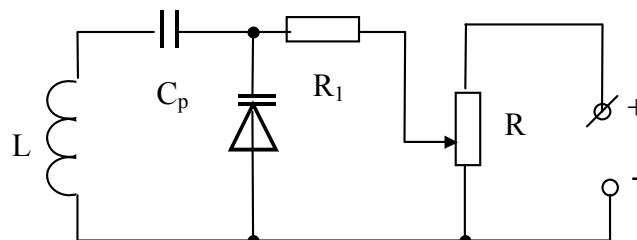


Рис. 1.21. Схема включения варикапа в колебательный контур в качестве конденсатора переменной емкости

Изменяя с помощью потенциометра R обратное напряжение на варикапе, можно изменять резонансную частоту контура. Конденсатор C_p является разделительным и $C_p \geq C_{\delta}$.

В качестве варикапов можно использовать кремниевые стабилитроны при напряжении U_{cm} , когда обратный ток еще мал и, следовательно, обратное сопротивление очень велико.

Лучшие показатели чем у стабилитронов имеют специально изготовленные электронные приборы – варикапы с особыми параметрами pn – переходов из арсенида галлия, имеющего низкую концентрацию неосновных носителей заряда.

1.10. Принцип работы и применение диода Шоттки

В диодах Шоттки используется контакт между металлом и полупроводником. Процессы в таких контактах зависят от так называемой работы выхода электронов, т.е. от той энергии,

которую должен затратить электрон, чтобы выйти из металла или полупроводника. Если в контакте металла с полупроводником n -типа работа выхода электронов из металла A_M больше, чем работа выхода электрона A_n из полупроводника, то электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл и в приграничном слое полупроводника образуется область, обедненная основными носителями и поэтому имеющая большое сопротивление (рис. 1.22).

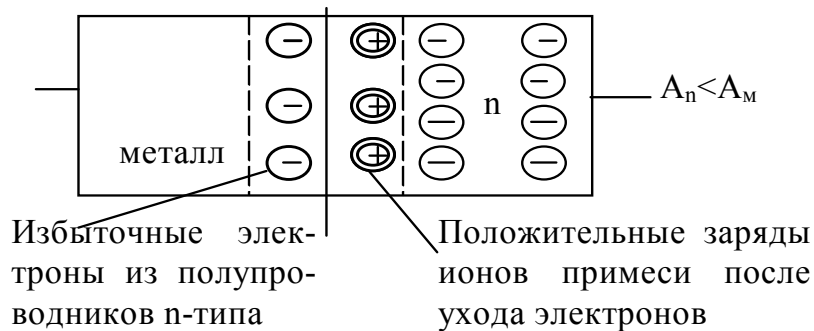


Рис. 1.22. Образование потенциального барьера в диоде Шотки

В зоне контакта (рис. 1.22) создается сравнительно высокий потенциальный барьер, высота которого будет существенно изменяться в зависимости от полярности приложенного напряжения. Такой переход обладает выпрямляющими свойствами.

Конструктивно диод Шотки представляет собой низкоомную полупроводниковую подложку n^+ с высоким содержанием донорной примеси, покрытую сверху тонкой пленкой того же, но уже высокоомного полупроводника, на которую нанесен металлический слой (рис. 1.23).

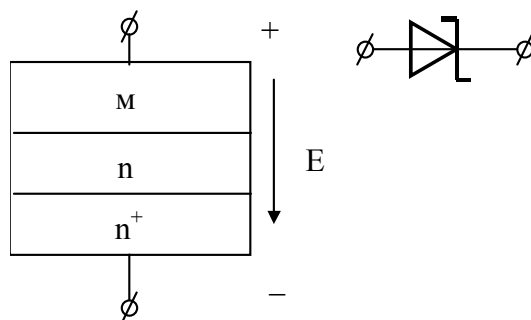


Рис. 1.23. Структура диода Шотки

Прямое внешнее напряжение E (рис. 3.21) прикладывается плюсом к металлу, и почти все действует в высокоомной пленке n -типа. Электроны из области n^+ в ней разгоняются до большой скорости (становятся «горячими»), преодолевают потенциальный барьер и попадают в металл M . Однако в металле не происходит процессов накопления и рассасывания неосновных носителей зарядов, как в базе обычного полупроводникового диода. В связи с этим диоды Шотки обладают большим быстродействием, зависящим только от времени пробега электронов через высокоомную область n (менее 10^{-11} с) и от барьерной емкости, которая при малой площади контакта может быть сделана очень малой. В результате этого диоды Шотки могут работать на частотах до 20 ГГц и время их переключения составляет десятые и даже сотые доли наносекунды. обратный ток у этих диодов очень мал. Все это позволило использовать диоды Шотки в технике СВЧ для переключения и преобразования сигналов.

1.11. Принцип работы и применение туннельных диодов

Туннельным диодом называют полупроводниковый прибор, полученный на основе вырожденного полупроводника (т.е. полупроводника с большим содержанием примеси), в котором при обратном и небольшом прямом напряжении возни-

кает туннельный эффект и вольт-амперная характеристика имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (рис. 1.24).

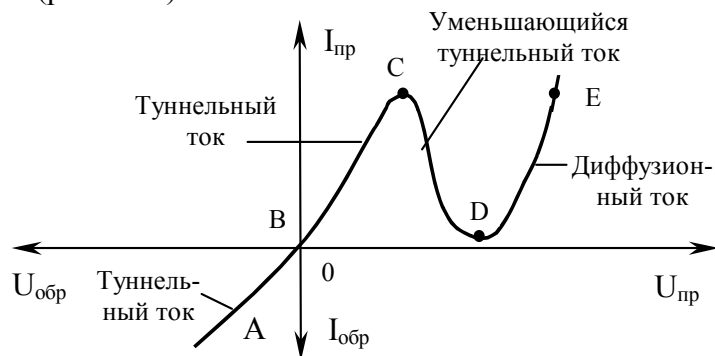


Рис. 1.24. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

В обычных диодах, имеющих концентрацию примеси в менее легированной области не выше 10^{17} см^{-3} , толщина электронно-дырочного перехода сравнительно велика и туннельного эффекта нет, но они обладают односторонней проводимостью. В туннельных диодах односторонней проводимости нет. Они проводят ток при любой полярности прикладываемого напряжения. За счет высокого количества примесей (10^{20} см^{-3}) толщина перехода туннельного диода составляет $0,01 \text{ мкм}$, при которой вероятность возникновения туннельного эффекта значительна.

Как известно из курса физики, частица, имеющая энергию, недостаточную для прохождения через потенциальный барьер, может все же пройти сквозь него, если с другой стороны этого барьера имеется такой же свободный энергетический уровень, какой занимала частица перед барьером. Подобный эффект невозможен с точки зрения классической физики (в которой электрон рассматривается как частица материи с отрицательным зарядом), но оказывается вполне реальным с точки зрения квантовой механики, где электрон может проявлять себя как

электромагнитная волна. Но электромагнитная волна может проходить через потенциальный барьер, т.е. через область электрического поля, не взаимодействуя с этим полем. Это явление и называется *туннельным эффектом*. В квантовой механике показывается, что вероятность туннельного перехода тем выше, чем уже потенциальный барьер и чем меньше его высота. Туннельный переход совершается электронами без затраты энергии.

При отсутствии напряжения на диоде электроны могут совершать туннельные переходы в обоих направлениях, и в состоянии равновесия результирующий ток равен нулю.

Если на диод подано обратное напряжение (рис. 1.24), то будет преобладать поток электронов, совершающих туннельный переход из p – области в n – область, что приводит к резкому увеличению обратного тока диода (участок АВ характеристики). Если на диод подано прямое напряжение, то начинает преобладать туннельный переход электронов из n – области в p – область (участок ВС характеристики). При дальнейшем увеличении прямого напряжения перекрытие заполненных и свободных уровней уменьшается, и туннельный ток падает, образуя участок с отрицательным наклоном характеристики (участок CD).

При еще большем увеличении прямого напряжения ток становится чисто диффузионным (участок DE).

В связи с тем, что ток в туннельном диоде создается *основными носителями*, прохождение которых не связано с накоплением неравновесного заряда, туннельный диод обладает чрезвычайно малой инерционностью. Предельная частота туннельного диода может достигать сотен гигагерц. Отличительными особенностями также является малое потребление мощности, устойчивость к радиационному облучению и малый уровень шумов.

В связи с отсутствием односторонней проводимости туннельные диоды используются в основном для усиления и гене-

рирования колебаний за счет участка CD (рис. 1.24) с отрицательным наклоном.

На рис. 1.25 показано использование туннельного диода для генерирования высокочастотных колебаний.

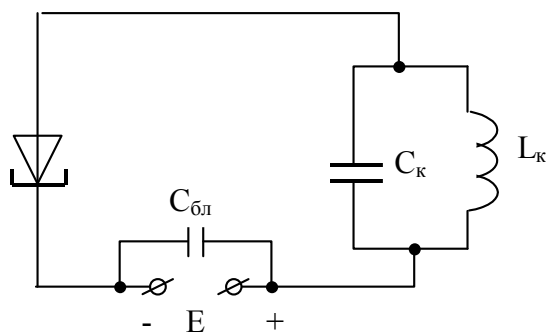


Рис. 1.25. Генератор высокочастотных колебаний на туннельном диоде

Схема для усиления электрических сигналов на основе туннельного диода показана на рис. 1.26.

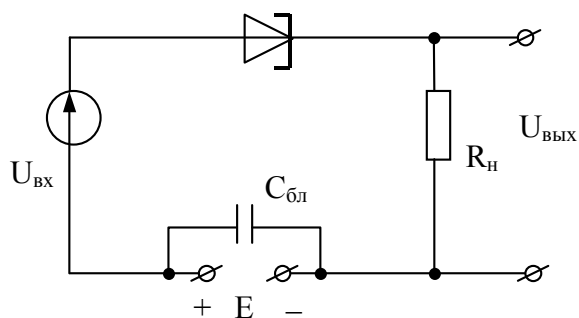


Рис. 1.26. Схема для усиления высокочастотных колебаний на основе туннельного диода

Получить одностороннюю проводимость, совмещенную с туннельным эффектом можно в так называемых обращенных диодах. Для этого требуется применить полупроводник с чуть меньшей концентрацией примесей (около 10^{18} см^{-3}). При малом напряжении туннельный ток практически отсутствует, и в вольт-амперной характеристике нет падающего участка (рис. 1.27)

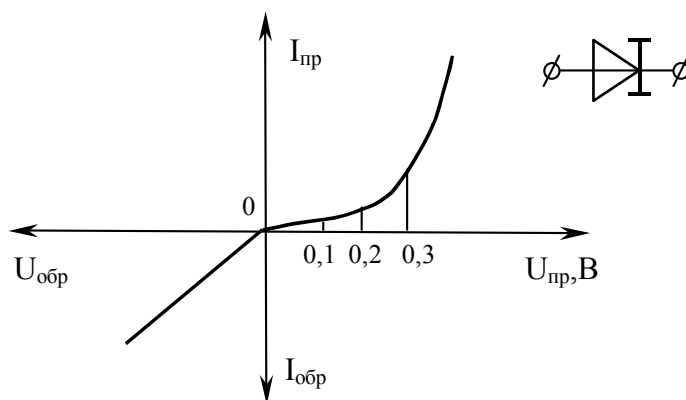


Рис. 1.27. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

При обратном напряжении (рис. 3.25) туннельный ток в обратном диоде значителен, и поэтому такой диод хорошо пропускает ток в обратном направлении. Подобные диоды могут работать в качестве детекторов на более высоких частотах, нежели обычные диоды при малых уровнях сигналов, а также в ключевых устройствах при сигналах с малыми амплитудами.

1.12. Принцип работы и применение диода Ганна

Диод Ганна, как и туннельный диод, не обладает односторонней проводимостью обычного полупроводникового диода и название диода происходит из-за наличия у него только двух выводов. Он представляет собой полупроводниковый прибор без p n – перехода, действие которого основано на появлении

отрицательного дифференциального сопротивления под воздействием сильного электрического поля, что позволяет использовать его для генерации и усиления СВЧ-колебаний.

В качестве основы для изготовления диода Ганна используется полупроводник с двумя зонами проводимости, например, арсенид галлия. На рис. 1.28 показана энергетическая диаграмма такого полупроводника.

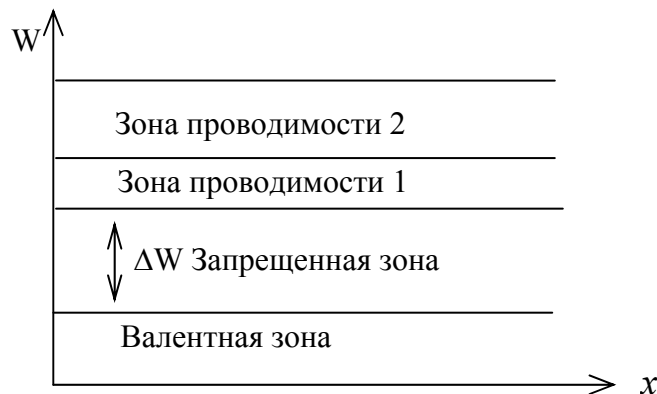


Рис. 1.28. Энергетическая диаграмма полупроводника с двумя зонами проводимости

Исследования полупроводников такого типа показали, что в этих двух зонах проводимости электроны имеют разную подвижность.

В зоне 2 (рис. 1.28), расположенной выше, т.е. соответствующей более высоким уровням энергии, подвижность электронов меньше. При отсутствии внешнего поля или при сравнительно слабом поле электроны находятся в нижней зоне проводимости 1, где они обладают более высокой подвижностью, и поэтому полупроводник имеет сравнительно высокую проводимость.

Если увеличивать напряжение, приложенное к полупроводнику, то сначала ток вырастает в соответствии с законом Ома, но при некотором напряжении, когда напряженность по-

ля становится достаточно высокой, большая часть электронов переходит в верхнюю зону проводимости и вследствие уменьшения их подвижности в этой зоне сопротивление полупроводника резко увеличивается. Ток в полупроводнике уменьшается, и в вольт-амперной характеристике возникает падающий участок, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению (рис. 1.29).

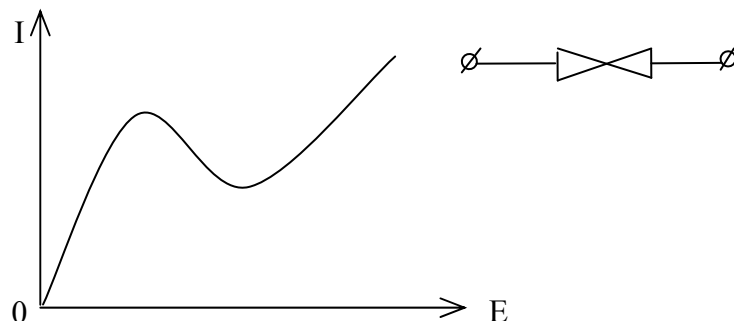


Рис. 1.29. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

Дальнейшее увеличение приложенного напряжения снова вызывает примерно пропорциональное возрастание тока.

Важная особенность диодов Ганна в том, что у него «работает» весь полупроводник, а не только малая часть его – pn – переход, как в обычных диодах. Поэтому в диодах Ганна можно получить колебания достаточно высокой мощности.

Материалом для диодов Ганна кроме арсенида галлия (GaAs) может служить также фосфид индия (InP) с электропроводностью n -типа.

Генераторы Ганна выполняются на кристаллах в форме квадратов со стороной 100-150 мкм, и имеют мощность в непрерывном режиме на частотах 1-25 ГГц порядка нескольких милливольт. Каждый прибор рассчитан, как правило, на свою частоту.

На основе эффекта Ганна выполняют также СВЧ-усилители, рабочая точка которых находится на падающем участке их вольтамперной характеристики. Усиление по мощности такого усилителя, например на частоте 25-30 ГГц, равно 60-70. Если форме кристаллов Ганна придать определенную форму, то такую же форму будут иметь сигналы СВЧ на выходе этих устройств (рис. 1.30).

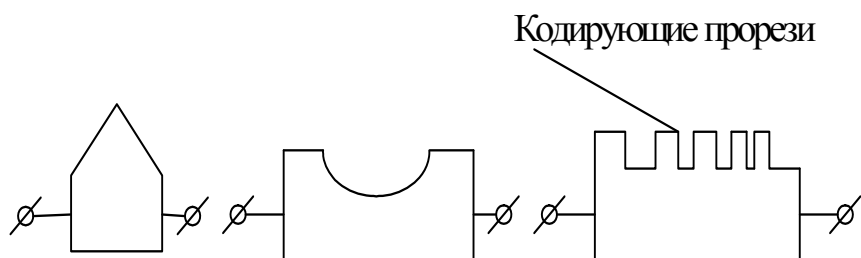


Рис. 1.30. Кристаллы диода Ганна для получения колебаний различной формы

2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Транзистор – полупроводниковый прибор, предназначенный для усиления электрического тока и управления им. Транзисторы выпускаются в виде дискретных компонентов в индивидуальных корпусах или в виде активных элементов т.н. интегральных схем

Наиболее распространенными являются транзисторы с двумя pn – переходами, называемые биполярными, так как их работа основана на использовании носителей заряда обоих типов, т.е. электронов и дырок. Основное назначение транзисторов – усиление мощности сигналов.

Перевод слова транзистор на русский язык - «регулируемое сопротивление», т.е. это устройство, позволяющее через одну электрическую цепь менять сопротивление другой цепи.

2.1. Устройство биполярного транзистора

Устройство плоскостного биполярного транзистора показано схематически на рис. 2.1.

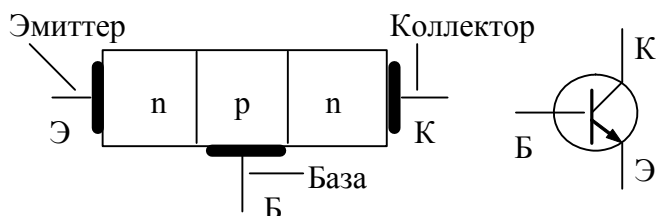


Рис. 2.1. Устройство плоскостного транзистора $n-p-n$ структуры

Он представляет собой пластину германия, или кремния, или другого полупроводника, в которой созданы три области с различной электропроводностью. На рис. 2.1 – это средняя область с дырочной, а две крайние области – с электронной электропроводностью.

Такой транзистор называется транзистором *pnp* – структуры. На рис. 2.2 показана структура *pnp* – транзистора.

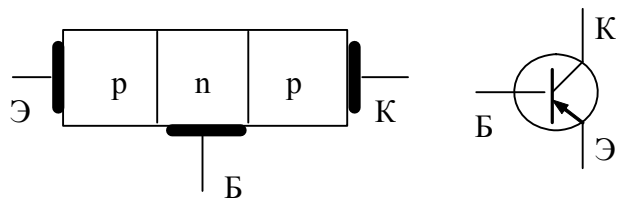


Рис. 2.2. Устройство плоскостного транзистора *pnp* – структуры

Таким образом, транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя переходами, причем переход, работающий в прямом направлении, называется эмиттерным, а соответствующий крайний слой эмиттером, назначение которого инжекция носителей зарядов в средний слой, называемый базой. Второй переход, работающий в обратном направлении, называется коллекторным, а соответствующий крайний слой – коллектором.

Эмиттер изображается (рис. 2.1, 2.2) в виде стрелки, которая указывает прямое направление тока эмиттерного перехода.

В принцип работы транзистора, как и было отмечено выше, заложена возможность с помощью тока эмиттерной цепи регулировать сопротивление цепи коллектор-база.

Для обеспечения этой возможности толщина базы транзистора должна составлять 1,5 ... 2,5 мкм и иметь концентрацию основных носителей заряда много меньше концентрации основных носителей в области эмиттера и коллектора. Концентрацию основных носителей в области коллектора обычно делают несколько меньшей, чем в области эмиттера. Площадь коллекторного перехода должна быть в несколько раз больше площади эмиттерного перехода.

В транзисторе, например, *pnp* – структуры, различают три электрические цепи (рис. 2.3).

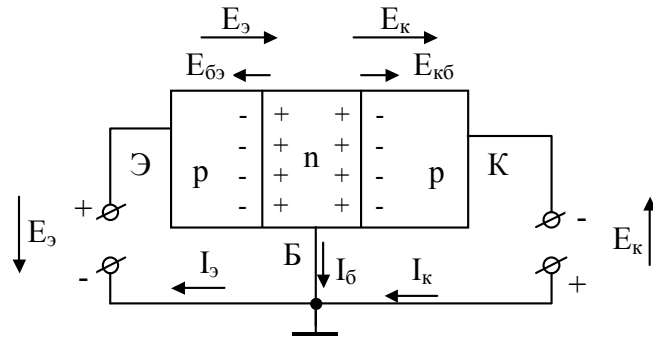


Рис. 2.3. Электрические цепи транзистора npn – структуры

Первая цепь – это цепь эмиттер-база. Здесь эмиттерный переход включен в прямом направлении, что видно из рис. 2.3, где $E_{\mathcal{E}}$ направлено против $E_{\mathcal{B}\mathcal{E}}$ и эмиттерный переход сужается, его потенциальный барьер понижается. Другая цепь – цепь коллектор-база. В этой цепи коллекторный переход включен в обратном направлении, что обеспечивается тем, что $E_{\mathcal{K}}$ направлено в ту же сторону, как и $E_{\mathcal{K}\mathcal{B}}$, и потенциальный барьер повышается. Токи этих цепей соответственно $I_{\mathcal{E}}$ и $I_{\mathcal{K}}$ направлены навстречу друг-другу, и их результирующий ток базы $I_{\mathcal{B}}$ определяется как

$$I_{\mathcal{B}} = I_{\mathcal{E}} - I_{\mathcal{K}}. \quad (2.1)$$

Третья цепь – цепь эмиттер-коллектор. В этой цепи напряжения источников $E_{\mathcal{E}}$ и $E_{\mathcal{K}}$ соединены последовательно и ток в ней будет протекать от $+E_{\mathcal{E}}$ к эмиттеру, далее через два pn – перехода и коллектор к отрицательному зажиму $E_{\mathcal{E}}$.

При разомкнутой цепи эмиттер-база через коллекторную цепь протекает ток небольшой величины $I_{\mathcal{K}0}$ (микроамперы), обусловленный неосновными носителями заряда перехода база-коллектор, так как этот переход включен в обратном направлении и имеет высокий потенциальный барьер.

При замкнутой цепи эмиттерного перехода прямое напряжение $E_{\mathcal{E}}$ понизит потенциальный барьер перехода эмиттер-база и дырки из области эмиттера, преодолевая низкий потенциальный барьер, будут инжектироваться (впрыскиваться) в область базы. Далее, распространяясь по базе, дырки дойдут до коллекторного перехода, куда приложено большое напряжение $E_{\mathcal{K}}$ и поле которого для них является ускоряющим (дырки двигаются по направлению поля). Появление дырок в коллекторном переходе уменьшит его обратное сопротивление, и ток коллектора увеличится. Дырки, не дошедшие до коллекторного перехода, рекомбинируют с электронами базы, создавая ток базы I_B .

Таким образом, изменяя напряжение в эмиттерной цепи, можно регулировать сопротивление коллекторного перехода, на чем и основана работа транзистора как «регулируемого сопротивления».

Соотношения между токами в транзисторе характеризуются двумя параметрами: коэффициентом передачи тока эмиттера $\alpha = I_{\mathcal{K}}/I_{\mathcal{E}}$, и коэффициентом передачи тока базы $\beta = I_{\mathcal{K}}/I_B$.

Используя (2.1), получим формулу взаимосвязи коэффициентов передачи:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (2.2)$$

Значения коэффициентов α и β зависят от конструкции транзистора. Для большинства маломощных транзисторов, используемых в радиотехнических устройствах, $\beta = 20 \dots 200$, а коэффициент $\alpha = 0,95 \dots 0,995$.

2.2. Усилительные свойства транзистора

Биполярный транзистор обладает свойством усиливать электрический сигнал. Под усилением сигнала обычно подра-

зумеваются усиление его мощности. Таким образом, мощность сигнала в выходной цепи должна быть больше мощности сигнала во входной цепи. Это обеспечивается наличием в коллекторной цепи (рис. 2.3) источника E_K , мощность которого значительно выше мощности источника E_0 . Фактически, входной сигнал через регулируемое сопротивление коллекторного перехода управляет ресурсами источника E_K . Для выделения полезного сигнала в цепь E_K включается сопротивление нагрузки R_H (рис. 2.4), а в эмиттерную цепь включается источник сигнала $u_{вх}$ совместно с источником E_0 , обеспечивающим начальные условия усиления напряжения $u_{вх}$ (выбор так называемой рабочей точки транзистора). Схема на рис. 2.4 получила название схемы с общей базой (ОБ).

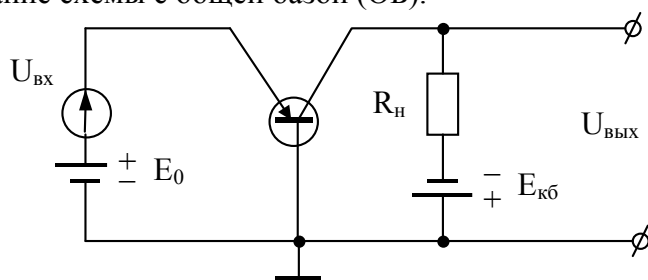


Рис. 2.4. Включение транзистора по схеме с общей базой (ОБ)

Схема с ОБ характеризуется, как и остальные, тремя коэффициентами усиления:

по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}, \quad (2.3)$$

по току

$$K_i = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}, \quad (2.4)$$

по мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}} = K_u \cdot K_i. \quad (2.5)$$

Для схемы с ОБ коэффициент усиления по току $K_i \approx 1$, что следует из того, что ток коллектора ($I_K = I_{\text{вых}}$) практически равен току эмиттера ($I_E = I_{\text{вх}}$) и отличается от него на величину $\alpha \approx 0,995$.

Коэффициент усиления по напряжению K_u (2.3) может достигать большой величины (несколько тысяч), так как сопротивление нагрузки R_n значительно больше входного сопротивления транзистора, где действует сигнал $U_{\text{вх}}$.

Коэффициент усиления по мощности K_p равен коэффициенту усиления по напряжению, что следует из (2.5).

Недостатком схемы с общей базой является низкое входное сопротивление, так как во входной цепи протекает большой эмиттерный ток I_E . Это сопротивление составляет всего лишь десятки, а у более мощных транзисторов даже единицы Ом, усложняя процедуру его согласования с другими каскадами.

Для схемы с ОБ фазовый сдвиг между выходным и входным напряжением отсутствует, т.е. фаза напряжения при усилении не изменяется.

Недостаток схемы с общей базой (низкое входное сопротивление) устраняется при включении транзистора по схеме с общим эмиттером (рис. 2.5).

Входным током в схеме с ОЭ является ток базы, который в соответствии с (2.1) значительно меньше тока эмиттера и отсюда входное сопротивление этой схемы получается достаточно большим.

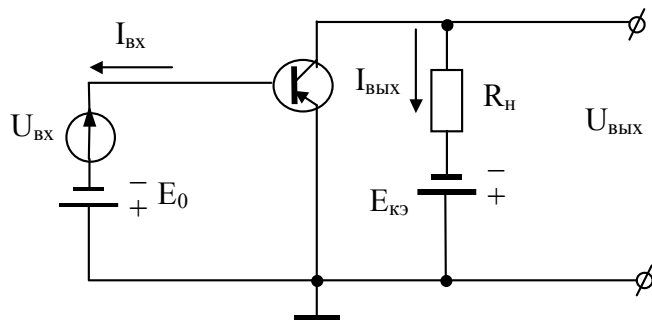


Рис. 2.5. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

Коэффициент усиления по току K_i (2.4) при $I_{\text{вых}} \geq I_{\text{вх}}$ составляет десятки единиц.

Коэффициент усиления по напряжению для схемы с ОЭ имеет примерно такую же величину, как и в схеме с ОБ. Отсюда коэффициент усиления по мощности K_p (2.5) больше, чем в схеме с ОБ.

Каскад по схеме с ОЭ (рис. 2.5) при усилении переворачивает фазу напряжения, т.е. между выходным и входным напряжением имеется фазовый сдвиг 180° .

Благодаря своим преимуществам – сравнительно высокому входному сопротивлению и значительному усилению – схема с ОЭ получила на практике наиболее широкое распространение.

Промежуточное положение между схемами с ОБ и ОЭ занимает схема с общим коллектором (ОК), представленная на рис. 2.6.

Здесь нагрузка R_n включена в цепь эмиттера, а на эмиттерном переходе действует переменное напряжение $U_{\text{БЭ}}$, равное разности между входным $U_{\text{вх}}$ и выходным $U_{\text{вых}}$ напряжением.

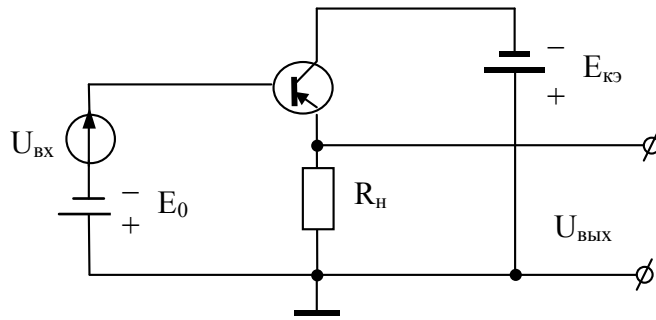


Рис. 2.6. Включение транзистора по схеме с общим коллектором (ОК)

В связи с этим коэффициент усиления по напряжению для схемы с ОК всегда меньше единицы, т.е.

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{вх} - U_{вбэ}}{U_{вх}} < 1.$$

Коэффициент усиления по току (2.4) в схеме с ОК равен нескольким десяткам (≈ 50). Отсюда, схема обеспечивает достаточный коэффициент усиления по мощности (2.5).

Схема включения транзистора с ОК обеспечивает большое входное сопротивление и низкое выходное сопротивление, что позволяет использовать ее в качестве согласующей, например, между схемами с ОБ и ОЭ.

2.3. Принципы построения усилительных устройств

Усилитель, в широком смысле этого термина, это устройство, с помощью которого можно преобразовать постоянную энергию какого-либо источника в энергию того же вида, величина которой изменяется в соответствии с изменениями слабого управляющего сигнала.

Такое преобразование определяется, как правило, двумя величинами, одна из которых имеет смысл входного (или управляющего) сигнала $P_{вх}$, а другая – выходного $P_{вых}$.

Действие любого усилителя в общем виде может быть представлено схемой, изображенной на рис. 2.7.

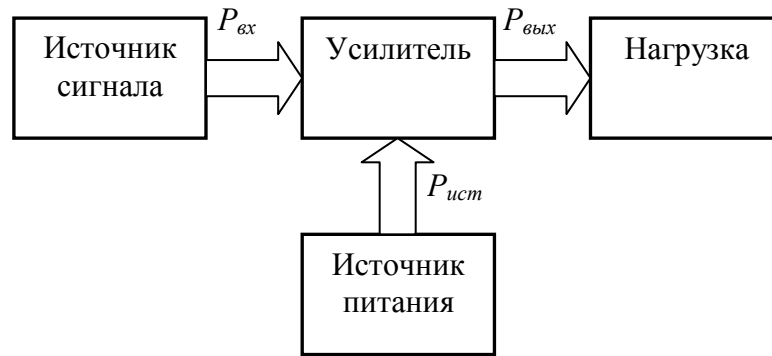


Рис. 2.7. Структурная схема усилителя

Любое усиление имеет смысл, если выходная мощность оказывается больше входной: $P_{вых} > P_{вх}$.

Такое условие может быть соблюдено в усилителе лишь тогда, когда мощность, расходуемая источником питания, будет превышать выходную мощность: $P_{ист} > P_{вых}$.

Это неравенство объясняется тем, что собственно усилитель (рис. 2.7), каким бы он ни был, не может сам по себе обеспечить выполнение условия $P_{вых} > P_{вх}$, так как не может служить источником дополнительной энергии. Более того, любой прибор, аппарат, машина, в том числе и любой усилитель, является лишь дополнительным потребителем энергии из-за определенных внутренних потерь $P_{потерь}$.

Поэтому в лучшем случае

$$P_{вых} = P_{ист} - P_{потерь}.$$

Этим уравнением и определяется предел наибольшей мощности, которую можно получить на выходе усилителя. Фактический же расход мощности источника и, следовательно, фактическая величина выходной мощности в любой момент времени определяются функциональной зависимостью:

$$P_{\text{вых}} = f(P_{\text{вх}}).$$

Иначе говоря, в любом усилителе входной сигнал $P_{\text{вх}}$ управляет расходом мощности постоянного источника $P_{\text{ист}}$ в результате чего на выходе усилителя возбуждается выходной сигнал $P_{\text{вых}}$; при отсутствии входного сигнала будет отсутствовать и сигнал на выходе усилителя; при наличии сигнала на входе усилителя выходной сигнал должен его повторять по форме, а по мощности значительно превышать.

Если зависимость выходного сигнала от входного определяется линейной функцией, то выходную мощность можно определить как

$$P_{\text{вых}} = K \cdot P_{\text{вх}},$$

откуда

$$K = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Это отношение принято называть коэффициентом усиления, поскольку $K \gg 1$.

Подставив сюда значение $P_{\text{вых}}$, получим:

$$K \cdot P_{\text{вх}} = P_{\text{ист}} - P_{\text{потерь}};$$

или

$$P_{\text{ист}} = K \cdot P_{\text{вх}} + P_{\text{потерь}}.$$

При постоянстве величин K и $P_{\text{потерь}}$ любое изменение входного сигнала $P_{\text{вх}}$ приводит к пропорциональному изменению мощности, расходуемой источником $P_{\text{ист}}$, а следовательно к пропорциональному же изменению мощности выходного сигнала $P_{\text{вых}}$.

2.4. Обратная связь в усилителях

Обратной называется связь, при которой происходит передача сигнала (напряжения, тока) из выходной цепи усилителя во входную (рис. 2.8). В усилительных устройствах обратная связь (ОС) используется для уменьшения искажений и повышения стабильности усиления и режима работы усилитель-

ных элементов. Как видно из рис. 2.8, в узле 1 складываются сигналы (напряжения и токи), поступающие от источника сигнала и с выхода усилителя. Если фазы этих сигналов совпадают, то общая их амплитуда возрастает по сравнению с амплитудой входного сигнала как в узле 1 так и в узле 2.

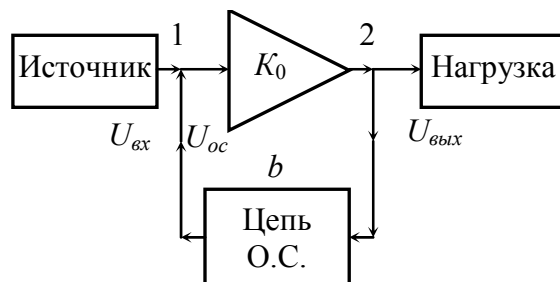


Рис. 2.8. Общая схема усилительного устройства с обратной связью

Обратную связь принято называть *частотно-независимой*, если сопротивление или коэффициент передачи напряжения (тока) цепи ОС не зависит от частоты, в отличие от частотно-зависимой ОС, не обладающей этим свойством.

Если цепь (элемент) ОС является неотъемлемой частью усилителя (усилительного элемента), то такая ОС называется *внутренней*. Вместе с тем отмечают *местную* ОС (МОС) от общей. Под первой понимают ОС, охватывающую один каскад усилителя, а под второй – ОС, охватывающую весь усилитель или несколько каскадов.

Простейшие эквивалентные схемы устройства с ОС удобно представить в виде двух соединенных четырехполюсников, один из которых является активным, поскольку содержит зависимый источник, ток или напряжение которого передается на вход усилителя.

Обычно коэффициент усиления K_0 и коэффициент передачи цепи ОС b носят комплексный характер, что указывает на возможность фазового сдвига в областях НЧ и ВЧ за счет на-

личия реактивных элементов как в самом усилителе, так и в цепи ОС.

Коэффициент передачи цепи ОС b равен:

$$b = U_{oc} / U_{вых}.$$

Определим глубину ОС как:

$$F = 1 - bK_0.$$

Тогда коэффициент передачи схемы с обратной связью можно записать следующим образом:

$$K = \frac{K_0}{F} = \frac{K_0}{1 - bK_0}. \quad (2.8)$$

Если $bK_0 > 0$, то ОС носит положительный характер (положительная ОС, ПОС), если $bK_0 < 0$, ОС отрицательная (ООС), в последнем случае

$$K = \frac{K_0}{F} = \frac{K_0}{1 + bK_0}. \quad (2.9)$$

Нетрудно увидеть, что в случае ПОС фазы входного сигнала и сигнала обратной связи совпадают и амплитуды складываются, что приводит к увеличению коэффициента усиления, в случае же ООС несовпадение фаз входного сигнала и сигнала обратной связи приводит к их вычитанию, и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления.

Обратная связь может специально вводиться в усилитель для изменения его характеристик, а также возникать за счет влияния (обычно нежелательного) выходных цепей на входные (паразитная ОС).

ПОС находит применение в генераторах, а иногда и в частотно-избирательных усилителях, в большинстве усилителей ПОС является паразитной.

Основное применение в усилительной технике находит ООС. Она позволяет повысить стабильность работы усилителей, а также улучшить другие важные параметры и характеристики. Сразу следует подчеркнуть, что снижение коэффициента усиления за счет ООС не является сегодня значительным фактором, т.к. широко используемые микроэлектронные

структуры с большими собственными коэффициентами усиления позволяют иметь значительный по величине K_0 .

ООС классифицируется в зависимости от способов подачи сигналов ООС во входную цепь усилителя и снятия их с выхода усилителя. Если во входной цепи вычитается ток ОС из тока входного сигнала, то такую ООС называют параллельной (т.к. выход цепи ООС подключен параллельно входу усилителя). Если же во входной цепи вычитаются напряжения входного сигнала и сигнала обратной связи, то такую ООС называют последовательной (т.к. выход цепи ООС подключен последовательно входу усилителя).

По способу снятия сигнала обратной связи различают ООС по напряжению, когда сигнал ООС пропорционален выходному напряжению усилителя (вход цепи ООС подключен параллельно нагрузке усилителя), и ООС по току, когда сигнал ООС пропорционален току через нагрузку (вход цепи ООС подключен последовательно с нагрузкой усилителя).

Таким образом, следует выделить четыре основных варианта цепей ОС: последовательная по току (последовательно-последовательная, Z-типа), последовательная по напряжению (последовательно-параллельная, H-типа), параллельная по напряжению (параллельно-параллельная, Y-типа) и параллельная по току (параллельно-последовательная, G-типа). Существуют и смешанные (комбинированные) ООС. Рассмотрим каждый из перечисленных типов ОС более подробно.

Параллельная обратная связь по напряжению

Действие ОС этого вида (рис. 2.9) зависит от параметров входной и выходной нагрузок и не проявляется при возбуждении устройства от источника сигнала с бесконечно большой проводимостью, т. е. в режиме короткого замыкания как на входе, так и на выходе.

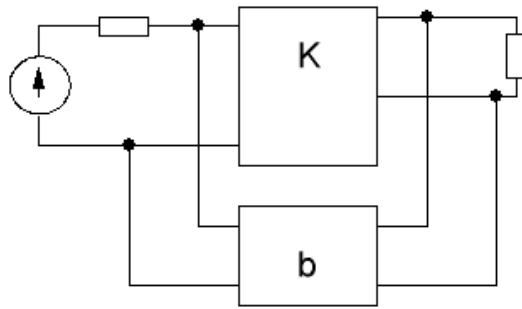


Рис. 2.9. Параллельная обратная связь по напряжению

Поскольку одним из неперенных условий передачи сигнала с выхода на вход является неравенство нулю выходного напряжения, то такой вид ОС принято называть параллельной по напряжению.

Эта разновидность ОС стабилизирует сквозной коэффициент усиления по напряжению при постоянном сопротивлении источника сигнала, уменьшает входное и выходное сопротивления усилителя.

Последовательная обратная связь по току

Цепь такой ОС (рис. 2.10) обычно содержит резистор или комбинацию из резистора и конденсатора.

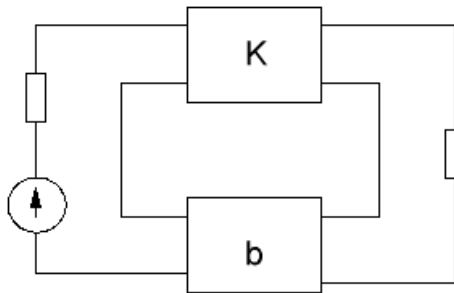


Рис. 2.10. Последовательная обратная связь по току

В режиме холостого хода на входе сигнал не передается с выхода на вход и, следовательно, ОС не имеет места, как в режиме холостого хода на выходе, когда отсутствует выходной ток. Следовательно, необходимым условием ОС является существование выходного тока, отсюда и название «ОС по току».

С помощью последовательной обратной связи по току удастся уменьшить нелинейные искажения в усилителе, поскольку с увеличением влияния ОС будет уменьшаться напряжение управления усилителем, его работа станет осуществляться на меньшем участке ВАХ активного элемента, а это приведет к уменьшению коэффициента гармоник

Последовательная обратная связь по напряжению

Данная схема (рис. 2.11) является гибридной.

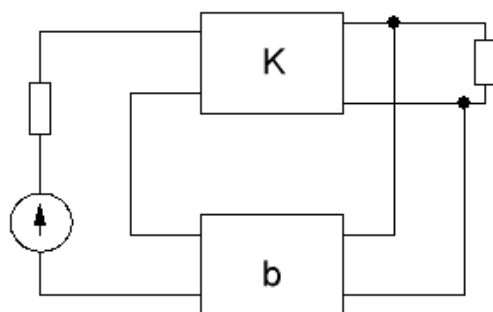


Рис. 2.11. Последовательная обратная связь по напряжению

Очевидно, что у нее ОС не действует в режимах холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе. Такая цепь ОС обычно представляет собой делитель напряжения, плечи которого содержат резисторы или комбинации из резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности.

Последовательная ООС по напряжению увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление усилителя. Уменьшение выходного сопротивления снижает зависимость выходного напряжения от изменения величины нагрузки, следовательно, такая ООС стабилизирует коэффициент усиления по напряжению при изменении нагрузки.

Параллельная обратная связь по току

Поскольку здесь ОС является параллельной, она не действует в режиме короткого замыкания на входе, как и ОС по току в режиме холостого хода на выходе (рис. 2.12).

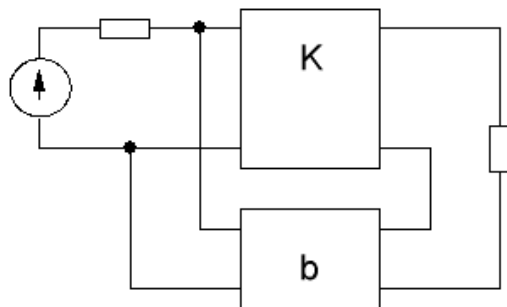


Рис. 2.12. Параллельная обратная связь по току

Использование такого вида ООС приводит к снижению входного и росту выходного сопротивлений усилителя.

2.5. Основные статические характеристики биполярных транзисторов

Статические характеристики биполярных транзисторов необходимы для рассмотрения их свойств и для практических расчетов транзисторных схем.

Наиболее распространенными системами статических вольт-амперных характеристик являются:

для схемы с ОБ:

$I_{\mathcal{E}} = f(U_{\mathcal{ЭБ}})$ при $U_{\mathcal{КБ}} = const$ - входные характеристики;

$I_{\mathcal{К}} = f(U_{\mathcal{КБ}})$ при $I_{\mathcal{Э}} = const$ - выходные характеристики;

для схемы с ОЭ

$I_{\mathcal{Б}} = f(U_{\mathcal{ЭБ}})$ при $U_{\mathcal{КЭ}} = const$ - входные характеристики;

$I_{\mathcal{К}} = f(U_{\mathcal{КЭ}})$ при $I_{\mathcal{Б}} = const$ - выходные характеристики;

для схемы с ОК характеристики аналогичны схеме с ОЭ.

Входные и выходные характеристики транзистора аналогичны характеристикам полупроводникового диода. Действительно, входные характеристики относятся к эмиттерному переходу, который работает при прямом напряжении. Поэтому они аналогичны характеристике для прямого тока диода. Выходные характеристики подобны характеристике для обратного тока диода, так как они отображают свойства коллекторного перехода, работающего при обратном напряжении.

Для получения статических характеристик транзистора *pnp* – структуры для схемы с общим эмиттером необходимо использовать экспериментальную установку, показанную на рис. 2.13.

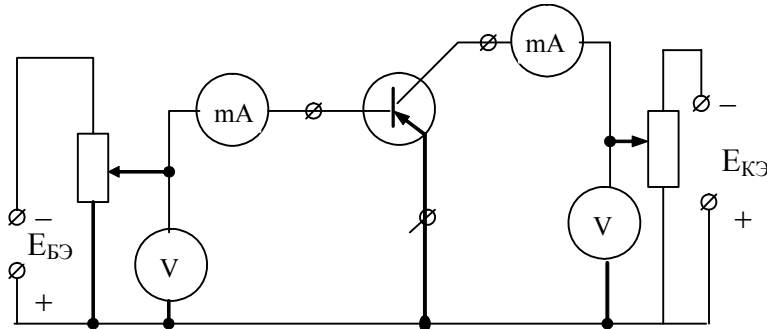


Рис. 2.13. Схема экспериментальной установки для получения статических характеристик транзистора

Входные характеристики $I_{\mathcal{E}} = f(U_{\mathcal{ЭБ}})$ при $U_{K\mathcal{Э}} = const$ представлены на рис. 2.14.

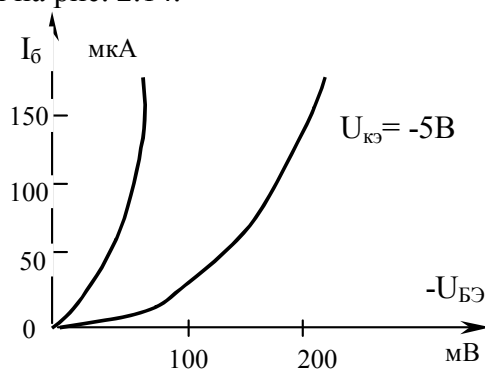


Рис. 2.14. Входные характеристики транзистора *pnp* – структуры

В справочниках обычно приводятся две характеристики, снятые при $U_{K\mathcal{Э}} = 0$ и $U_{K\mathcal{Э}} = -5$ В. Все остальные характеристики, снятые при $|U_{K\mathcal{Э}}| > 1$ В незначительно отличаются от последней и практически сливаются с ней.

Выходные характеристики $I_{\mathcal{К}} = f(U_{K\mathcal{Э}})$ при $I_{\mathcal{б}} = const$ показаны на рис. 2.15.

Выходные характеристики не пересекают оси ординат и практически сходятся в начале координат, так как при напряжении на коллекторе, равном нулю, ток коллектора тоже практически равен нулю. В начальной части характеристики имеют большую крутизну. Это объясняется тем, что при напряжениях на коллекторе $U_{K\mathcal{Э}}$, меньших по абсолютному значению напряжения на базе $U_{БЭ}$, коллекторный переход включен в прямом направлении. Поэтому достаточно незначительно изменить напряжение $U_{K\mathcal{Э}}$, чтобы ток $I_{\mathcal{К}}$ сильно изменился.

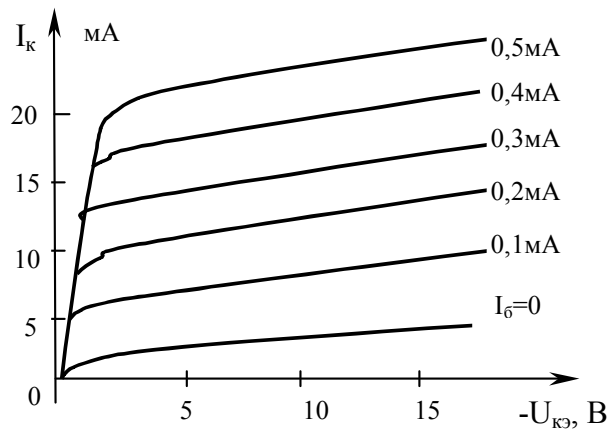


Рис. 2.15. Выходные характеристики транзистора *pnp* - структуры

При работе в режиме покоя переменные сигналы равны нулю. Параметрами режима являются постоянные токи в ветвях схемы и постоянные напряжения в её узлах, определяемые источниками питания.

Источники питания должны быть включены, чтобы транзисторы работали в активном режиме.

Уравнение динамической характеристики постоянного тока

$$U_{кэ} = E - I_k R_n.$$

Графическое изображение уравнения на плоскости статических характеристик транзистора – прямая линия (нагрузочная прямая, рис. 2.16) Фиксируя значение тока смещения $I_{б0}$, однозначно находим положение точки покоя $(U_{кэ0}, I_{к0})$ по пересечению соответствующей статической выходной характеристики с нагрузочной прямой постоянного тока. Наклон нагрузочной прямой определяется R_n .

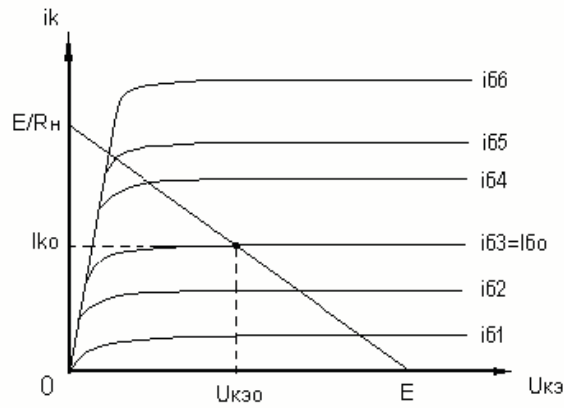


Рис. 2.16. Нагрузочная прямая на выходной вольт-амперной характеристике

Чтобы исключить запираение транзистора при воздействии знакопеременного сигнала, ко входному сигналу добавляют постоянный сигнал от источника питания транзисторного каскада. Этот процесс называется смещением. Принцип получения смещения проиллюстрирован на рис. 2.17.

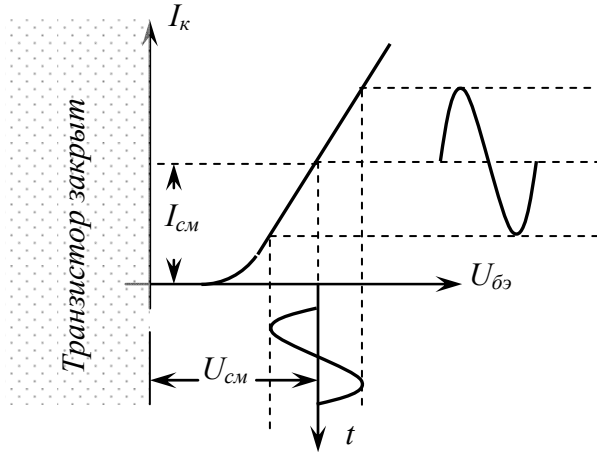


Рис. 2.17. Обеспечение смещения в транзисторном каскаде

При подаче входного сигнала переход база-эмиттер транзистора работает подобно диоду, смещаясь в прямом направлении только для сигналов одной полярности.

Смещение, как видно из рис. 2.17, можно обеспечить, подмешивая к сигналу постоянный ток $I_{см}$ или постоянное напряжение $U_{см}$.

Схема каскада со смещением постоянным током приведена на рис. 2.18. Здесь постоянный ток от источника E_k через резистор R_k поступает на вход усилителя.

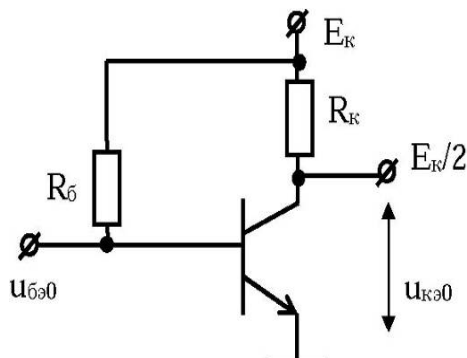


Рис. 2.18. Смещение постоянным током

Величина R_b выбирается из условия

$$R_b = \frac{E_k - U_{бэ0}}{I_{б0}} \approx \frac{E_k}{I_{б0}}.$$

Второй способ – смещение фиксированным напряжением (рис. 2.19).

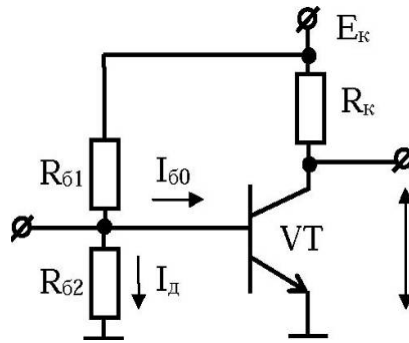


Рис. 2.19. Смещение постоянным напряжением

Здесь напряжение смещения на базе формируется за счет резистивного делителя $R_{б1}$, $R_{б2}$, при этом на базе падение напряжения составит $U_{б0} = I_{д}R_{б2}$, где $I_{д}$ – ток делителя, который выбирается из условия: ток делителя $I_{д}$ превышает базовый ток $I_{б}$ в 10...20 раз. Величины базовых резисторов выбирают согласно условиям:

$$R_{б2} = \frac{U_{б0}}{I_{д}}, \quad R_{б1} = \frac{E_{к} - U_{б0}}{I_{д} + I_{б0}} \approx \frac{E_{к}}{I_{д}}.$$

Возможно также реализовать работу транзистора таким образом, чтобы он периодически закрывался, отсекая часть входного сигнала (при условии, что эта часть поступит на другой каскад усиления). Количественно режим работы усилителя характеризуется углом отсечки θ – половиной той части периода, в течение которого в выходной цепи транзистора протекает ток нагрузки. Угол отсечки выражают в градусах или радианах.

Режимы работы БТ отличаются тем, что ток в выходной цепи протекает в течение разной части периода сигнала, действующего на входе (то есть углами отсечки). Выбор режима определяется выбором рабочей точки. Различаются следующие основные режимы работы транзистора: А, В, С, D.

Режим А. Точка покоя выбирается так, что при гармоническом сигнале на входе транзистора, на выходе всегда (в те-

чение всего периода) будет сигнал (режим без отсечки тока или угол отсечки – половина той части периода, в течение которой существует выходной ток $\theta=180^0$). Рабочая точка выбирается на возможно более линейном участке сквозной динамической характеристики или на середине рабочего участка нагрузочной прямой

Режим В. При подаче гармонического сигнала на вход транзистора, он работает только половину периода ($\theta=90^0$). Однако такое определение справедливо для идеализированного случая, когда сквозную динамическую характеристику аппроксимируют линейно – ломаной линией. При этом ток покоя равен нулю. Реально (для уменьшения нелинейных искажений и исключения области неуправляемых токов) точка покоя несколько сдвинута в сторону увеличения тока покоя (то есть к режиму А), угол отсечки $\theta > 90^0$ и такой режим называют *режимом АВ*.

Режим С. Угол отсечки выходного тока $\theta < 90^0$. КПД каскада в этом режиме еще выше, чем в режиме В. Однако выделить полезный сигнал возможно лишь в резонансных усилителях, нагрузкой которых являются избирательные цепи, осуществляющие эффективное подавление высших гармоник. Используется режим С в мощных усилителях радиопередающих устройств.

Режим D. Транзистор работает в ключевом режиме. Реализуется КПД, близкий к единице. Используется для усиления импульсных сигналов в цифровой технике.

2.6. Параметры биполярных транзисторов

Параметры транзисторов разделяются на физические (собственные) и параметры малых сигналов. Наиболее часто используются последние.

Параметры малых сигналов связаны с представлением биполярного транзистора в качестве линейного четырехполюсника. Это возможно в том случае, если рабочая точка (РТ) выбрана на линейном участке входной характеристики транзистора, а сам сигнал $u(t)$ не выходит за пределы этого участка (рис. 2.17).

Сам транзистор в этом случае может быть представлен в виде условного изображения четырехполюсника (рис. 2.20) с соответствующими входами величинами \dot{U}_1 и \dot{I}_1 , а также выходными величинами \dot{U}_2 и \dot{I}_2 .

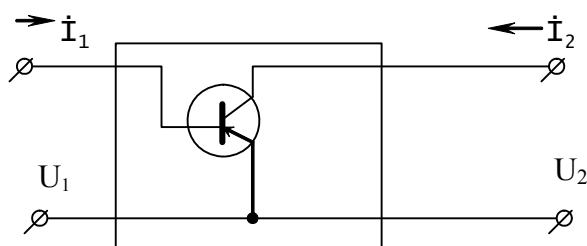


Рис. 2.20. Условное изображение транзистора в виде четырехполюсника

В соответствии с теорией четырехполюсников [3] для схемы (рис. 2.20) можно составить систему уравнений для \dot{H} параметров

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (2.12)$$

При низкой частоте можно пренебречь реактивными составляющими в (2.12) и рассматривать модули \dot{H} -параметров

$$\begin{cases} U_{\text{бэ}} = h_{11}I_{\text{б}} + h_{12}U_{\text{кэ}} \\ I_{\text{к}} = h_{21}I_{\text{б}} + h_{22}U_{\text{кэ}} \end{cases} \quad (2.13)$$

Согласно (2.13) по каждому из уравнений составляется входная и выходная части эквивалентной схемы биполярного транзистора (рис. 2.21).

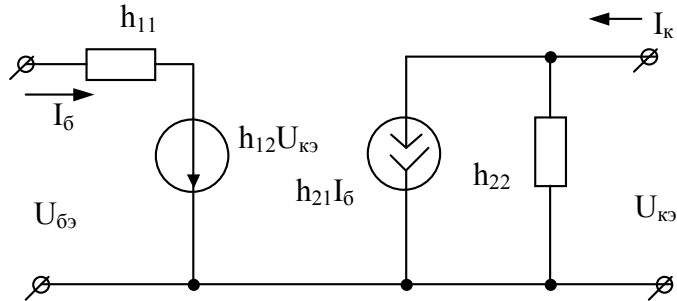


Рис. 2.21. Эквивалентная схема биполярного транзистора в h -параметрах

Параметры транзистора могут быть определены из системы уравнений (2.13), т.е.

$$\begin{aligned} h_{11} &= \left. \frac{U_{\text{бэ}}}{I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{кэ}}=0}, & h_{21} &= \left. \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \right|_{U_{\text{кэ}}=0}, \\ h_{12} &= \left. \frac{U_{\text{бэ}}}{U_{\text{кэ}}} \right|_{I_{\text{б}}=0}, & h_{22} &= \left. \frac{I_{\text{к}}}{U_{\text{кэ}}} \right|_{I_{\text{б}}=0} \end{aligned} \quad (2.14)$$

В соответствии с (3.17) h -параметры имеют определенные значения:

h_{11} - входное сопротивление (примерно 100...1000 Ом) при коротком замыкании выходной цепи;

h_{12} - величина, характеризующая связь между выходной и входной цепями при холостом ходе со стороны входной цепи,

h_{21} - величина, называемая коэффициентом прямой передачи транзистора по току, при коротком замыкании выходной цепи,

h_{22} - выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи, где значение $\frac{1}{h_{22}} = R_{вых} \approx 1 \dots 10 \text{ Ком}$.

Модули \dot{H} -параметров можно определить по статическим входным и выходным характеристикам.

Параметры h_{11} и h_{12} определяют по входным статическим характеристикам. Пример их вычисления для схемы с общим эмиттером представлен на рис. 2.22.

Для этой цели из выбранной рабочей точки A линейного участка характеристики проводят линию AA' , а затем $A'A''$. В полученном характеристическом треугольнике $AA'A''$ катет AA' - приращение тока базы ΔI_{δ} , а катет $A'A''$ - приращение напряжения базы $\Delta U_{\delta\epsilon}$.

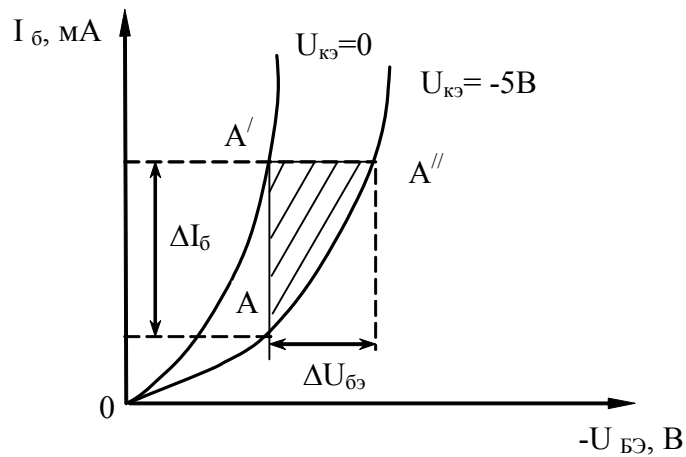


Рис. 2.22. Определение величины h_{11} и h_{12} по входным характеристикам транзистора

В соответствии с (2.14) теперь можно определить величины:

$$h_{11} \approx \frac{\Delta U_{\bar{b}2}}{\Delta I_{\bar{b}}}, \quad h_{12} \approx \frac{\Delta U_{\bar{b}3}}{\Delta U_{KЭ}}.$$

Параметры h_{21} и h_{22} определяют по выходным статическим характеристикам (рис. 2.23).

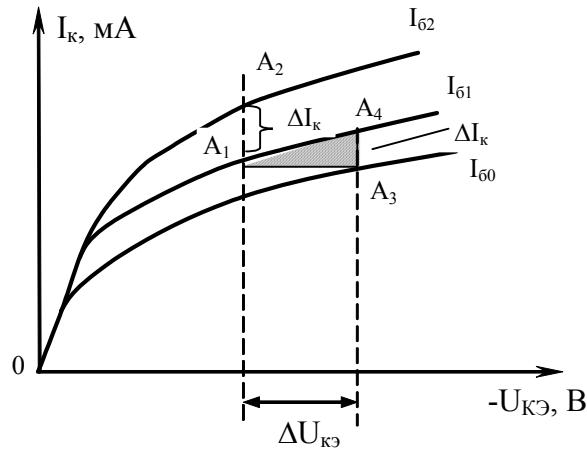


Рис. 2.23. Определение величин h_{21} и h_{22} по выходным характеристикам транзистора

Исходя из рис. 2.23 получаем, что

$$h_{21} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}, \quad \text{а } h_{22} \approx \frac{\Delta I'_K}{\Delta U_{KЭ}}.$$

Значения модулей h -параметров обычно приводятся в справочниках, где указывают их усредненные значения. Так, например, для схемы с ОЭ h_{11} имеют значения от сотен Ом до единиц килоом, а для схем с ОБ этот же параметр имеет величину десятки Ом.

2.7. Усилительные каскады на биполярном транзисторе

Каскад с общим эмиттером (ОЭ)

На принципиальной схеме усилителя на биполярном транзисторе VT , включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 2.24), обозначено: E_c , R_c и E_n , R_{em} — источники входного сигнала и питания транзистора с соответствующими внутренними сопротивлениями; $u_{вх}$ — напряжение входного сигнала; $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ — резисторы делителя напряжения питания U_n (обычно напряжение $U_n = 10 \dots 30$ В), предназначенные для установки тока базы I_B транзистора (по постоянному току), т. е. рабочей точки (точки покоя) на линии нагрузки; $R_{Э}$ — резистор обратной отрицательной связи транзистора VT по постоянному току, подбором сопротивления которого обеспечивается температурная стабилизация его режима усиления.

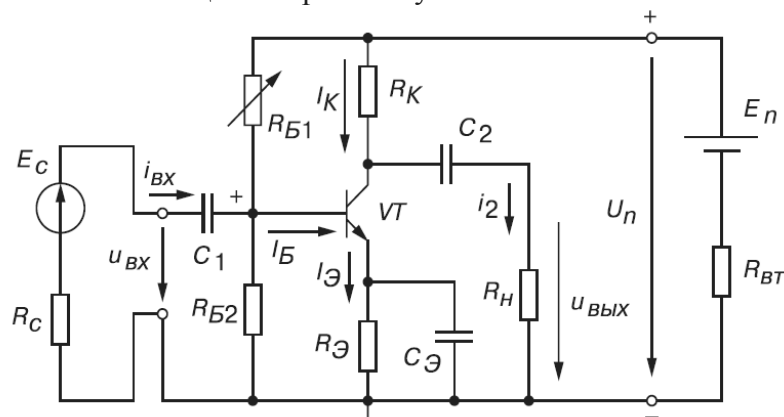


Рис. 2.24. Каскад с общим эмиттером

Так, при увеличении температуры возрастают постоянные составляющие токов коллектора I_K и эмиттера $I_{Э}$ и происходит падение напряжения $R_{Э}I_{Э}$. В результате напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается, что вызывает уменьшение тока базы I_B , и, следовательно, тока I_K , стабилизируя его; $C_{Э}$ — конденсатор большой

ёмкости (десятки микрофард), шунтирующий сопротивление резистора $R_{\text{Э}}$ по переменному току, что исключает ослабление усиливаемого сигнала по переменному току цепью обратной связи; $R_{\text{К}}$ – нагрузочный резистор, сопротивление которого ограничивает ток коллектора $I_{\text{К}}$ транзистора VT ; C_1 и C_2 – разделительные конденсаторы входной и выходной цепей, обеспечивающие гальваническую развязку усилителя по постоянному току (предотвращающие прохождение постоянной составляющей тока от источника сигнала к усилителю и от усилителя к нагрузке).

Для удобства анализа работы усилителя отдельно рассматривают его схемы замещения по постоянному (рис. 2.25) и переменному току (рис. 2.27).

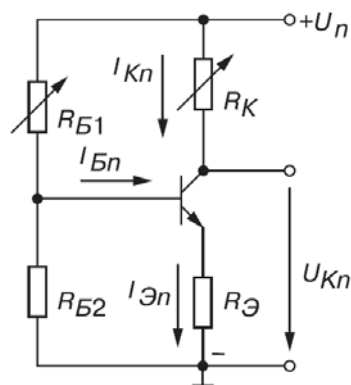


Рис. 2.25. Схема замещения по постоянному току

В режиме работы усилителя по *постоянному току* для получения наименьших нелинейных искажений усиливаемого сигнала рабочую точку a (рис. 2.26) выбирают посередине рабочего участка bc линии нагрузки по постоянному току, описываемой уравнением

$$I_{\text{Кн}} = (U_n - U_{\text{Кн}}), \quad (2.15)$$

где $U_{\text{Кн}} = U_{\text{КЭ}} + R_{\text{Э}}I_{\text{Эн}}$.

Линию нагрузки строят следующим образом. Из приведенного уравнения следует, что при $I_{Kn} = 0$, $U_{Kn} = U_n$, а при $U_{Kn} = 0$, $I_{K.max} = U_n / R_K$. Через две найденные точки проводят прямую (нагрузочную) линию. Задав ток базы в режиме покоя I_{Bn} , находят на пересечении линии нагрузки по постоянному току с выходной характеристикой транзистора при $I_B = I_{Bn}$ точку покоя a (U_{Kn}, I_{Kn}).

Сопротивление резистора R_{B1} рассчитывают по формуле $R_{B1} \approx h_{21}R_K$.

При этом $U_{Bn} \approx 0,3$ В для германиевых и $U_{Bn} \approx 0,65$ В для кремниевых транзисторов.

Приблизительно токи покоя коллектора и эмиттера в рабочей точке a рассчитывают по формулам:

$$I_{Kn} \approx 0,5I_{Kmax} = U_n / 2R_K; I_{Эn} = I_{Kn} + I_{Bn} = I_{Bn} (1 + \beta). \quad (2.16)$$

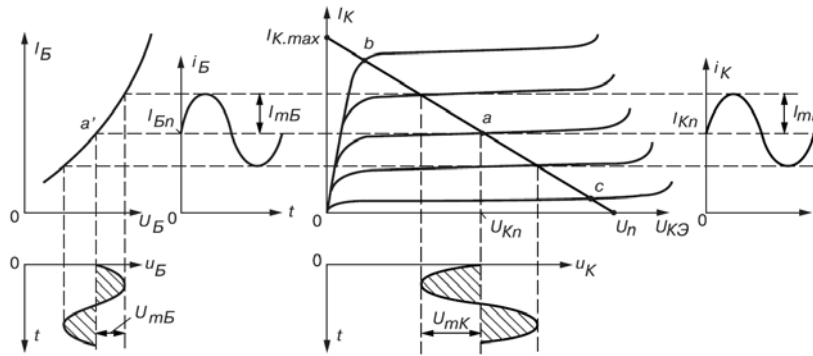


Рис. 2.26. Выбор режима работы транзистора в каскаде с ОЭ

Напряжение покоя эмиттера $U_{Эn} \approx U_n / 2 - U_{КЭn} \approx (0,1 \dots 0,2)U_n$.

При подаче на вход усилителя *переменного напряжения* $u_{вх}$ происходит изменение тока базы i_B , тока коллектора i_K и напряжения на коллекторе $u_K = U_n - R_K i_K$ (рис. 2.26). Амплитуда переменного коллекторного тока I_{mK} примерно в h_{21} раз больше амплитуды тока базы I_{mB} , а амплитуда коллекторного напряжения U_{mK} во много раз больше амплитуды входного на-

пряжения. Таким образом, в схеме усилителя с ОЭ усиливается ток и напряжение входного сигнала.

Пользуясь графиками, изображенными на рис. 2.26, трудно определить входное сопротивление и коэффициенты усиления каскада:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мБ}}}{I_{\text{мБ}}}; \quad (2.17)$$

$$K_i = \frac{I_{\text{мК}}}{I_{\text{мБ}}}; K_u = \frac{U_{\text{мК}}}{U_{\text{мБ}}}; K_p = K_i K_u. \quad (2.18)$$

Следует обратить внимание, что положительному полупериоду входного напряжения $u_{\text{вх}}$ соответствует отрицательный полупериод выходного напряжения $u_{\text{К}} \approx u_{\text{вых}}$. Иначе говоря, между входным и выходным напряжениями существует сдвиг фаз, равный 180° , т. е. схема усилителя с ОЭ является инвертирующим устройством, усиливающим и изменяющим фазу входного напряжения на 180° .

Обычно рассмотренный тип усилительного каскада работает в режиме усиления слабых сигналов (постоянные составляющие тока базы и коллектора существенно превосходят аналогичные переменные составляющие). Эти особенности позволяют использовать аналитические методы расчета параметров усилительного каскада на низких частотах по известным h -параметрам транзистора (рис. 2.27, б), полагая, что транзистор работает в линейном режиме. При этом сигнал, поданный на вход усилителя, практически не искажается на его выходе.

На входе и выходе усилителя (рис. 2.27, а) включены разделительные конденсаторы C_1 и C_2 . Наличие в усилителе ёмкостей приводит к частотным искажениям усиливаемых сигналов в области низких частот; с уменьшением частоты входного сигнала увеличивается сопротивление конденсатора $X_{C1} = 1/\omega C_1$, падение напряжения u_{C1} на нем, следовательно, снижается входное $u_{\text{вх}}$ и выходное $u_{\text{вых}}$ напряжения. Это приводит к уменьшению коэффициента усиления K_u с уменьшением частоты. Наличие в усилителе междуэлектродных ёмкостей тран-

зистора и монтажных ёмкостей приводит к возникновению частотных искажений усиливаемых сигналов в области высоких частот.

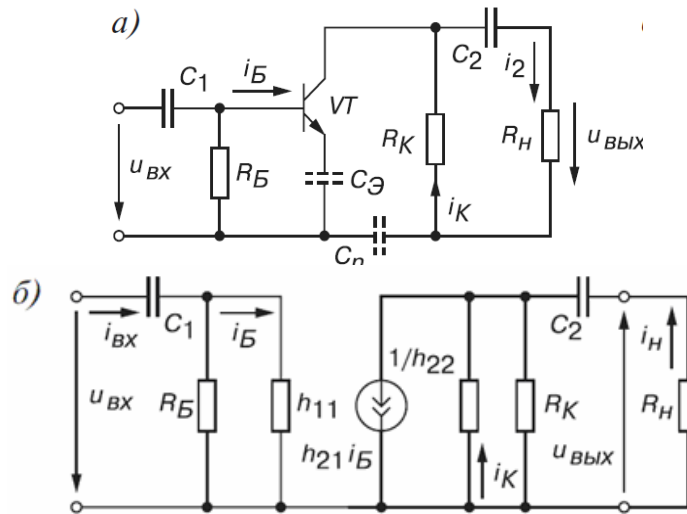


Рис. 2.27 Схема замещения по переменному току

При подаче на вход усилителя синусоидального сигнала большой амплитуды возникают искажения выходного сигнала, основной причиной которых является нелинейность входных и выходных характеристик транзистора.

Как отмечалось, при расчёте усилительного каскада в области верхних частот учитывают ёмкость C_K коллекторного pn -перехода, условно включаемую между коллектором и базой.

Входное сопротивление усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ обычно имеет значение порядка нескольких сотен Ом. Выходное сопротивление обычно на порядок больше входного. Это обстоятельство необходимо учитывать при подключении к усилителю высокоомного источника сигнала ($R_c \gg R_{ex}$) и низкоомной нагрузки ($R_n \leq R_K$).

Реальный коэффициент усиления по напряжению K_u всегда меньше коэффициента усиления ненагруженного усилите-

ля. Эта разница тем заметнее, чем больше выходное сопротивление и меньше сопротивление нагрузки R_n . На практике реальный коэффициент усиления каскада K_u может достигать нескольких сотен, а коэффициент усиления по мощности $K_p = K_u K_i$ в схеме с ОЭ – нескольких тысяч.

Каскад с общим коллектором (ОК)

Соотношения между R_{ex} и $R_{вых}$, характерные для усилительных каскадов с ОЭ, не обеспечивают условия получения максимального усиления по напряжению, для выполнения которого необходимо, чтобы R_{ex} было как можно больше, а $R_{вых}$ как можно ближе к нулевому значению. Из-за малости R_{ex} усилители потребляют от источника сигнала заметную мощность. Большое значение $R_{вых}$ не позволяет осуществлять работу каскада на низкоомную нагрузку из-за потерь сигнала на $R_{вых}$.

В каскаде с общим коллектором (ОК) достигаются высокие значения R_{ex} при низких $R_{вых}$. Но за это преимущество в жертву приносится другой параметр: в схеме с ОК $K_u < 1$. Каскад с ОК не усиливает сигнала по напряжению, а используется лишь как вспомогательный каскад, связывающий схему с ОЭ с маломощным источником сигнала, либо с низкоомной нагрузкой. Несмотря на вспомогательную роль, выполняемую схемой с ОК в усилителях, применяется этот каскад достаточно часто.

Схема каскада с ОК приведена на рис. 2.28, а. Коллектор транзистора подключен к источнику питания U_n . В эмиттерную цепь введен резистор $R_э$, создающий ООС, стабилизирующую точку покоя.

Источник сигнала u_{ex} присоединен между базой и общим проводом, нагрузка – между эмиттером и общим проводом. Общий провод через источник питания U_n , который имеет нулевое сопротивление для переменных составляющих, связан с коллектором. Поэтому схема и получила название – каскад с ОК, другое ее название эмиттерный повторитель.

При подаче входного сигнала токи и напряжения транзистора получают приращения. При положительном (или отрицательном) входном сигнале $u_{вх}$ токи базы и эмиттера увеличатся (или соответственно уменьшатся), возрастет (уменьшится) падение напряжения на $R_{Э}$. Приращение напряжения на нем соответствует выходному сигналу, который будет положительным (отрицательным). Полярность входного и выходного сигналов в схеме с ОК совпадают, каскад является неинвертирующим усилителем.

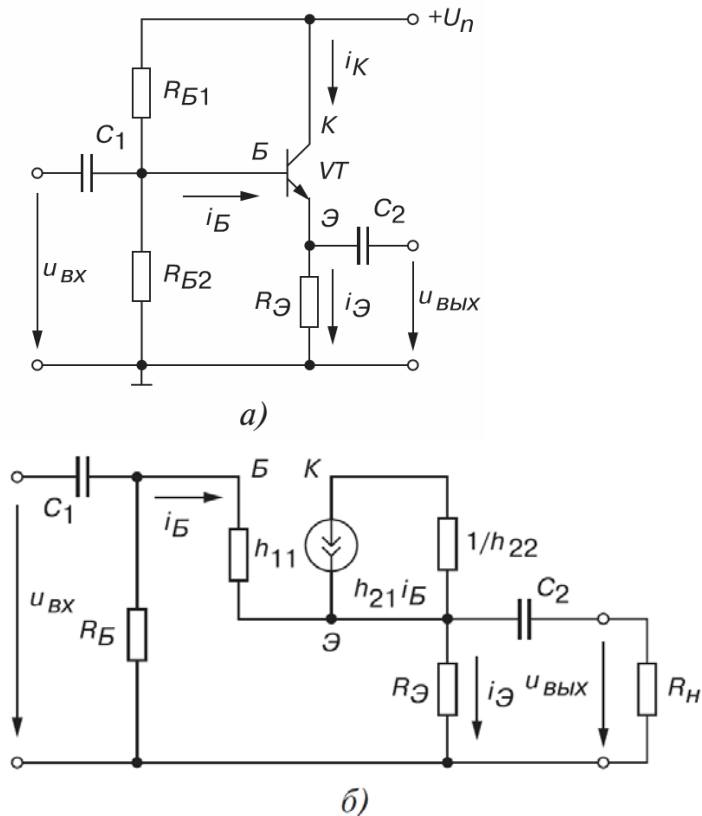


Рис. 2.28. Каскад с общим коллектором (а), схема замещения по переменному току (б)

Значения сопротивлений резисторов R_{B1} и R_{B2} выбирают такими, чтобы рабочая точка в режиме покоя находилась примерно посередине рабочего участка входной характеристики транзистора VT .

Таким образом, эмиттерный повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями, что упрощает согласование высокоомного источника сигнала и низкоомной нагрузки с усилительным устройством.

Не обладая усилением по напряжению, каскад с ОК обеспечивает значительное усиление по току, следствием этого является значительное усиление по мощности.

Каскад с ОК имеет достаточно высокое входное сопротивление, аналогичное входному сопротивлению каскада с ОЭ. При этом его выходное сопротивление очень мало, т.е. он особенно удобен для согласования высокоомных источников сигнала с низкоомной нагрузкой. На практике мы можем значительно повысить входное сопротивление (обычно гораздо больше, чем в каскаде с ОЭ), используя принцип следящей связи, описанный при рассмотрении усилителей с ОЭ. Малое выходное сопротивление делает каскад с ОК идеальным при согласовании с емкостной нагрузкой.

Частотные свойства каскада с ОК (как и каскадов с ОЭ и ОБ) полностью определяются частотными свойствами применяемого транзистора, однако на практике из-за обычно имеющей место глубокой ООС каскад с ОК является более высокочастотным, чем каскад с ОЭ.

Каскад с общей базой (ОБ)

На рис. 2.29, *а*, *б* даны принципиальная схема каскада с общей базой (ОБ) и соответствующая ей эквивалентная схема в области средних частот полосы пропускания для переменного сигнала.

В эквивалентной схеме (рис. 2.29, *б*) $h_{21\delta i_3}$ – зависимый генератор тока в коллекторной цепи транзистора; $h_{21\delta} = i_K / i_Э$ –

коэффициент передачи тока транзистора в схеме ОБ; r_K – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода.

Сопротивление $r_K = r_K' (1 + h_{21э})$ и составляет единицы мегаом.

Значение r_K обычно намного превышает значение R_K и при анализе эквивалентной схемы, как правило, не учитывается.

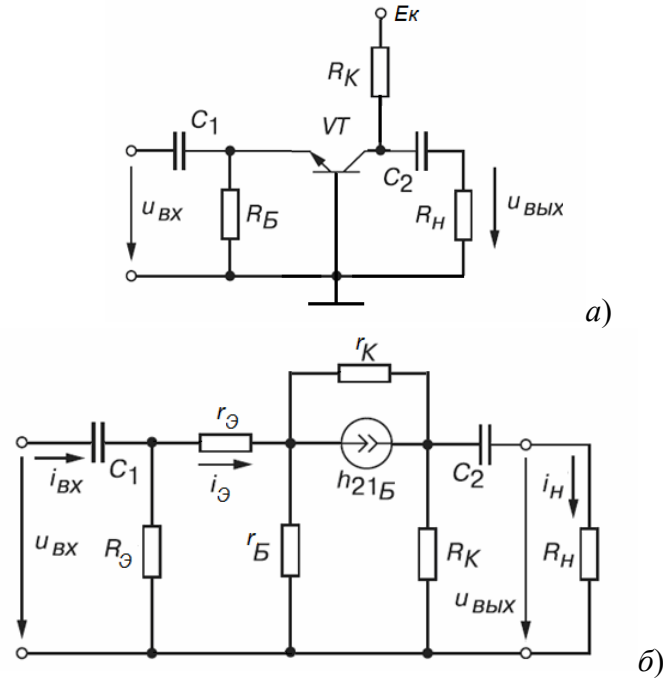


Рис. 2.29. Каскад с общей базой (а), схема замещения по переменному току (б)

Так как эквивалентные схемы каскадов ОЭ и ОБ по своей структуре одинаковы, то выражения для показателей каскада ОБ можно получить, заменив параметры $h_{21э}$, $r_э$, $r_б$ в выражениях, выведенных для каскада ОЭ, на параметры $h_{21б}$, $r_б$, $r_э$. Таким образом, пренебрегая сопротивлением резистора $R_э$, будем иметь

$$\begin{aligned}
 h_{11\delta} &= r_{\delta} + (1 - h_{21\delta}) = r_{\delta} + r_B / (1 + h_{21\delta}); \\
 R_{выхБ} &\approx R_K; \\
 K_u &= h_{21\delta} R_K / h_{11\delta}.
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

$K_i \approx 1$, т. е. в этом случае каскад работает как повторитель тока.

При $K_i \approx 1$ коэффициент усиления мощности $K_p = K_u K_i \approx K_u$. Таким образом, коэффициент усиления мощности в каскаде с общей базой всегда меньше, чем в каскаде с общим эмиттером.

Схема с общей базой не требует специальных мер по стабилизации рабочей точки покоя, так как база транзистора заземлена и сопротивление R_B определяется омическим сопротивлением базы, т. е. $R_B = r_B R_{\delta}$.

Вследствие малого входного сопротивления и $K_i < 1$ схема ОБ в качестве предварительного усилителя напряжения применяется редко, хотя следует отметить большую линейность выходных характеристик и большую в $(1 + h_{21\delta})$ раз граничную частоту усиления тока по сравнению со схемой ОЭ.

2.8. Частотные свойства транзисторов

Важной характеристикой транзистора в активном режиме является время пролета неосновных носителей через область базы, которое в основном определяет частотные свойства транзистора. Последние сильно проявляются при работе транзистора в усилительных устройствах. С ростом частоты входного сигнала усилительные свойства транзистора ухудшаются: падают коэффициенты усиления по напряжению, мощности, появляется фазовый сдвиг между выходным и входным токами.

На инерционные свойства транзистора сильное влияние оказывают: время пролета неосновных носителей в области базы от эмиттерного к коллекторному переходу; емкости эмиттерного и коллекторного переходов C_{δ} , C_K ; объемное сопротивление базы r_{δ} .

Инерционные свойства транзистора достаточно полно оцениваются коэффициентом передачи входного тока в диапазоне усиливаемых частот. Если период колебаний напряжения на эмиттерном переходе в схеме с ОБ значительно больше времени пролета неосновных носителей в области базы, то все токи в электродах транзистора совпадают по фазе (рис. 2.30, а). Коэффициенты передачи входных токов $h_{21б}$ и $h_{21э}$ вещественны. С повышением частоты период усиливаемых колебаний может оказаться сравнимым с временем пролета носителей в области базы. Это приводит к отставанию по фазе коллекторного тока от эмиттерного (рис. 2.30, б).

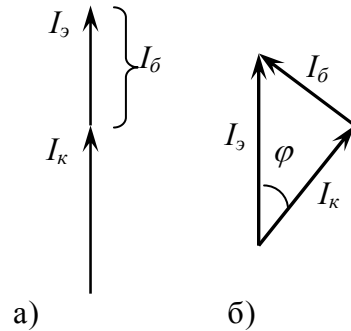


Рис. 2.30. Векторные диаграммы токов транзистора

Это отставание тока вызвано тем, что при прямом смещении эмиттерного перехода входным сигналом в базу инжектируются носители, которые не успевают достичь коллекторного перехода.

Наличие фазового сдвига (рис. 2.30, б) между токами коллектора и эмиттера свидетельствует о том, что коэффициент передачи является функцией частоты.

Для схемы с ОБ комплексный коэффициент передачи тока эмиттера аппроксимируется выражением

$$h_{21б}(if) = \frac{I_к}{I_э} = |h_{21б}(if)| e^{j\varphi_{h_{21б}}}.$$

Зависимости модуля $h_{21\sigma}$ и фазового сдвига от частоты имеют вид:

$$|h_{21\sigma}(if)| = \frac{h_{21\sigma}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h_{21\sigma}}}\right)^2}}; \quad (2.21)$$

$$\varphi_{h_{21\sigma}}(f) = \arctg\left(\frac{f}{f_{h_{21\sigma}}}\right).$$

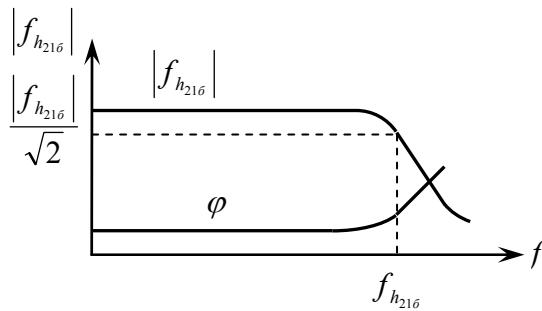


Рис. 2.31. Зависимость модуля и фазового угла коэффициента передачи эмиттерного тока от частоты

Частота $f_{h_{21\sigma}}$, на которой коэффициент передачи эмиттерного тока уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ) по сравнению с низкочастотным значением, называется предельной частотой коэффициента передачи эмиттерного тока. Предельная частота является критерием классификации транзисторов по частотному диапазону. На рис. 3.23 изображены зависимости $h_{21\sigma}$ и φ от частоты.

Воспользовавшись взаимосвязью коэффициентов передачи токов базы и эмиттера, можно найти частотную зависимость коэффициента передачи тока эмиттера $h_{21\sigma}$:

$$h_{21\sigma}(if) = \frac{h_{21\sigma}(if)}{1 - h_{21\sigma}(if)}. \quad (2.22)$$

Зависимости модуля $h_{21\sigma}$ и фазового сдвига от частоты имеют вид:

$$|h_{21\sigma}(if)| = \frac{h_{21\sigma}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{h21\sigma}}\right)^2}}; \quad (2.23)$$

$$\varphi_{h21\sigma}(f) = -\operatorname{arctg}\left(\frac{f}{f_{h21\sigma}}\right).$$

Частота $f_{h21\sigma}$, на которой модуль коэффициента передачи тока эмиттера уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с его низкочастотным значением, называется предельной частотой коэффициента передачи тока эмиттера.

Частотные свойства транзистора, включенного по схеме с ОЭ, значительно хуже, чем при включении по схеме с ОБ. Это связано с увеличением фазового угла $\varphi_{h21\sigma}$ между эмиттерным и коллекторным токами.

Практически частота $f_{h21\sigma}$ сравнительно невелика – транзистор может работать и на более высоких. Частота, на которой модуль коэффициента передачи тока базы $h_{21\sigma}$ становится равным единице, называется граничной частотой транзистора. Увеличение частоты приводит к уменьшению $h_{21\sigma}$ и $h_{21\sigma}$, что вызывает уменьшение коэффициента усиления по мощности. В качестве обобщающего параметра транзистора, характеризующего его инерционные свойства, используют максимальную частоту генерации, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице ($K_p = 1$):

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_{gp}}{30r_{\sigma}C_{\kappa}}}. \quad (2.24)$$

Чем выше граничная частота транзистора и меньше постоянная времени коллекторной цепи $\tau = r_{\sigma}C_k$, тем лучше его частотные свойства.

Обычно в технических условиях на транзистор приводят значение $|h_{21\vartheta}|$ на некоторой частоте.

Например, если известно, что на частоте 100 МГц $|h_{21\vartheta}|=3$, это означает что $f_{зр} = 3 \cdot 100 = 300$ МГц.

С повышением частоты происходит также уменьшение коэффициентов передачи токов α и β по сравнению со значениями α_0 и β_0 на низких частотах. Коэффициент передачи тока эмиттера $\alpha = h_{21Б}$, а коэффициент передачи тока $\beta = h_{21Э}$. Частоты, на которых $\alpha = 0,707 \cdot \alpha_0$ и $\beta = 0,707 \cdot \beta_0$, называются предельными частотами усиления для схем с ОБ и ОЭ и обозначаются f_{α} и f_{β} или $f_{21Б}$ и $f_{21Э}$. Установлено, что при повышении частоты β уменьшается значительно сильнее чем α , т.е. схема с общей базой (ОБ) обладает лучшими частотными свойствами, чем схема с общим эмиттером (ОЭ). Так как для схем с ОЭ $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$, поэтому незначительные изменения α приведет к существенному изменению коэффициента β . Например, если $\alpha = 0,99$, тогда $\beta = 100$. На предельной частоте $\alpha = 0,99 / \sqrt{2} = 0,7$ и $\beta = 0,7 \cdot (1 - 0,7) = 2,3$, т.е. предельная частота в схеме с ОЭ для данного случая примерно в 100/2,3 раза ниже, чем в схеме с ОБ.

Видно того, что электроны при диффузии обладают большей подвижностью, нежели дырки. Поэтому транзисторы типа *npn* при прочих равных условиях являются более высокочастотными, чем транзисторы типа *pnp*.

3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Главное достоинство полевых транзисторов – высокое входное сопротивление, которое может достигать значительных величин. Если обычные биполярные транзисторы управляются током, то полевые транзисторы управляются под воздействием изменяющегося электрического поля, откуда и произошло их название.

Электрическое поле может изменять толщину запирающего (обедненного) слоя pn – перехода, влияя на площадь поперечного сечения полупроводника, через которую проходит поток основных носителей заряда, т.е. выходной ток. На этом принципе построены полевые транзисторы с управляющим pn – переходом. Если электрическое поле изменяет проводимость приповерхностного слоя полупроводника, то транзисторы, построенные на этом принципе, называются полевыми МДП-транзисторами (от слов «металл-диэлектрик-полупроводник»).

В полевых транзисторах в образовании выходного тока участвуют носители заряда только одного типа: или дырки, или электроны. Отсюда другое название полевых транзисторов – униполярные, в отличие от обычных транзисторов, называемых биполярными, где ток образуется сразу двумя носителями зарядов и дырками, и электронами.

3.1. Транзисторы с управляющим pn – переходом

Полевой транзистор с управляющим pn – переходом представляет собой пластину полупроводника n – или p – типа, на гранях которой созданы области противоположного типа электропроводности, на границах между которыми образованы pn – переходы (рис. 3.1).

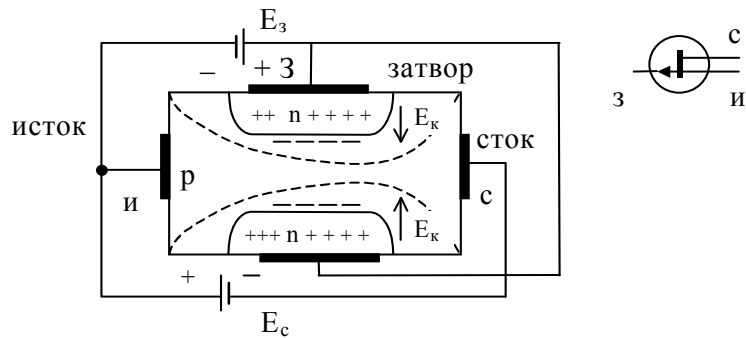


Рис. 3.1. Структура полевого транзистора со встроенным pn – переходом

Часть объема пластины полупроводника, расположенная между pn – переходами, является активной частью транзистора и называется каналом транзистора. Контакт, через который носители заряда входят в канал, называют истоком (И); контакт, через который носители заряда вытекают, образует сток (С); общий электрод от контактов с боковыми гранями – затвор (З).

Если к затвору и стоку относительно истока приложить напряжение как показано на рис. 3.1, то оба pn – перехода будут смещены в обратном направлении, т.к. поле E_3 в этом случае совпадает с полем контактной разности потенциалов E_K pn – переходов. В связи с этим области канала, прилегающие к pn – переходам, объединяются носителями зарядов и толщина p – канала уменьшается, как показано пунктиром на рис. 3.1. Это сопровождается уменьшением тока, протекающего через сток по пути: $+E_c$, исток, p – канал, сток, $-E_c$. Следует отметить, что канал наиболее сильно обедняется носителями зарядов у края затворов, примыкающих к стоку. Это обусловлено тем, что здесь действует максимальная напряженность поля примерно равная $E_3 + E_c$. Таким образом, изменяя напряжение E_3 на входе полевого транзистора (затвор-исток) можно регулировать ток I_c в выходной цепи (исток-сток),

мощность в которой значительно больше чем во входной цепи, так как определяется мощностью источника энергии E_c , т.е. осуществляется усиление входного сигнала. Отметим, что так как (в отличие от биполярных транзисторов) работа полевого транзистора не связана с инжекцией неосновных носителей заряда и их движением к коллектору, то они свободны от влияния этих факторов на их частотные и шумовые свойства.

Так как входная цепь полевого транзистора работает при обратном напряжении для pn – переходов, а концентрация неосновных носителей в канале и n – областях затворов невелика, то обратный ток мал и соответственно входное дифференциальное сопротивление велико и составляет $10^8 - 10^{10}$ Ом. Выходное дифференциальное сопротивление (дифференциальное сопротивление цепи стока) равно $10^5 - 10^7$ Ом.

Конкретные значения этих сопротивлений могут быть определены по статическим характеристикам полевого транзистора с управляющим pn – переходом: выходной (стоковой) $I_c = f(U_{cu})$ при $U_{zu} = const$ (рис. 3.2) и проходной (сквозной) характеристики $I_c = f(U_{zu})$ при $U_{cu} = const$ (рис. 3.3)

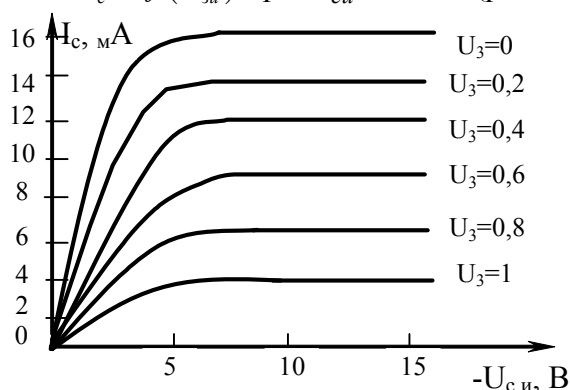


Рис. 3.2. Выходная (стоковая) характеристика полевого транзистора с каналом p – типа

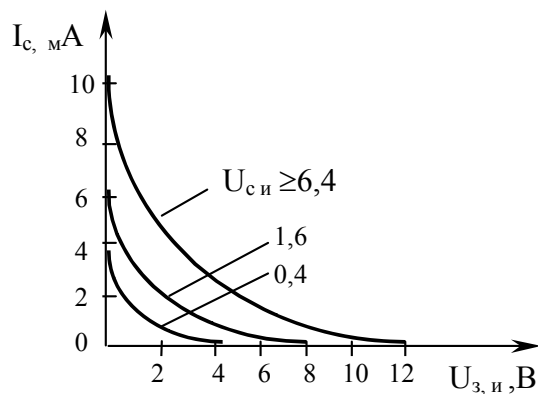


Рис. 3.3. Проходная характеристика полевого транзистора с каналом p – типа

Основными параметрами полевого транзистора можно считать:

- максимальный ток стока $I_{c\ max}$ (при $U_{зи} = 0$);
- максимальное напряжение сток-исток $U_{cu\ max}$;
- напряжение отсечки $U_{зи\ omc}$;
- внутреннее (выходное) сопротивление R_i – представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком (сопротивление канала) для переменного тока:

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{cu}}{\Delta I_c} \right|_{U_{зи} = const}; \quad (3.1)$$

-крутизну проходной характеристики:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{cu} = const}; \quad (3.2)$$

отображает влияние напряжение затвора на выходной ток транзистора;

-коэффициент усиления по напряжению

$$\mu = SR_i = \frac{\Delta U_{cu}}{\Delta U_{зи}}. \quad (3.3)$$

3.2. Схемы включения полевого транзистора и их свойства

Среди многочисленных полевых транзисторов различают транзисторы с управляемым pn – переходом и n – либо p – каналом. На сток всех транзисторов с n – каналом подается положительное относительно истока напряжение $U_{си}$. Входное сопротивление полевых транзисторов очень велико (при включениях по схемам с общим истоком ОИ и общим стоком ОС), с точки зрения эквивалентной схемы и значений параметров полевые транзисторы имеют много общего с электронными лампами.

Каскад с общим истоком (ОИ)

Если на затвор полевого транзистора (рис. 3.4, *а*) от источника сигнала поступает мгновенное напряжение $u_{зи}$ положительной полярности, то $u_{зи} = U_{зи} + u_{зи}$ приближается к нулю (становится менее отрицательным), при этом увеличивается ток стока, а это значит, что переменная составляющая i_c направлена в ту же сторону, что и постоянная I_c .

Из схемы на рис. 3.4 видно, что транзистор, включенный по схеме с ОИ, работает как инвертирующий усилитель, поскольку он вносит в переменное напряжение фазовый сдвиг на 180° , изменяя полярность импульса подобно биполярному транзистору, включенному по схеме с ОЭ.

Каскад с ОИ способен усиливать напряжение и ток. Для нахождения параметров каскада используется приближенная эквивалентная схема на рис. 3.4, *б*.

Из-за большого входного сопротивления $R_{вх} = r_{зи}$ (порядка $10^8 \dots 10^{10}$ Ом) значительное влияние оказывают межэлектродные емкости: входная $C_{11и}$ и проходная (емкость обратной связи) $C_{12и}$, составляющие у маломощных транзисторов: первая 3...20 пФ и вторая 0,07 ... 10 пФ. Емкость $C_{12и}$ минимальна у

двухзатворных транзисторов. Выходная емкость C_{22u} обычно бывает несколько меньше, чем входная C_{11u} .

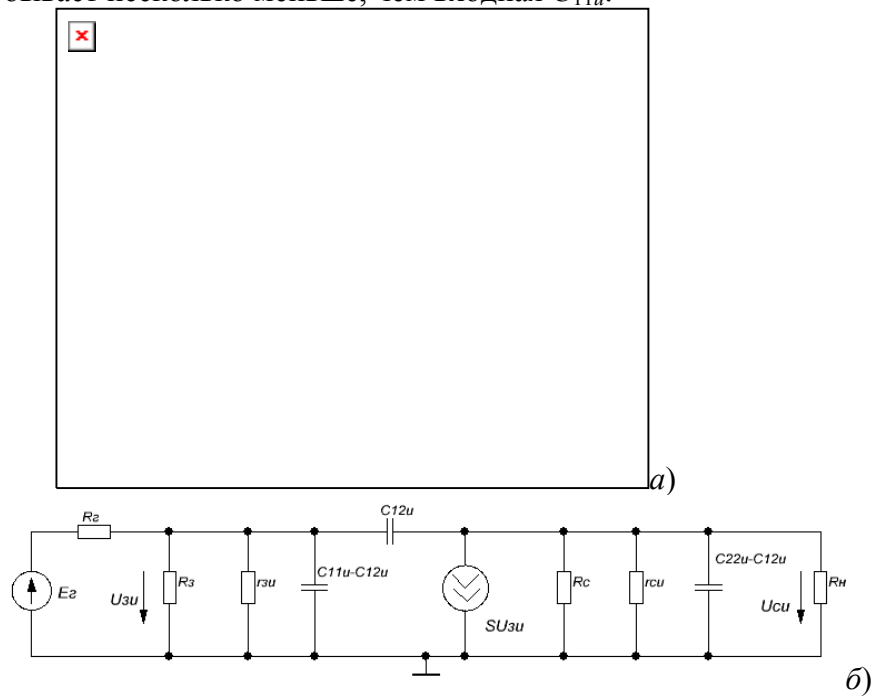


Рис. 3.4. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с ОИ

У полевого транзистора на высоких и сверхвысоких частотах (порядка десятков и сотен мегагерц) крутизна характеристики прямой передачи $S = \partial i_c / \partial u_{3u}$ становится комплексной: $S(jf) = S/(1+jf/f_s)$, однако это свойство при практических расчетах можно и не принимать во внимание. У маломощных транзисторов параметр S заключен в пределах от 0,5 до 10 мСм и больше, а у мощных составляет десятки и сотни миллисименсов.

Выражая выходное напряжение $U_{cu\ m}$ через ток $I_{c\ m}$ и входное напряжение $U_{zu\ m}$, несложно установить, что в области малых частот

$$K = U_{cu\ m} / U_{zu\ m} = SR_n. \quad (3.4)$$

Определяя сквозной коэффициент усиления каскада, следует умножить K на коэффициент передачи напряжения входной цепи, равный $r_{zu} / (R_c + r_{zu})$, при этом

$$K_E = \frac{r_{zu} SR_n}{R_c + r_{zu}} \approx SR_n = K. \quad (3.5)$$

В той же области частот выходное сопротивление каскада $R_{вых} = r_{zu}$. Так как выходное сопротивление полевого транзистора сравнительно велико (несколько десятков кОм), то в ряде случаев соблюдается неравенство $R_n \ll r_{cu}$, а при $R_c \ll r_{zu}$ K_E совпадает с K .

Нелинейные искажения каскада с ОИ вследствие весьма высокого входного сопротивления практически не зависят от сопротивления R_c .

Каскад с общим затвором (ОЗ)

На входные электроды транзистора поступает напряжение $u_{из}$, которое равно $-u_{zu}$, как и показано на рис. 3.5. Так как входное напряжение приложено к затвору со знаком минус, то ток i_c , переменная составляющая которого i_c оказывается направленной навстречу своей постоянной составляющей I_c , уменьшается. При этом выходное напряжение $u_{сз}$ получается той же полярности, что и входное. Вообще каскад с ОЗ обладает такими же свойствами, что и каскад с ОБ, т. е. он способен усиливать напряжение, поскольку

$$K = U_{сз\ m} / U_{zu\ m} = (U_{zu\ m} + U_{cu\ m}) / U_{zu\ m} > 1,$$

и не способен усиливать ток, так как $K_I = I_{cm} / I_{um} \leq 1$. Входное сопротивление каскада мало, а выходное велико и т. п.

Определяя параметры каскада с ОЗ, надо принять во внимание, что ток затвора весьма мал, поэтому ток истока I_{um} практически не отличается от тока стока I_{cm} .

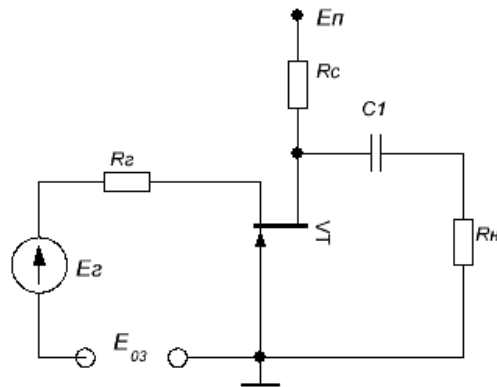


Рис. 3.5. Схема каскада с ОЗ

Как видно из эквивалентной схемы полевого транзистора с ОИ (рис. 3.4, б), амплитуда тока стока

$$I_{cm} = S U_{zu}. \quad (3.6)$$

При этом амплитуда напряжения на выходе каскада с ОЗ (рис. 4.22), если пренебречь влиянием проводимости $1/r_{cu}$,

$$U_{czm} = R_n I_{cm} = S R_n U_{zum}, \quad (3.7)$$

откуда следует, что коэффициент усиления каскада с ОЗ

$$K = U_{czm} / U_{zum} \approx S R_n. \quad (3.8)$$

Входное сопротивление вследствие близости токов $I_{um} \approx I_{cm}$,

$$R_{ex} = U_{zum} / I_{um} \approx 1/S, \quad (3.9)$$

а сквозной коэффициент усиления

$$K_E = U_{czm} / E_{zm} \approx S R_n / (1 + S R_2). \quad (3.10)$$

Выходное сопротивление:

$$R_{вых} = (1 + S R_2) r_{cu}. \quad (3.11)$$

Нелинейные искажения с увеличением R_c становятся меньше, так как при этом глубина отрицательной обратной связи (так же, как у каскада с ОБ) возрастает.

3.2.3. Каскад с общим стоком (ОС)

Каскад с ОС является аналогом каскада с ОК и называется истоковым повторителем. В отличие от каскада на биполярном транзисторе у каскада с ОС исключительно велико входное сопротивление, а по сравнению с каскадом с ОИ – заметно меньшая входная емкость.

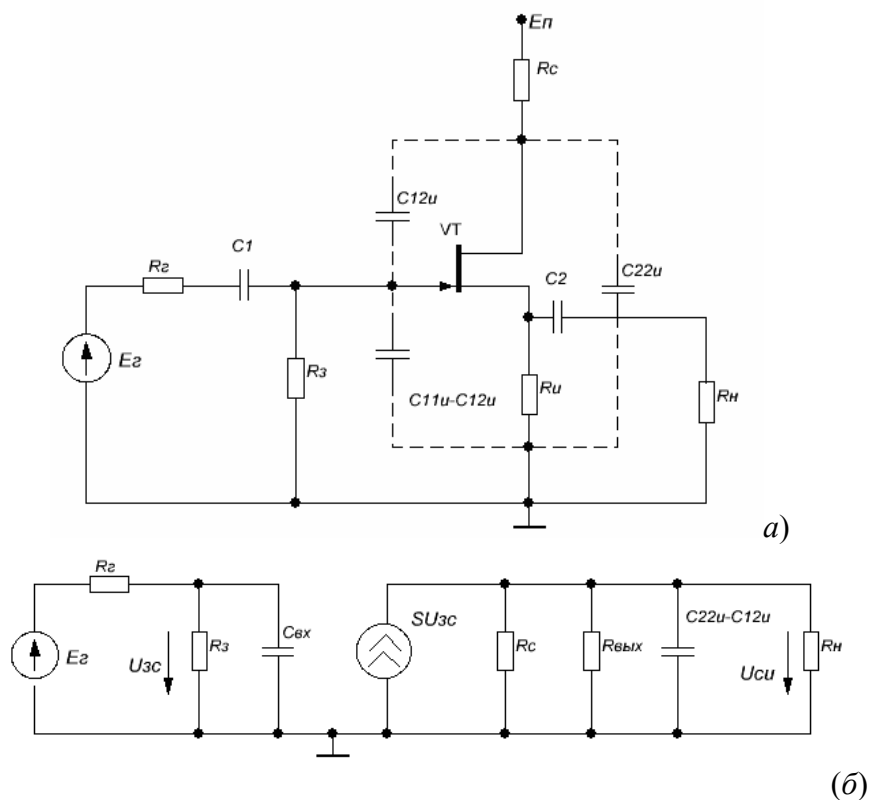


Рис. 3.6. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с ОС

Входным напряжением каскада является u_{zc} (рис. 3.6,а). Часть этого напряжения u_{zu} со знаком плюс приложена к промежутку затвор – исток и вызывает увеличение токов i_C и i_H , что и определяет направление переменных составляющих i_c, i_u . Отсюда следует, что каскад с ОС не изменяет полярности напряжения сигнала, т. е. не инвертирует сигнал.

Из расположения знаков мгновенных напряжений на рис. 3.6, а следует, что

$$u_{zc} = u_{zu} - u_{cu}; U_{zc\ m} = U_{zu\ m} + U_{cu\ m}, \quad (3.12)$$

и

$$K = U_{cu\ m} / U_{zc\ m} = U_{cu\ m} / (U_{zu\ m} + U_{cu\ m}) < 1. \quad (3.13)$$

Подставляя в формулу (3.12) найденное при исследовании каскада с ОИ отношение $U_{cu\ m} / U_{zu\ m}$, получаем

$$K_E = \frac{U_{cu\ m}}{E_{z\ m}} \approx K = \frac{U_{cu\ m}}{U_{cz\ m}} = \frac{Sr_{cu} R_n}{r_{cu} + (1 + Sr_{cu})} \approx \frac{SR_n}{1 + SR_n}. \quad (3.14)$$

Входная проводимость рассматриваемого каскада носит практически емкостный характер; его входная емкость образована из емкости C_{12u} , присоединенной ко входным зажимам, и емкости $C_{11u}-C_{12u}$, находящейся под напряжением $U_{zu\ m} = U_{zc\ m} - U_{cu\ m}$. Переноса емкость $C_{11u}-C_{12u}$ к точкам з-0 (рис. 4.23,а), ее следует умножить на отношение напряжений

$$U_{zu\ m} / U_{zc\ m} = (U_{zc\ m} - U_{cu\ m}) / U_{zc\ m} = 1 - K.$$

Выполняя это действие и принимая во внимание емкость монтажа, C_m узнаем, что

$$C_{вх} = C_{11u}(1-K) + KC_{12u} + C_m. \quad (3.15)$$

Выходное сопротивление каскада с ОС в области малых частот

$$R_{вых} = 1/S. \quad (3.16)$$

3.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором

У транзисторов такого типа затвор изолирован от полупроводника и их называют МДП-транзисторами (металл-диэлектрик-полупроводник) или МОП-транзисторами (если в

качестве диэлектрика используют окисел – чаще всего диоксид кремния SiO_2).

Действие таких транзисторов основано на эффекте поля, заключающемся в изменении проводимости тонкого слоя полупроводника, находящегося около затвора под воздействием внешнего электрического поля. Это связано с уходом или повышением числа основных носителей заряда полупроводника под затвором при воздействии изменяющегося значения поля от прикладываемого внешнего источника напряжения. Так, если к МДП-структуре приложить электрическое поле, как показано на рис. 3.7, то концентрация электронов у приповерхностного слоя увеличится за счет перемещения электронов полупроводника n – типа против направления поля E .

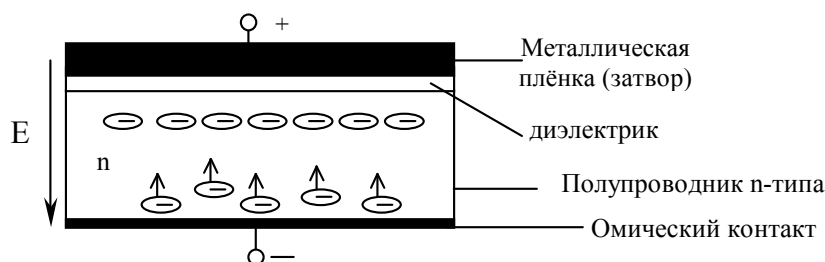


Рис. 3.7. Изменение концентрации носителей заряда в приповерхностном слое полупроводника n – типа

Если изменить полярность напряжения, прикладываемого к МДП-структуре (рис. 3.8), то приповерхностный слой обедняется носителями зарядов за счет ухода от него электронов, вплоть до появления инверсного слоя обратной полярности (дырок).

На «эффекте поля» разработаны полевые транзисторы МДП-структуры со встроенным и с индуцированным каналом.

На рис. 3.9, а, в, даны условные обозначения МДП-транзистора с встроенным n – и p – каналом, на рис. 3.9, б, г – с индуцированным n – и p – каналом. МДП-транзисторы с

индуцированным каналом используют чаще, чем транзисторы со встроенным каналом.

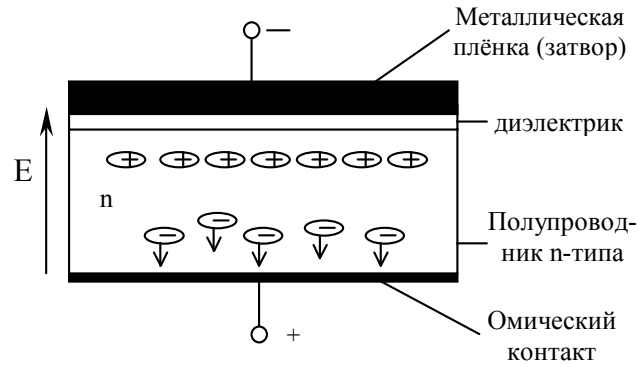


Рис. 3.8. Появление инверсного слоя под затвором при воздействии электрического поля

Существенно то, что при отсутствии сигнала на входе они находятся в закрытом состоянии и не потребляют мощности от источника питания. Это способствовало их широкому применению в современных интегральных схемах.

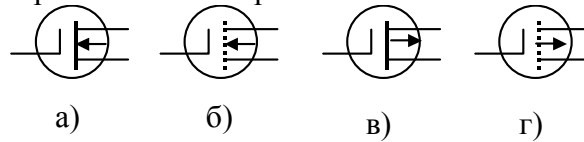


Рис. 3.9. Условные обозначения транзисторов МДП-структуры

Основу МДП-транзистора с индуцированным каналом (рис. 3.10) составляет насыщенная примесью пластина (подложка) полупроводника (чаще с электропроводностью n -типа), в которой созданы две сильно насыщенные примесью области p^+ . Расстояние между p^+ -областями примерно 1 мкм. Поверхность пластины полупроводника покрыта слоем диэлектрика толщиной примерно 0,1 мкм. На слой диэлектрика

между областями p^+ нанесен металлический контакт – затвор (З). Области p^+ также имеют металлические контакты, один из которых называют истоком (И), другой – стоком (С).

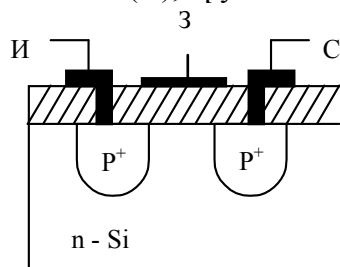


Рис. 3.10. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом

Для функционирования полевого транзистора (рис. 3.10) его необходимо подключить к источникам напряжения соответствующим образом (рис. 3.11).

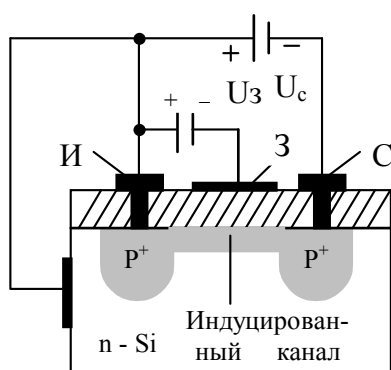


Рис. 3.11. Включение МДП-транзистора с индуцированным каналом

В исходном состоянии приповерхностная область полупроводника, находящаяся под затвором, такая же, как и весь объем полупроводника. Если приложить напряжения (U_C и

U_3), как показано на рис. 3.11, то под затвором по мере увеличения напряжения приповерхностный слой подложки - n начнет обедняться электронами. Вначале ток стока будет мал. При некотором напряжении U_3 , называемом напряжением отпира-ния, происходит появление слоя p – типа, образующего инду-цированный канал, который соединяет диффузионные p^+ – об-ласти под истоком и стоком. В результате этого появляется ток между истоком и стоком.

МДП-транзистор со встроенным каналом отличается от транзистора с индуцированным каналом тем, что между обла-стями p^+ (рис. 3.11) создается слой (встроенный канал) того же типа проводимости, но этот слой слабо насыщен примесью (p – канал). Таким образом, при напряжении $U_3 = 0$ между стоком и истоком будет протекать ток. Если на затвор подан положительный потенциал $U_{3И}$, электрическое поле будет выталкивать дырки из встроенного канала, и он обеднится ос-новными носителями (дырками), а проводимость канала уменьшится. Если на затвор подан отрицательный потенциал, то концентрация дырок в канале возрастает за счет ухода элек-тронов от края канала вглубь подложки (канал как бы расши-ряется), что вызывает увеличение тока в цепи исток-сток.

Особенностью МДП-транзисторов по сравнению с други-ми является то, что ввиду наличия изолированного затвора от полупроводника, эти транзисторы могут работать как при по-ложительном, так и при отрицательном напряжении $U_{3И}$.

Особенностями полевых транзисторов является, прежде всего, высокое входное сопротивление. Транзисторы с управ-ляющим pn – переходом имеют более низкое входное сопро-тивление чем МДП-транзисторы.

Кроме этого параметры МДП-транзисторов меньше зави-сят от температуры и радиации, чем у биполярных транзисто-ров, так как принцип их работы основан на использовании только основных носителей зарядов.

4. ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

В полупроводниковых интегральных микросхемах (ИС) все элементы выполняются внутри и на поверхности полупроводниковой подложки, называемой кристаллом, которая представляет собой пластину кремния толщиной 200-300 мкм. Площадь кристалла бывает обычно 1,5×1,5 до 6×6 мм. В интегральных микросхемах выполняются различные элементы: резисторы, конденсаторы, транзисторы, эквивалент индуктивности, изолирующие элементы.

По числу элементов (степени интеграции) ИС подразделяются на несколько типов. Простые ИС имеют не более 10 элементов. В средних ИС число элементов от 10 до 100. Большие ИС, или БИС, имеют от 100 до 1000 элементов. И сверхбольшие ИС или СБИС, насчитывают более 1000 элементов..

4.1. Планарный транзистор для микросхем

Для всех типов ИС основными и наиболее сложными элементами являются транзисторы.

В интегральных полупроводниковых схемах подавляющее большинство транзисторов относится к типу *npn*. Транзисторы типа *pnp* используются крайне редко, так как имеют худшие электрические параметры, связанные с тем, что дырки имеют худшую подвижность в области базы, чем электроны в структуре *npn*. Подвижность электронов при одинаковой температуре и концентрации примесей в кремнии приблизительно в два раза превышает подвижность дырок, поэтому время пролета носителей через базу для транзисторов *npn*, меньше, чем для транзисторов *pnp*, что влияет, например, на переходные процессы в быстродействующих логических ИС.

Структура планарного полупроводникового транзистора представлена на рис. 4.1.

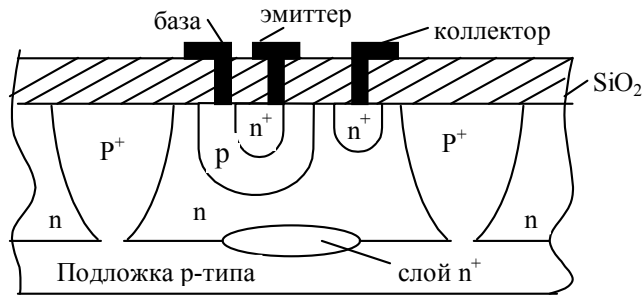


Рис. 4.1. Структура планарного транзистора

Исходным материалом служит пластина-подложка монокристаллического кремния p -типа. Поверхность этой подложки окисляется и методом фотолитографии в слое SiO_2 вытравливаются окна, через которые диффузией формируется утолщенный коллекторный слой n^+ -типа.

Этот слой «разрывает» паразитный транзистор, который образуется ввиду подложки p -типа (рис. 4.2).

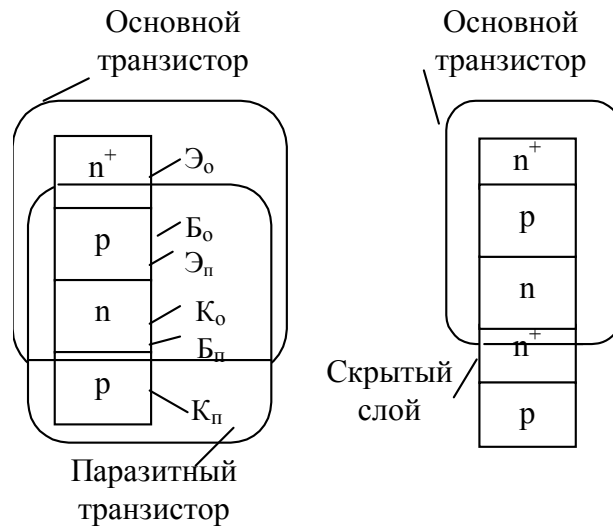


Рис. 4.2. Применение скрытого слоя в планарном транзисторе

Когда основной транзистор работает в активной области, его коллекторный переход смещен в обратном направлении, а паразитный транзистор выключен. Как только основной транзистор входит в насыщение, в его коллекторе появляется большое число носителей заряда, которое будет захватываться коллектором паразитного транзистора и отбирать часть тока основного транзистора, ограничивая степень его насыщения. Ввиду этого повышается сопротивление тела коллектора и возрастает остаточное напряжение коллектор-эмиттер, что нежелательно при построении логических схем.

При наличии скрытого слоя n^+ дырки из базы основного транзистора, являющейся эмиттером паразитного транзистора, не доходят до подложки, т.е. коллектора паразитного транзистора, т.к. рекомбинируют в скрытом слое n^+ , таким образом паразитный транзистор перестает функционировать и коллекторный ток основного транзистора не уменьшается.

Другой особенностью интегрального планарного транзистора является наличие изолирующих «карманов» p^+ , отделяющих его от соседних транзисторов, т.е. происходит, так называемая, изоляция с помощью смещенных в обратном направлении pn – переходов (рис. 4.3).

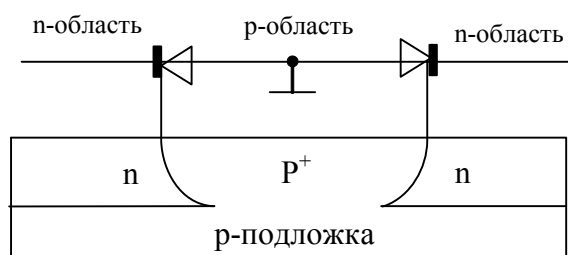


Рис. 4.3. Принцип изоляции интегральных транзисторов pn – переходом

Из рис. 4.3 видно, что две соседние области n , в которых формируются интегральные транзисторы, разделены областью p^+ , как бы образуя два встречно включенных полупроводниковых диода, ток через которые проходить не может. Ток утечки такой изоляции обычно не превышает 10^{-7} А.

4.2. Интегральные транзисторы с изоляцией пленкой

Несмотря на то, что изоляция планарных транзисторов pn – переходом достаточно широко применяются, она не обеспечивает полной электрической изоляции компонентов. Наличие токов утечки подложки и емкостных эффектов ухудшают свойства такого метода разделения транзисторов.

Это обусловило появление метода диэлектрической изоляции, заключающегося в формировании слоя двуоксида кремния между компонентами и подложкой. При такой изоляции токи утечки между коллектором и подложкой уменьшаются на три-четыре порядка, а паразитные емкости в 10 раз.

Прежде чем сформировать в подложке структуру планарных транзисторов, в ней делаются специальными технологическими приемами так называемые «карманы» (рис. 4.4).

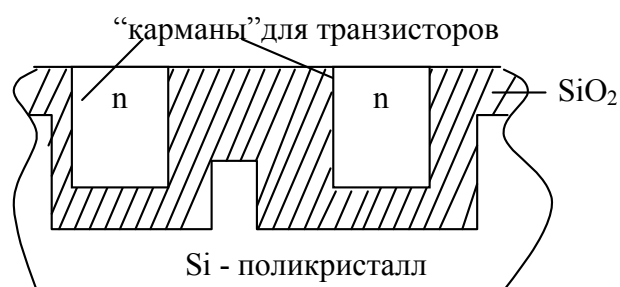


Рис. 4.4. Карманы в подложке для формирования планарных транзисторов

Метод диэлектрической изоляции позволяет получить хорошую изоляцию как по постоянному, так и по переменному току, поскольку емкость, связанная с оксидным слоем, может быть очень малой (300 пФ/мм^2 при слое диоксида кремния толщиной 1 мкм). Пробивное напряжение для диэлектрической изоляции получается значительно большим по сравнению с пробивным напряжением для изоляции pn – переходом (выше 800 В).

Основным недостатком этого метода изоляции является его большая стоимость по сравнению с методом изоляции pn – переходом. Обычно этот метод используется для производства интегральных схем повышенной надежности для применения в аппаратуре специального назначения.

4.3. Транзисторы с МДП - структурой для интегральных схем

Технология изготовления транзисторов на МДП-структуре значительно проще технологии изготовления биполярных транзисторов интегральных полупроводниковых схем. Это связано прежде всего с тем, что структуры МДП-транзисторов можно формировать без специальных островков в микрокристалле интегральной микросхемы. Число основных операций при изготовлении МДП-транзисторов примерно на 30% меньше. Причем резко сокращается число высокотемпературных процессов, которые во многом влияют на процент выхода годных микросхем, который выше, чем при биполярных транзисторах. Важным преимуществом МДП-транзисторов является возможность их использования не только как активного, но и как пассивного элемента, например, резистора.

В интегральных микросхемах применяют в основном транзисторы с индуцированными каналами n – и p – типов (рис. 4.5), что позволяет просто осуществлять согласование и реализовывать универсальные логические функции.

Транзисторы с каналами p – типа используют более широко из-за простоты их изготовления, т.к. наиболее просто осуществлять диффузию фосфора в кремний.

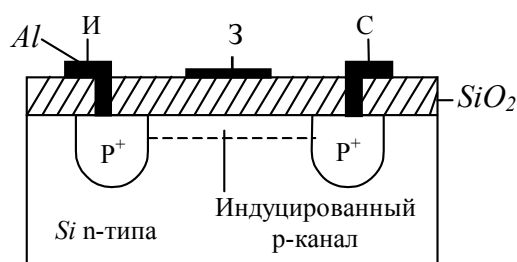


Рис. 4.5. Структура МДП-транзистора с индуцированным каналом

При изготовлении микросхемы на МДП-транзисторах в качестве исходного материала применяют кремниевую пластину n – типа с удельным сопротивлением 2,5-10 Ом·см (рис. 4.5). После термического окисления поверхности пластинки и фотолитографии окон в окисле под области истока и стока методом диффузии бора создают высоколегированные области p^+ стока и истока глубиной порядка 2 мкм. Затем производят фотолитографию окон для нанесения окисла под затвор. Термическим окислением в сухом кислороде создают окисел под будущим затвором толщиной порядка 0,1 мкм. Затем производят фотолитографию – вскрытие окон под контакты и металлизацию алюминием, аналогично металлизации при создании микросхем на биполярных транзисторах.

Другая особенность и преимущество МДП-транзисторов в качестве активных элементов интегральных микросхем состоит в том, что при нулевом напряжении на затворе МДП-транзистора с индуцированным каналом ток стока практически отсутствует. Это уменьшает потребляемую мощность интегральной микросхемой.

Важным также является то обстоятельство, что цифровые интегральные микросхемы могут быть построены целиком на гальванически соединенных между собой МДП-транзисторах без использования других элементов.

4.4. Диоды для интегральных микросхем

Диоды достаточно широко используются особенно в логических интегральных микросхемах.

Диодам в интегральных микросхемах придают транзисторную структуру, т.е. используют транзисторы, ранее созданные на пластине, и в зависимости от конкретного назначения используют тот или иной pn – переход путем применения одного из пяти возможных вариантов включения (рис. 4.6).

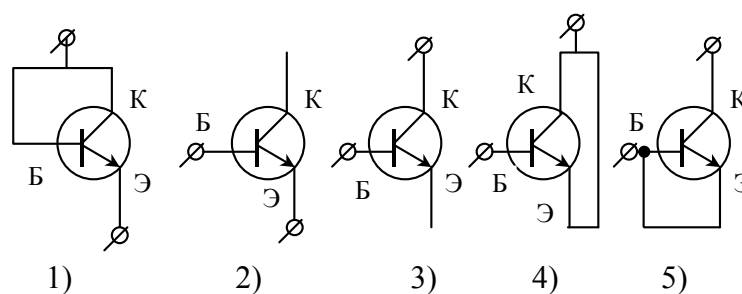


Рис. 4.6. Варианты использования pn – переходов транзисторной структуры в качестве диода

В первом варианте (1) используется эмиттерный переход, а коллекторный короткозамкнут. Такое включение применяют в цифровых микросхемах, так как в этом случае достигается наибольшее быстродействие: накопление носителей заряда может происходить только в базовой области, а она очень тонкая. Возможность накопления заряда в коллекторной области исключена шунтированием коллекторного перехода. Время переключения составляет в этом случае около 1 нс.

Во втором варианте (2) используется эмиттерный переход, а коллекторный бездействует.

В третьем варианте (3) используется коллекторный переход. Коллекторная область обычно является относительно высокоомной, поэтому такой диод имеет достаточно высокое пробивное напряжение (~ 50 В) и позволяет пропускать большие прямые токи из-за того, что площадь коллекторного перехода больше эмиттерного.

Четвертый вариант (4) предполагают соединение вместе коллекторной и эмиттерной областей, что допускает увеличение прямого тока по сравнению с вариантом (3).

В пятом варианте (5) используется коллекторный переход при короткозамкнутом эмиттерном.

5. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Операционные усилители (ОУ) в настоящее время используются в самых различных электронных устройствах. Их широко применяют как в аналоговых, так и в импульсных устройствах электроники. В то же время существуют и часто используются типовые линейные схемы на основе операционных усилителей.

Наиболее широкое распространение получили операционные усилители, входные каскады которых выполнены по дифференциальной схеме. Такие ОУ обладают значительной помехозащищённостью и возможностью массового производства по интегральной технологии (схемы не содержат конденсаторов большой ёмкости).

Несмотря на ряд ограничений, присущих реальным ОУ, при анализе и синтезе большинства схем используют идеальные модели операционных усилителей, считая, что коэффициент усиления дифференциального напряжения бесконечно велик и не зависит от частоты сигнала; коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю; сопротивление по обоим входам бесконечно велико; отсутствует сдвиг нуля выходного напряжения и его дрейф; скорость изменения выходного напряжения бесконечно велика.

5.1. Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах

Схема дифференциального усилителя представлена на рис. 5.1. Как и при анализе операционного усилителя, при рассмотрении дифференциального усилителя широко используют дифференциальное входное напряжение $u_{вх.диф}$ и синфазное входное напряжение $u_{вх.синф}$. Дифференциальное входное напряжение определяется выражением $u_{вх.диф} = u_{вх2} - u_{вх1}$.

Пусть $u_{вх.диф} = 0$, тогда $u_{вх.синф} = u_{вх1} = u_{вх2}$. Напряжение $u_{вых.диф}$ называют выходным дифференциальным сигналом, причем $u_{вых.диф} = u_{к1} - u_{к2}$.

Основная идея, реализованная в дифференциальном каскаде, как это было показано выше, состоит в использовании в одном целом двух совершенно одинаковых половин. Эта идея достаточно часто применяется в электронике.

Использование двух одинаковых половин приводит к тому, что выходное напряжение $u_{вых.диф}$ очень слабо зависит от входного синфазного напряжения и практически определяется только напряжением $u_{вх.диф}$.

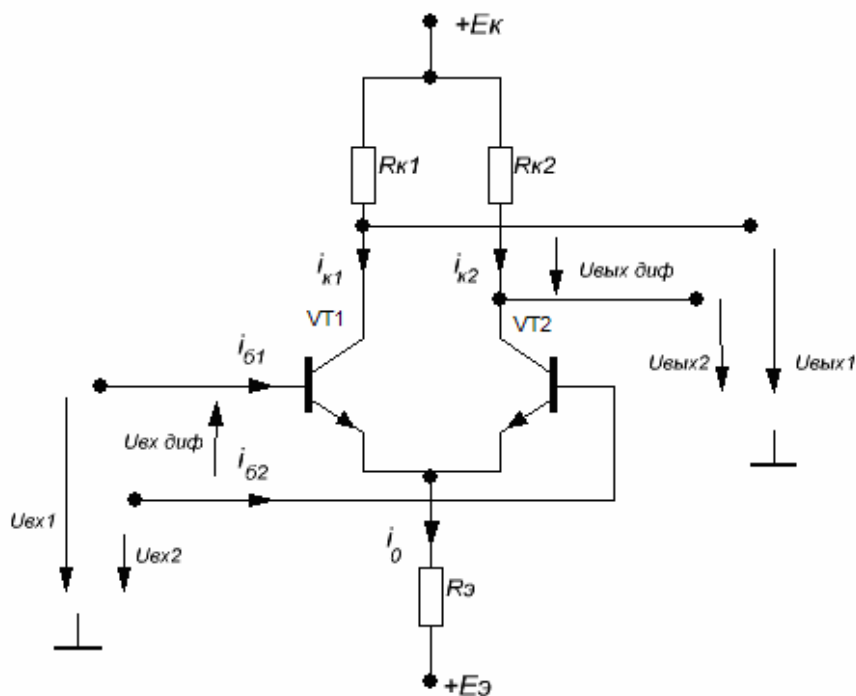


Рис. 5.1. Схема дифференциального каскада на биполярных транзисторах

Усилитель называют дифференциальным потому, что $u_{вых.диф}$ пропорционально напряжению $u_{вх.диф}$ (пропорциональ-

но разности напряжений u_{ex1} и u_{ex2}). Другие дестабилизирующие факторы, кроме синфазного напряжения, также оказывают слабое влияние на величину $u_{вых.диф}$.

Если увеличилась температура и возросли тепловые токи $I'_{ко1}$ и $I'_{ко2}$ соответственно транзисторов VT_1 и VT_2 , то из-за изменения напряжений u_{RK1} и u_{RK2} на резисторах R_{K1} и R_{K2} изменяются напряжения $u_{к1}$ и $u_{к2}$. Если сопротивления R_{K1} и R_{K2} равны, а изменения токов $I'_{ко1}$ и $I'_{ко2}$ одинаковы, то напряжение $u_{вых.диф}$ не изменится.

Допустим, что ток i_0 является неизменным, а схема полностью симметрична и $u_{диф} = 0$, тогда $i_{к1} = i_{к2} = i_0 / 2$, так как ток коллектора каждого транзистора примерно равен току эмиттера. В случае изменения входного синфазного сигнала токи $i_{к1}$ и $i_{к2}$ не изменяются и поэтому не изменяются напряжения $u_{к1}$ и $u_{к2}$, не говоря уже о напряжении $u_{вых.диф}$. В соответствии с этим в реальных усилителях вместо резистора $R_э$ и источника напряжения $E_э$ часто для ослабления влияния синфазного сигнала используют ту или иную схему на транзисторах, которая выполняет функцию источника тока. Эту схему при анализе обычно заменяют источником тока (на рис. 5.1 пунктир).

В интегральных схемах области полупроводника, соответствующие транзисторам, располагают очень близко друг от друга. Поэтому параметры транзисторов оказываются очень близкими, что обеспечивает симметрию дифференциального усилителя.

Рассмотрим кратко процессы, происходящие в усилителе при поступлении на его вход положительного сигнала $u_{ex.диф}$. При увеличении этого сигнала, во-первых, увеличиваются ток базы и ток коллектора транзистора VT_2 . Это приводит к увеличению напряжения u_{RK2} и уменьшению напряжения $u_{к2}$. Во-вторых, уменьшаются ток базы и ток коллектора транзистора VT_1 . Это приводит к уменьшению напряжения u_{RK1} и увеличению напряжения $u_{к1}$. В результате напряжение $u_{вых.диф}$ увеличивается. Если напряжение $u_{ex.диф}$ чрезмерно велико, то транзистор VT_2 может войти в режим насыщения, а транзистор VT_1

– в режим отсечки. При отрицательном напряжении $u_{\text{ex.диф}}$ транзисторы меняются ролями.

На практике широко используются также дифференциальные усилители на полевых транзисторах.

Проведем количественный анализ рассмотренного выше усилителя (рис. 5.1). Пусть $u_{\text{диф}} = 0$ и установлен фиксированный ток i_0 . Обозначим через β_{CT1} , β_{CT2} статические коэффициенты передачи тока базы, а через β_1 , β_2 динамические коэффициенты соответственно для транзисторов VT_1 и VT_2 . Если $\beta_{CT1} = \beta_{CT2} = \beta_{CT}$, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, тогда в начальном режиме

$$i_{\delta 1} = i_{\delta 2} = \frac{i_0}{2(1 - \beta_{CT})} \approx \frac{i_0}{2\beta_{CT}}, i_{K1} = i_{K2} \approx i_0 / 2.$$

Допустим, $R_{K1} = R_{K2} = R_K$, тогда

$$u_{K1} = u_{K2} = E - \frac{i_0}{2} R_K, u_{\text{вых.диф}} = 0.$$

В частности, если $i_0 = E_K / R_K$, то

$$u_{K1} = u_{K2} = \frac{E_K}{2}.$$

Такой начальный режим работы обеспечивает максимально возможный диапазон изменения напряжений u_{K1} , u_{K2} и $u_{\text{вых.диф}}$ ($-E_K \dots + E_K$).

Определим коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала $K_{\text{диф}}$. Пусть под воздействием входного дифференциального напряжения $u_{\text{ex.диф}}$ токи $i_{\delta 1}$ и $i_{\delta 2}$ получили приращения, модуль которых обозначим через $|\Delta i_{\delta}|$. Если $u_{\text{ex.диф}} > 0$ то приращение тока $i_{\delta 2}$ будет положительным, а тока $i_{\delta 1}$ – отрицательным. Если в эквивалентной схеме транзистора учитывать сопротивление r_{δ} и не учитывать сопротивление r_{δ} , то

$$u_{\text{ex.диф}} = 2(\beta + 1)r_{\delta}|\Delta i_{\delta}|.$$

Нетрудно заметить, что

$$u_{\text{вых.диф}} = 2|\Delta i_{\delta}|\beta R_K.$$

С учетом выражений для $u_{\text{ex.диф}}$ и $u_{\text{вых.диф}}$ получим

$$K_{диф} = \frac{u_{вых.диф}}{u_{вх.диф}} = \frac{\beta R_K}{(\beta + 1)r_э} \approx \frac{R_K}{r_э}. \quad (5.1)$$

Как известно, при увеличении начального тока в цепи эмиттера величина $r_э$ уменьшается, а при уменьшении увеличивается. Поэтому при увеличении тока i_0 коэффициент $K_{диф}$ увеличивается. Это позволяет изменять коэффициент усиления, изменяя начальный режим работы усилителя.

5.2. Линейные схемы на основе операционных усилителей

Анализ дальнейших схем основан на ряде допущений, принимаемых в предположении, что используемые операционные усилители достаточно близки к идеальным. Практика расчетов показывает, что результаты, получаемые на основе допущений, имеют вполне приемлемую погрешность.

Примем следующие допущения:

1. Входное сопротивление операционного усилителя равно бесконечности, токи входных электродов равны нулю ($R_{вх} \rightarrow \infty, i_+ = i_- = 0$).

2. Выходное сопротивление операционного усилителя равно нулю, т. е. операционный усилитель со стороны выхода является идеальным источником напряжения ($K_{вых} = 0$).

3. Коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления дифференциального сигнала) равен бесконечности, а дифференциальный сигнал в режиме усиления равен нулю (при этом не допускается закорачивания выводов операционного усилителя).

4. В режиме насыщения напряжение на выходе равно по модулю напряжению питания, а знак определяется полярностью входного напряжения. Полезно обратить внимание на тот факт, что в режиме насыщения дифференциальный сигнал нельзя всегда считать равным нулю.

5. Синфазный сигнал не действует на операционный усилитель.

6. Напряжение смещения нуля равно нулю.

Инвертирующий усилитель на основе ОУ

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя (рис. 5.2), из которой видно, что в ней действует параллельная обратная связь по напряжению. Так как $i_- = 0$, то в соответствии с первым законом Кирхгофа $i_1 = i_2$.

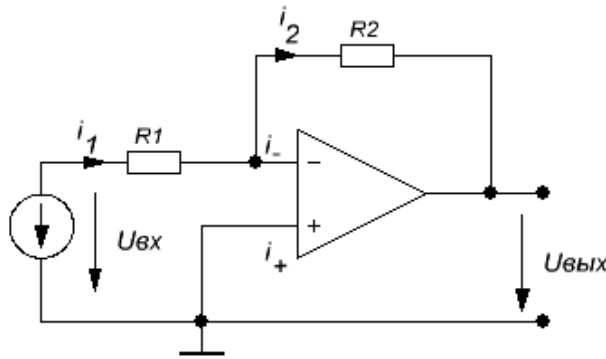


Рис. 5.2. Инвертирующий каскад усиления на ОУ

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $u_{диф} = 0$. В соответствии с этим на основании второго закона Кирхгофа имеем

$$i_1 = \frac{u_{вх}}{R_1}; i_2 = \frac{u_{вых}}{R_2}.$$

Учитывая, что $i_1 = i_2$, получаем

$$u_{вых} = -u_{вх} \frac{R_2}{R_1}.$$

Таким образом, инвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению, равным

$$K_u = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (5.2)$$

Например, если $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 10$ кОм, тогда $u_{\text{вых}} = -10 \cdot u_{\text{вх}}$.

Для уменьшения влияния входных токов операционного усилителя на выходное напряжение в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением R_3 (рис. 5.3), которое определяется из выражения

$$R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

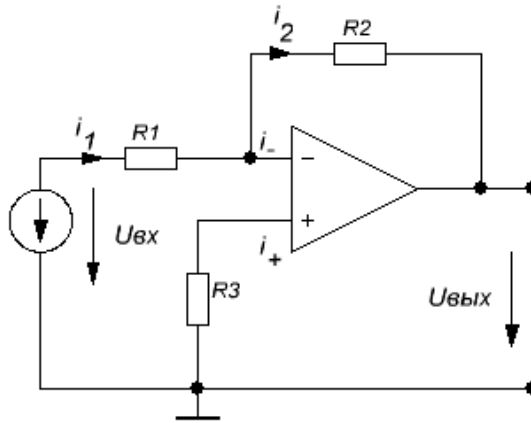


Рис. 5.3. Схема инвертирующего каскада с малым влиянием входного тока

Входное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах значительно ниже собственного входного сопротивления операционного усилителя. Это полностью соответствует сделанному ранее выводу о том, что параллельная отрицательная обратная связь, имеющая место в схеме, уменьшает входное сопротивление. Учитывая, что $u_{\text{диф}} = 0$, легко заметить, что входное сопротивление усилителя на низких частотах приблизительно равно R_1 .

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на низких частотах $R_{вых.ос}$ существенно меньше выходного сопротивления на низких частотах $R_{вых}$ собственно операционного усилителя. Это является следствием действия отрицательной обратной связи по напряжению.

Можно показать, что

$$R_{вых.ос} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{OY} \frac{R_1}{R_1 + R_2}},$$

где K_{OY} - коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя.

Неинвертирующий усилитель на основе ОУ

Рассмотрим схему неинвертирующего усилителя (рис. 5.4), где имеет место последовательная отрицательная связь по напряжению. Вначале выполним анализ схемы, используя принятые допущения, а затем выполним анализ на основе выражений, полученных для усилителя с указанной обратной связью.

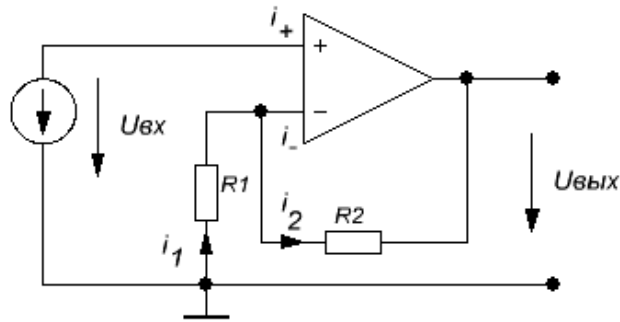


Рис. 5.4. Неинвертирующий каскад усиления на ОУ

В соответствии с ранее принятыми допущениями входные токи ОУ равны нулю, т. е. $i_- = i_+ = 0$ и, следовательно, $i_1 = i_2$.

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $u_{диф} = 0$. На основании второго закона Кирхгофа получаем $u_{R1} = -u_{ex}$, $u_{R2} = u_{ex} - u_{вых}$.

Далее имеем следующие выражения:

$$\begin{aligned} i_1 R_1 &= -u_{ex}, & i_2 R_2 &= u_{ex} - u_{вых}, \\ i_1 &= -\frac{u_{ex}}{R_1}, & i_2 &= \frac{u_{ex} - u_{вых}}{R_2}, \\ -\frac{u_{ex}}{R_1} &= \frac{u_{ex} - u_{вых}}{R_2}, & u_{ex} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right] &= \frac{u_{ex}}{R_1}, \\ u_{вых} &= u_{ex} \frac{R_1 + R_2}{R_2}, & u_{вых} &= u_{ex} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \end{aligned}$$

Таким образом, неинвертирующий усилитель характеризуется коэффициентом усиления по напряжению

$$K_U = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (5.3)$$

Воспользуемся общим выражением для коэффициента усиления усилителя, охваченного последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Предположим, что используется входной сигнал низкой частоты, и поэтому будем использовать вещественные коэффициенты K , β и $K_{u.ос}$. В соответствии с общим выражением

$$K_{u.ос} = \frac{K}{1 + K\beta}.$$

При $K \rightarrow \infty$

$$K_{u.ос} = \frac{1}{\beta}.$$

Коэффициент β , как можно заметить из рис. 5.4, определяется выражением

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Таким образом, при $K \rightarrow \infty$

$$K_{u.oc} = 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

что совпадает с результатом, полученным на основании используемых допущений.

Пусть, например, $R_1 = 2$ кОм, $R_2 = 4$ кОм и $u_{ex} = 2$ В. Тогда

$$u_{вых} = 2 \left(1 + \frac{4 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \right) = 6 \text{ В.}$$

Обратимся к общим выражениям для входного и выходного сопротивлений. Предполагая, что усилитель работает на низкой частоте, используем вещественные сопротивления R_{ex} , $R_{ex.oc}$, $R_{вых}$, $R_{вых.oc}$. Получаем, что входное сопротивление рассматриваемого усилителя

$$R_{ex.oc} = R_{ex} \left[1 + K \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right],$$

причем при $K \rightarrow \infty$ $R_{ex.oc} \rightarrow \infty$. Аналогично

$$R_{вых.oc} = \frac{R_{вых}}{1 + K \frac{R_1}{R_1 + R_2}}.$$

Очевидно, при $K \rightarrow \infty$ $R_{вых.oc} \rightarrow 0$. Заметим, что полученное выражение совпадает с приведенным выше выражением для усилителя с параллельной отрицательной обратной связью.

На входах операционного усилителя, использующегося в неинвертирующем усилителе, имеется синфазный сигнал, равный напряжению u_{ex} . Это недостаток такой схемы усилителя. В инвертирующем усилителе синфазный сигнал отсутствует.

Повторитель напряжения на основе ОУ

Схема повторителя (рис. 5.5) легко может быть получена из схемы неинвертирующего усилителя при $R_1 \rightarrow \infty$, $R_2 \rightarrow 0$. Здесь предполагается, что операционный усилитель работает в режиме усиления ($u_{диф} = 0$). Исходя из полученного выше общего выражения для напряжения $u_{вых}$ или используя второй закон Кирхгофа, получаем $u_{вых} = u_{вх}$.

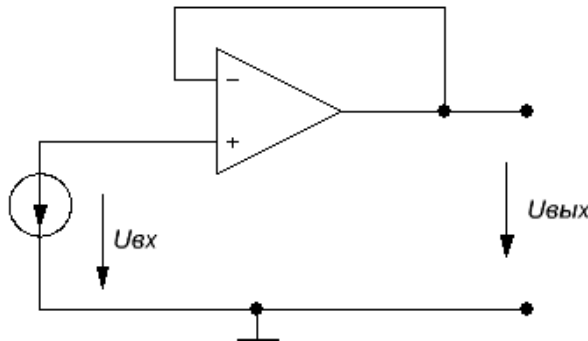


Рис. 5.5. Схема повторителя напряжения на ОУ

Сумматор напряжений (инвертирующий сумматор)

Рассмотрим схему сумматора, приведенную на рис. 5.6.

Предположим, что операционный усилитель работает в режиме усиления, тогда $u_{диф} \approx 0$.

Учитывая, что $i_- = i_+ = 0$, получим

$$\sum_{j=1}^n i_j = i_{oc}.$$

При $u_{диф} = 0$ имеем

$$u_{Rj} = u_{вхj}, j = 1 \dots n;$$
$$u_{Roc} = u_{вых}.$$

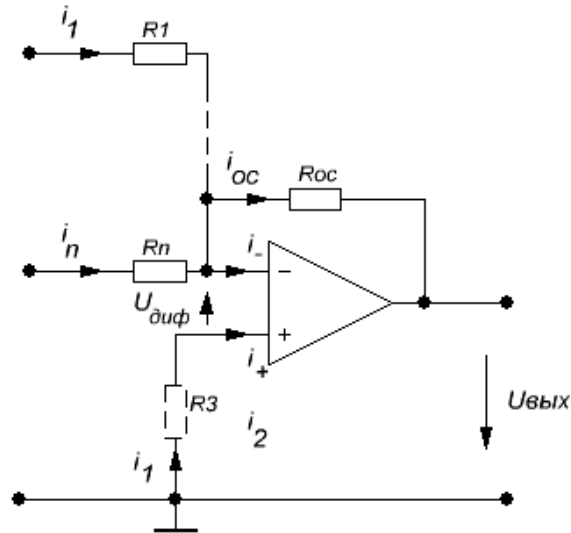


Рис. 5.6. Суммирующий каскад на ОУ

На основании этих выражений после несложных преобразований, аналогичных выполненным для инвертирующего усилителя, получаем

$$u_{\text{вых}} = -R_{oc} \sum_{j=1}^n \frac{u_{\text{вх}j}}{R_j}. \quad (5.4)$$

Для уменьшения влияния входных токов операционного усилителя в цепь неинвертирующего входа включают резистор с сопротивлением $R_3 = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n \parallel R_{oc}$.

Вычитающий усилитель (усилитель с дифференциальным входом)

В вычитающем усилителе (рис. 5.7) один входной сигнал подается на инвертирующий вход, а второй – на неинвертирующий. Предположим, что операционный усилитель работает в линейном режиме. Тогда все устройство можно считать линейным и для анализа использовать принцип суперпозиции (наложения).

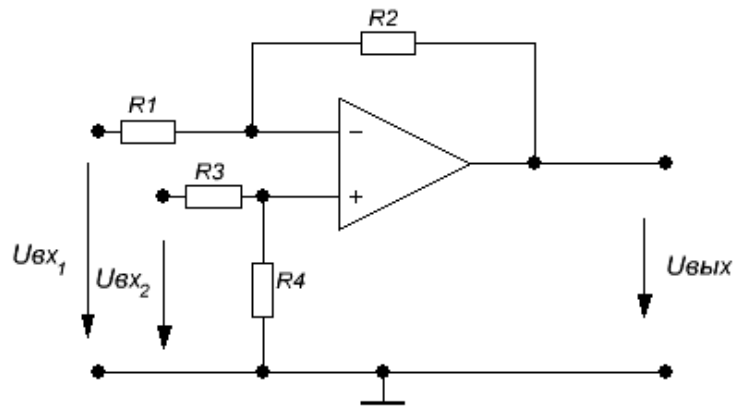


Рис. 5.7. Вычитающий каскад на ОУ

Предположим, что $u_{вх2} = 0$, тогда соответствующее выходное напряжение $u'_{вых}$ будет определяться выражением, соответствующим инвертирующему усилителю $u'_{вых} = -u_{вх1}(R_2/R_1)$.

Определим напряжение на выходе $u''_{вых}$, если $u_{вх1} = 0$. Для оценки воздействия напряжения $u_{вх2}$ целесообразно выполнить, на основе теоремы об эквивалентном генераторе, преобразование цепи, подключенной к неинвертирующему входу (рис. 5.8).

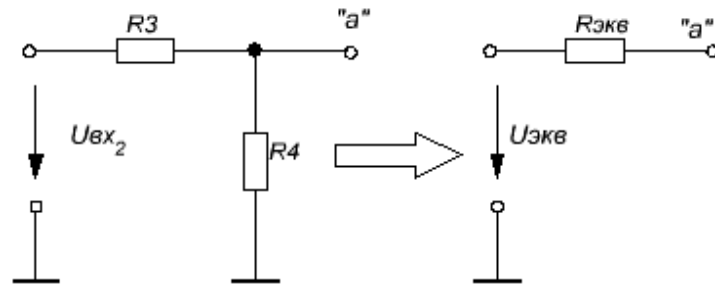


Рис. 5.8. Эквивалентная схема входной цепи

Как следует из указанной теоремы,

$$u_{\text{экв}} = u_{\text{ex2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad R_{\text{экв}} = R_3 \parallel R_4 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}.$$

В рассматриваемом случае напряжение на выходе $u''_{\text{вых}}$ будет определяться выражением, соответствующим неинвертирующему усилителю:

$$u''_{\text{вых}} = u_{\text{экв}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = u_{\text{ex2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

В соответствии с принципом суперпозиции, общее напряжение на выходе $u_{\text{вых}}$ определяется из выражения

$$u_{\text{вых}} = u''_{\text{вых}} + u'_{\text{вых}} = u_{\text{ex2}} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - u_{\text{ex1}} \frac{R_2}{R_1}, \quad (5.5)$$

при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$: $u_{\text{вых}} = u_{\text{ex2}} - u_{\text{ex1}}$.

Схемы с диодами и стабилитронами на основе ОУ

Рассматриваемые схемы являются нелинейными, так как содержат нелинейные элементы – диоды и стабилитроны. Однако часто такие схемы анализируют, без использования ЭВМ, как линейные. При этом часто диоды и стабилитроны считают идеальными и заменяют открытые диоды и стабилитроны короткими замыканиями, закрытые диоды и стабилитроны – разрывами, а стабилитроны, работающие в режиме пробоя, – источниками напряжения.

При использовании подобных способов линеаризации нелинейных схем основная проблема состоит в том, чтобы перед анализом определить, в каком режиме работает каждый нелинейный элемент. Здесь большую помощь может оказать опыт анализа подобных схем. Пусть сделано некоторое предположение о состоянии нелинейных элементов (например, предполагается, что первый диод открыт, второй закрыт и т. д.). Тогда после анализа схемы, выполненного на основе этого предположения, необходимо проверить его правильность. Например, необходимо убедиться, что через предположительно от-

крытый диод, замененный закороткой, ток протекает в прямом направлении. При машинном анализе схемы, подобные рассматриваемым, анализируются как нелинейные.

Для примера выполним анализ схемы на рис. 5.9, предполагая, что диоды – идеальные. Пусть вначале $u_{ex} = 1$ В. Если диод D_1 открыт (заменяем его закороткой), а диод D_2 – закрыт (заменяем его разрывом), то получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 5.10. Из данной схемы следует, что

$$u_{вых} = u_{ex} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 3 \text{ В.}$$

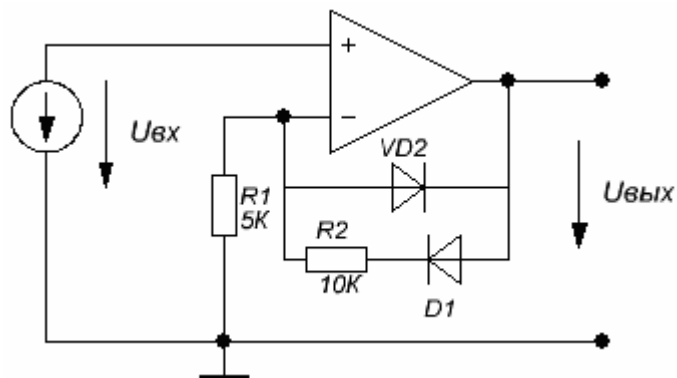


Рис. 5.9. Диодный ограничитель

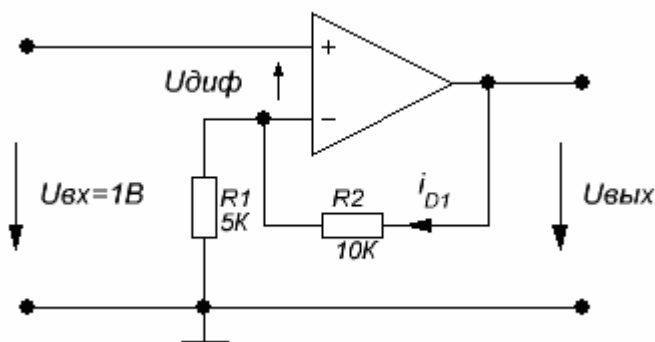


Рис. 5.10 Эквивалентная схема при открытом D_1

Проверим правильность сделанного предположения, для чего определим ток i_{D1} диода D_1 и напряжение u_{D2} диода D_2 . Используя допущение о том, что $u_{\text{диф}} = 0$, получаем $u_{D2} = -2$ В и $i_{D1} = 0,2$ мА. Так как напряжение на диоде D_2 отрицательное, а ток через диод D_1 положителен, можно утверждать, что предположение было правильным.

Пусть теперь $u_{\text{ex}} = -1$ В. Предположим, что диод D_1 закрыт, а диод D_2 открыт. Тогда получим эквивалентную схему, приведенную на рис. 5.11, из которой получаем, что

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{ex}} \left(1 + \frac{0}{R_1} \right) = -1 \text{ В.}$$

Для проверки правильности сделанного предположения определим i_{D2} :

$$i_{D2} = i_{R1} = \frac{-u_{\text{ex}}}{R_1} = \frac{1}{5 \cdot 10^3} = 0,2 \text{ мА.}$$

Очевидно, что $u_{D1} = 0$. Полученные результаты позволяют утверждать, что предположение было правильным.

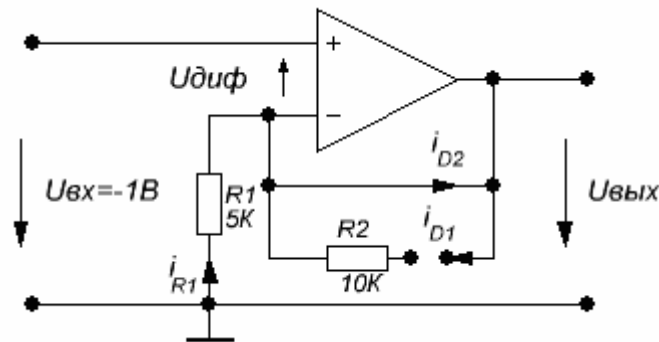


Рис. 5.11. Эквивалентная схема при открытом D_2

6. ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Электронный генератор — электронное устройство, вырабатывающее электрические колебания определенной частоты и формы, используя энергию источника постоянного напряжения (тока).

Различают генераторы с самовозбуждением (автогенераторы) и генераторы с внешним возбуждением. Любой автогенератор содержит колебательную систему и усилительный элемент (на биполярном или полевом транзисторе), связанные положительной обратной связью.

Основными характеристиками генератора являются форма, частота и мощность колебаний. По форме различают электронные генераторы гармонических (почти синусоидальных) колебаний и так называемые релаксационные генераторы различной формы. По частоте автогенераторы подразделяются на генераторы инфранизкой (от долей герц до 10 Гц), низкой (от 10 Гц до 100 кГц), высокой (от 100 кГц до 10 МГц) и сверхвысокой (свыше 10 МГц) частот.

Структурная схема генератора гармонических колебаний представлена на рис. 6.1.

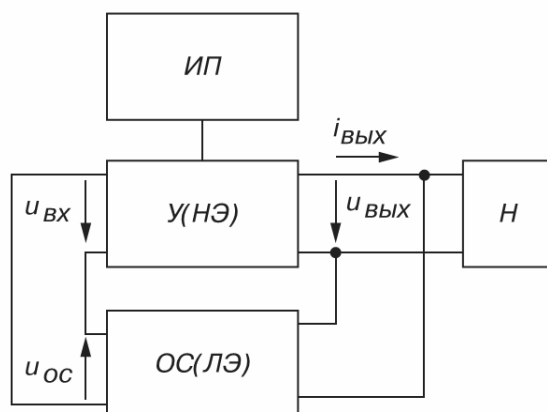


Рис. 6.1. Структурная схема генератора

Генератор состоит из усилителя У (нелинейного элемента НЭ) с комплексным коэффициентом усиления по напряжению

$$K_u = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх}}$$

и четырехполюсника положительной обратной связи ОС (линейного элемента ЛЭ в виде LC или RC-звеньев) с комплексным коэффициентом передачи $\beta = u_{\text{ос}} / u_{\text{вых}}$.

Так как $u_{\text{вх}} = u_{\text{ос}}$, то напряжение $u_{\text{вых}} = K_u u_{\text{вх}} = K_u \beta u_{\text{вых}}$.

Следовательно, установившиеся колебания будут существовать в схеме при условии, что произведение $K_u \beta = 1$, т. е. при коэффициенте усиления усилителя У, равном единице. При $K_u \beta > 1$ амплитуда выходного напряжения $U_{\text{т.вых}}$ будет непрерывно возрастать (до насыщения активных элементов). Определяя фазу комплексных коэффициентов K_u и β как Ψ_K и Ψ_β соответственно, получим условия самовозбуждения автоколебаний:

$$\Psi_K + \Psi_\beta = 2\pi n, n = 0, 1, 2, \dots ; \quad (6.1)$$

$$K_u \beta = 1. \quad (6.2)$$

Первое условие отражает процесс баланса фаз, при котором сдвиг фаз в замкнутой цепи автоколебательной системы должен равняться $2\pi n$ радиан, а второе условие самовозбуждения – баланс амплитуд – сводится к тому, что на резонансной частоте ω_0 активные потери энергии в автогенераторе должны восполняться от источника питания ИП посредством положительной обратной связи. Отметим, что баланс амплитуд обуславливает неизменную амплитуду стационарных колебаний. При стабильной частоте колебаний условия баланса фаз и баланса амплитуд должны выполняться на одной частоте. Для этого автогенератор должен иметь частотно зависимую (фазосдвигающую) LC- или RC-цепь, настроенную на эту частоту.

6.1. Автогенератор типа LC

Простейший автогенератор с индуктивной связью (рис. 6.2, а) представляет собой однокаскадный усилитель на транзисторе VT, включенном по схеме с общим эмиттером, с на-

грузкой в виде параллельного колебательного контура $L_k C_k$ и цепи обратной связи, созданной обмоткой L_B , индуктивно связанной с индуктивным элементом L_k контура. Усилитель выполнен по схеме с фиксированным напряжением смещения делителем R_{B1} и R_{B2} и термостабилизирующей $R_{Э}C_{Э}$ -цепью.

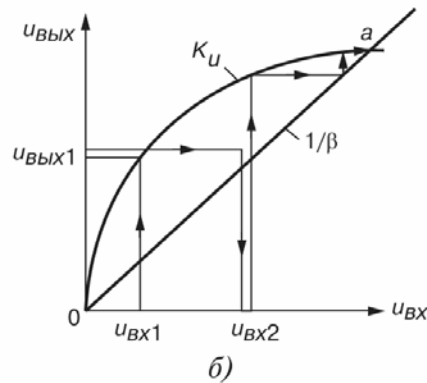
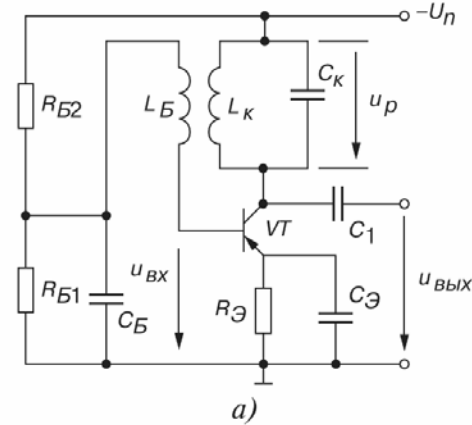


Рис. 6.2. Автогенератор с индуктивной связью

На вход усилителя через конденсатор C_B , ёмкостное сопротивление которого на частоте генерации незначительно, поступает сигнал обратной связи, представленный ЭДС базовой

обмотки L_B . Коллекторный ток, появившийся в момент включения источника питания U_n , заряжает конденсатор C_k , который затем разряжаясь на индуктивный элемент L_k , создает в контуре колебания с резонансной частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k}$.

Эти колебания напряжения посредством индуктивной связи передаются на базу транзистора VT, вызывая колебания напряжения $u_{вх}$ на входе усилителя и пульсации тока коллектора, которые, подпитывая $L_k C_k$ -контур, восполняют активные потери энергии в нем. Чтобы колебания были незатухающими, нужно выполнить указанные выше два условия самовозбуждения.

Анализ электрического состояния усилителя показывает, что баланс фаз удовлетворяется, если амплитуда напряжения на контуре $U_{т.р}$ равна и противоположна по фазе амплитуде выходного напряжения $U_{т.вых}$. Это возможно, если обмотка L_k включена таким образом, что фаза индуктируемой в ней ЭДС находится в противофазе с напряжением контура u_p , а напряжение $u_{вых}$ в однокаскадном усилителе, как известно, противофазно напряжению $u_{вх}$. Очевидно, что фазы $u_{вх}$ и $u_{вых}$ сдвинуты на $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ$.

Второе условие самовозбуждения – баланс амплитуд – сводится к тому, чтобы коэффициент усиления был больше или равен $1/\beta$, т. е. $K_u > 1/\beta$.

Процесс возникновения, нарастания и установления колебательного режима удобно пояснить с помощью графика (рис. 6.2, б), где нанесены:

$K_u = u_{вых} / u_{вх}$ – амплитудная характеристика собственно усилителя и

$1/\beta = u_{вых} / u_{вх.ос}$ – прямая, характеризующая обратную связь.

Условию $K_u > 1/\beta$ на графике соответствует расположение кривой K_u над прямой $1/\beta$ на участке $0a$.

Пусть наличие колебания $u_{вх1}$ вызвало на выходе (в соответствии с кривой K_u) колебание $u_{вых1}$, которое через ПОС создает на входе возросшее колебание $u_{вх2}$, что вызовет даль-

нейшее увеличение выходного напряжения до тех пор, пока не будет достигнута точка a (рис. 6.2, б), в которой $K_u = 1/\beta$ или $K_u\beta = 1$. В точке a переходный процесс заканчивается и устанавливается стационарный режим гармонических колебаний.

6.2. Автогенераторы типа RC

На частотах, меньших 15–20 кГц, при которых обмотки резонансных контуров получаются громоздкими, целесообразно применение RC-генераторов, выполняемых по структурной схеме (рис. 6.3, а).

Усилитель $У$ строится по обычной резистивной схеме, а положительная обратная связь осуществляется с помощью фазовозвращателя Фвр (RC – звеньев, рис. 6.3, б). Условия самовозбуждения таких генераторов прежние. Так как одно RC – звено сдвигает фазу своего выходного напряжения по отношению к её входному на угол, меньший 90° , то применяют трехзвенную структуру. Каждое Г – образное звено должно сдвигать фазу напряжения на 60° .

Частота генерируемых такими схемами синусоидальных колебаний при условии равенства сопротивлений резисторов R и ёмкостей C конденсаторов во всех трех звеньях определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}. \quad (6.3)$$

Как показывают расчеты, из-за падений напряжения на элементах, отношение $u_{вх} / u_{вых}$ на фазовозвращателе (см. рис. 6.3, б) равно $\beta = 29$, поэтому для обеспечения условия баланса амплитуд коэффициент усиления собственно усилителя должен удовлетворять условию $K_u \geq 29$.

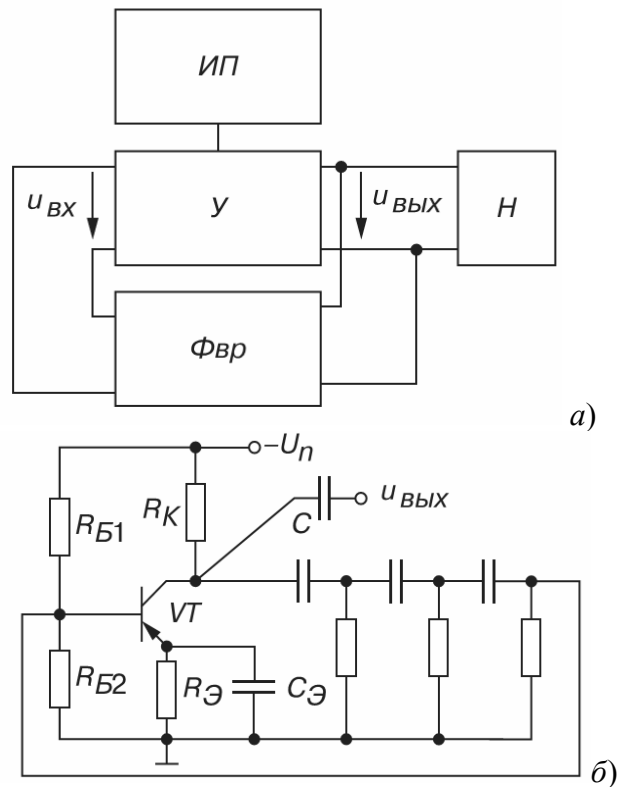


Рис. 6.3. Схема RC - автогенератора

6.3. Мультивибраторы

Мультивибратор – релаксационный генератор, представляющий собой двухэлементный усилитель с ёмкостной связью, выход которого соединен с входом. При этом образуется замкнутая цепь с положительной обратной связью.

Различают два вида мультивибраторов: автоколебательные (не обладающие состоянием устойчивого равновесия) и ждущие (обладающие состоянием устойчивого равновесия, при выходе из которого сначала переходят в другое устойчивое

состояние, а затем самопроизвольно возвращаются в первоначальное состояние).

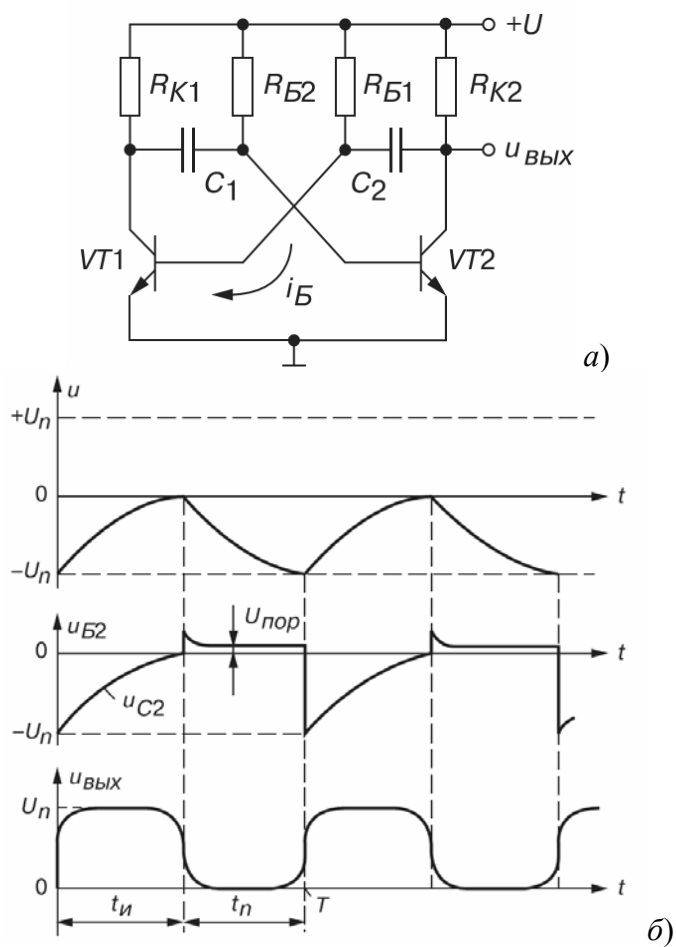


Рис. 6.4. Симметричный мультивибратор

Колебательный процесс в автоколебательном мультивибраторе происходит вследствие поочередного накопления энергии в соответствующих конденсаторах от источника питания и в последующей их разрядке через цепи транзисторов.

Пусть симметричный автоколебательный транзисторный мультивибратор собран из сходных элементов: транзисторов VT1 и VT2, резисторов с сопротивлениями $R_{K1} = R_{K2} = R_K$; $R_{B1} = R_{B2} = R_B$; и конденсаторов с ёмкостями $C_1 = C_2 = C$; $R_K \ll R_B$ (рис. 6.4, а).

Транзисторы в мультивибраторе работают в ключевом режиме. Мультивибратор имеет два состояния квазиравновесия: в одном из них транзистор VT1 открыт током базы $i_{B1} = i_{R_{B1}} + i_{C_1}$ и находится в состоянии насыщения, а транзистор VT2 закрыт (находится в состоянии отсечки). Каждое из этих состояний квазиравновесия неустойчиво, так как отрицательный потенциал на базе закрытого транзистора VT2 по мере зарядки конденсатора C_2 стремится к положительному потенциалу источника питания U_n (зарядка конденсатора C_2 идет быстрее, чем разрядка конденсатора C_1). В тот момент, когда этот потенциал станет положительным, состояние квазиравновесия нарушится, закрытый транзистор откроется, открытый закрывается, и мультивибратор переходит в новое состояние квазиравновесия. На выходе формируются почти прямоугольные импульсы $u_{вых}$ при скважности $q \approx 2$. (рис. 6.4, б).

Период колебаний симметричного мультивибратора $T = 2R_B C \ln 2$.

В несимметричном мультивибраторе длительность импульса t_u напряжения $u_{вых}$ не равна длительности паузы t_n .

Мультивибратор, как и другие генераторы с формой напряжения, отличной от синусоидальной, можно собрать на операционном усилителе. В ОУ благодаря большому коэффициенту усиления ($K_u = 10^5 \dots 10^6$) выходное напряжение пропорционально входному только при очень малых входных сигналах (единицы милли- и микровольт). При больших сигналах на входе напряжение $u_{вых}$ может иметь два значения: $U_{вых}^+$ и $U_{вых}^-$ (рис. 6.5, а).

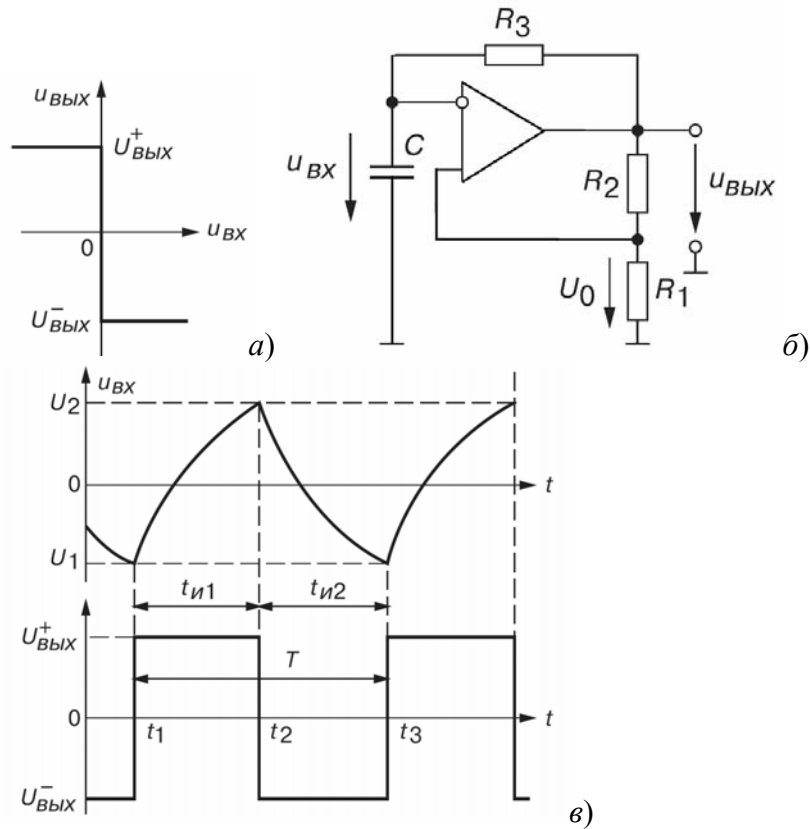


Рис. 6.5 Несимметричный мультивибратор

В схеме автоколебательного мультивибратора (рис. 6.5, б) возникает режим самовозбуждения за счет второй обратной связи через R_3C -звено.

Предположим, что в момент t_1 (рис. 6.5, в) напряжение $u_{вых}$ изменилось скачком с $U_{вых}^-$ на $U_{вых}^+$. Конденсатор C начинает перезаряжаться током, протекающим через резистор R_3 под действием $U_{вых}^+$, причем напряжение на конденсаторе u_C изменяется по экспоненте, стремясь к $U_{вых}^+$. Напряжение u_C есть

входное напряжение $u_{вх}$ инвертирующего усилителя, и когда в момент t_2 оно достигнет значения U_2 , выходное напряжение ОУ скачком изменится с $U_{вых}^+$ на $U_{вых}^-$. Конденсатор начинает перезаряжаться, стремясь к $U_{вых}^-$, но, достигнув значения U_1 к моменту t_3 , оно заставляет ОУ инвертировать выходное напряжение на $U_{вых}^+$. Далее процесс будет повторяться.

Генераторы, основанные на рассмотренном принципе, называют релаксационными. Период колебаний такого мультивибратора $T = 2R_3C \ln(1 + 2R_1 / R_2)$, причем $t_{u1} = t_{u2}$. Такой вид колебаний называют меандром.

Одной из разновидностей мультивибратора, как указывалось выше, является ждущий мультивибратор. Этот генератор имеет состояние устойчивого равновесия и квазиравновесие. Под действием внешнего запускающего импульса генератор выходит из состояния устойчивого равновесия, но благодаря внутренним процессам перераспределения энергии самопроизвольно возвращается в устойчивое состояние.

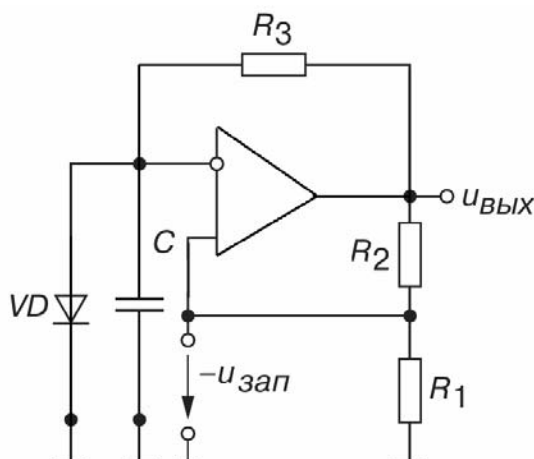


Рис. 6.6. Ждущий мультивибратор

Такие генераторы (одновибраторы) называют ждущими. Их получают из мультивибраторов, затормозив их работу. Так, если в схеме (рис. 6.5, б) шунтировать конденсатор C диодом VD (рис. 6.6), то конденсатор, разрядившись от U_1 до $u_C = 0$ (рис. 6.5, в), перестанет перезаряжаться под действием $U_{вых}^+$, потому что ток от резистора R_3 пройдет через открытый диод, а значит напряжение на конденсаторе не достигнет значения U_2 и автоколебания сорвутся.

Генератор может быть запущен, если на неинвертирующий вход ОУ подать отрицательный импульс запуска $u_{зан}$, эквивалентный напряжению u_{ex} на инвертирующем входе.

7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

7.1. Тиристоры

Тиристор – это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот. Его название происходит от греческого слова *thyra* (тира), означающего «дверь», «вход». Появление таких приборов позволило заменить электромагнитные устройства, используемые ранее для этих целей - пускатели (реле).

Основой всех структур тиристоров является диодный тиристор (динистор) с тремя *pn* – переходами (рис. 7.1).

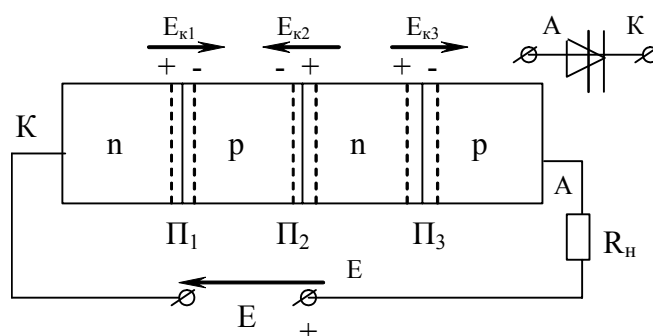


Рис. 7.1. Структура диодного тиристора (динистор)

Динистор является полупроводниковым прибором по переключению. Он представляет собой структуру, состоящую из трех *pn* – переходов, из которых один (средний) включен навстречу двум другим (крайним), что видно (рис. 7.1) из сравнения направлений потенциалов *pn* – переходов E_{K1} , E_{K2} , E_{K3} с направлением поля источника E .

При рабочей полярности внешнего напряжения (рис. 7.1) крайние переходы смещены в прямом направлении и могут

быть уподоблены эмиттерным переходам двух транзисторов структур $pnр$ и $рpn$.

Средний pn – переход $П_2$ смещен в обратном направлении и является как бы общим коллекторным pn – переходом этих транзисторов.

Физические процессы в тиристоре можно представить следующим образом. Если бы был только один переход $П_2$ (рис. 7.1), работающий при обратном напряжении E , то существовал бы лишь небольшой обратный ток, вызванный перемещением через переход неосновных носителей зарядов областей p и n непосредственно примыкающих к нему, т.е. дырок из области n и электронов из области p . Однако при наличии переходов $П_1$ и $П_3$, работающих в прямом направлении, число неосновных носителей зарядов около перехода $П_2$ начинает увеличиваться за счет их инжектирования через открытые переходы $П_1$ и $П_3$ из крайних областей n и p тиристора. В результате ток через переход $П_2$ увеличивается и при некотором значении напряжения источника E он вскрывается и его сопротивление уменьшается. В итоге ток через всю структуру тиристора резко увеличивается и будет ограничиваться только сопротивлением R_n . Вольт-амперная характеристика тиристора представлена на рис. 7.2.

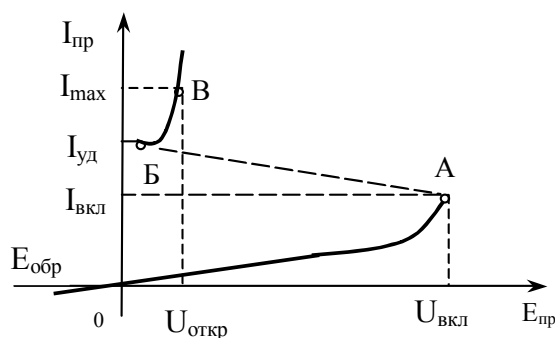


Рис. 7.2. Вольтамперная характеристика диодного тиристора

При повышении прямого напряжения E_{np} сначала ток велик и растет медленно, что соответствует участку АО характеристики. В этом режиме тиристор можно считать закрытым. На сопротивление перехода P_2 (рис. 7.1) влияют два взаимно противоположных процесса. С одной стороны, повышение обратного напряжения на этом переходе увеличивает его сопротивление, но с другой стороны, повышение прямых напряжений на эмиттерных переходах P_1 и P_3 усиливает инжекцию носителей, которые подходят к переходу P_2 , обогащают его и уменьшают его сопротивление. До точки А перевес имеет первый процесс и сопротивление растет, но все медленнее и медленнее, так как постепенно усиливается второй процесс. Около точки А при некотором напряжении, называемом напряжением включения $U_{вкл}$, влияние обоих процессов уравнивается, а затем даже ничтожно малое повышение подводимого напряжения E_{np} создает перевес второго процесса и сопротивление перехода P_2 начинает уменьшаться. Тогда возникает лавинообразный процесс быстрого отпирания тиристора. Ток резко, скачком, возрастает (участок АВ на характеристике) за счет увеличения инжектируемых носителей через переходы P_1 и P_3 . Это приводит к увеличению напряжения на этих переходах и дальнейшему возрастанию тока, уменьшению сопротивления P_2 новому повышению тока и т.д. В результате такого процесса устанавливается режим насыщения: большой ток при малом напряжении (участок БВ). Напряжение $U_{откр}$ не превышает нескольких вольт и следовательно тиристор в этом состоянии имеет малое сопротивление.

Диодный тиристор характеризуется максимальным допустимым значением прямого тока I_{max} (точка В на рис. 7.2), при котором на приборе будет небольшое напряжение $U_{откр}$. При уменьшении тока через тиристор при токе $I_{уд}$ (точка Б), называемом током удержания, дальнейший ток резко уменьшается,

т.е. прибор переходит скачком обратно в закрытое состояние, соответствующее участку характеристики ОА и закрывается.

Кроме неуправляемых тиристоров существуют управляемые структуры, называемые тринисторами (рис. 7.3).

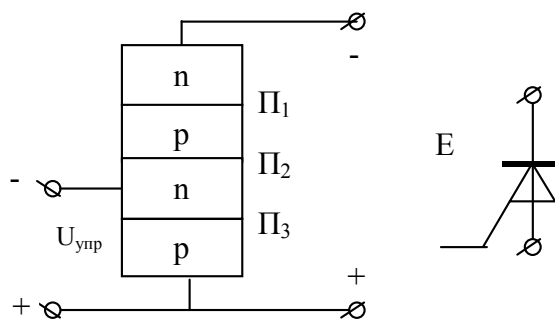


Рис. 7.3. Структурная схема тринистора

Тринистор отличается от динистора наличием дополнительного вывода от одного из крайних pn – переходов (рис. 7.3). Этот вывод позволяет независимо от величины напряжения в переключаемой цепи управлять током одного из переходов $П_3$ или $П_1$, создавая условия пробоя всей структуры. Семейство статических характеристик тринистора при различных величинах прямого тока управляющего эмиттера показано на рис. 7.4.

Для включения тринистора достаточно ввести в цепь эмиттера кратковременный импульс тока существенно меньшей величины, чем ток в цепи нагрузки. Выключение осуществляется как и в неуправляемом динисторе, путем снижения тока в цепи нагрузки, тем или иным способом (например, отключение тринистора от источника питания).

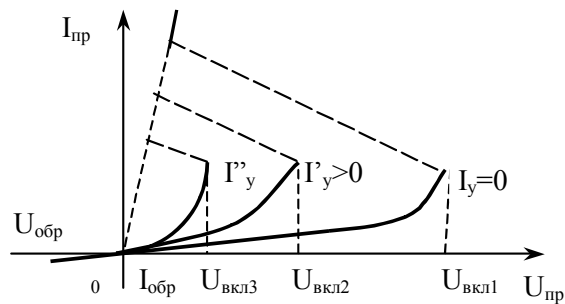


Рис. 7.4. Семейство вольтамперных характеристик тристора

Однако разработаны и применяются так называемые запираемые триодные тиристоры, которые запираются при подаче через управляющий электрод короткого импульса обратного напряжения на эмиттерный переход.

Разработаны также симметричные тиристоры или симисторы, имеющие структуру *pnprp* или *rpnrp*, которые отпираются при любой полярности напряжения и проводят ток в оба направления. Структура такого прибора показана на рис. 7.5.

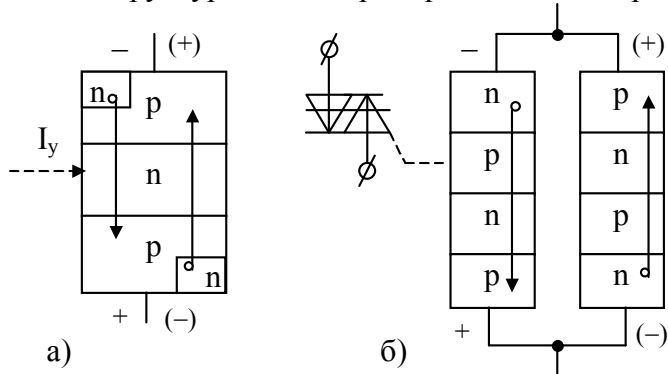


Рис. 7.5. Структура симистора

При полярности напряжения + и - (без скобок) работает левая половина структуры (рис. 7.5, а), стрелкой показано движение электронов. При обратной полярности (в скобках) рабо-

тает правая половина. Роль симметричного тиристора могут выполнить два диодных тиристора, включенных параллельно (рис. 7.5, б).

При необходимости управления симметричными структурами, необходимо образовать выводы от соответствующих базовых областей (рис. 7.5, а).

Тринисторы нашли очень широкое применение в различных схемах радиоэлектроники, автоматики, промышленной электроники. Например, они используются в управляемых выпрямителях с регулировкой фазы включения, обеспечивающих токи в десятки и сотни ампер.

7.2. Варисторы

Варисторы еще называют нелинейными полупроводниковыми сопротивлениями (НПС).

Основным материалом для варисторов служит порошок карбида кремния SiC с каким-либо связующим веществом. Нелинейность сопротивления объясняется главным образом нагревом микроконтактов между зернами карбида кремния. Внешне варисторы оформляются в виде стержней или дисков. На рис. 7.6 приведены вольт-амперные характеристики варистора и его изображение на схемах.

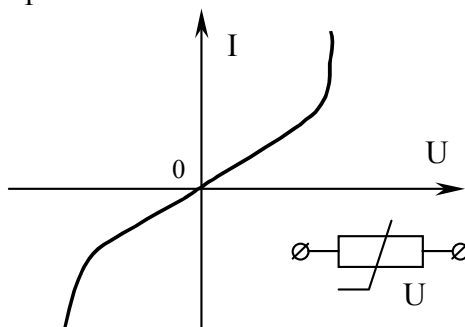


Рис. 7.6. Вольт-амперная характеристика варистора

Варисторы можно использовать на постоянном и переменном токе с частотой до нескольких килогерц. При более высоких частотах начинает сказываться собственная емкость варистора. Они используются для защиты от перенапряжений, в стабилизаторах и ограничителях напряжения, в различных схемах автоматики.

Важнейшие параметры:

1. Коэффициент нелинейности β - отношение сопротивления постоянному току к сопротивлению переменному току (обычно 3-6);
2. Максимальное допустимое напряжение (от десятков вольт до нескольких киловольт).
3. Номинальная мощность рассеяния (1-3) Вт;
4. Предельная максимальная рабочая температура (60-70°C).

7.3. Термисторы

Их еще называют терморезисторами. Они представляют собой полупроводниковые резисторы у которых сопротивление сильно зависит от температуры. Чаще всего термисторы делаются из оксидов металлов и имеют отрицательный ТКС. Они выполняются в виде стержней, пластин дисков, бусинок. Выпускаются также терморезисторы имеющие положительный ТКС и называемые позисторами. На рис. 7.7 показаны характеристики термисторов.

Терморезисторы применяются в качестве датчиков температуры и нелинейных резисторов в различных устройствах автоматики.

Важнейшие параметры:

1. Номинальное сопротивление (от нескольких Ом до нескольких килоом с допусками ± 5 , ± 10 и ± 20 %);
2. Для температуры, например, 20° С указывается сопротивление постоянному и переменному току.

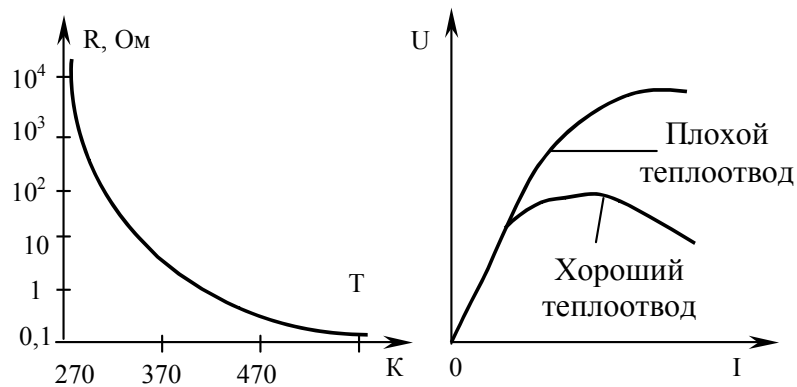


Рис. 7.7. Характеристики терморезисторов

При эксплуатации надо учитывать максимально допустимую температуру и максимальную допустимую рассеиваемую мощность.

7.4. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью (ПЗС)

Эти приборы созданы на основе полупроводниковых МДП-структур. ПЗС нашли применение в запоминающих устройствах ЭВМ; устройствах преобразования изображения в электрические сигналы; устройствах обработки аналоговой информации и др.

Структура прибора с зарядной связью представляет собой подложку полупроводника *n*-типа, имеющую большое число близкорасположенных и изолированных от нее затворов (МДП-структур), под которыми происходит перенос неосновных носителей заряда, инжектированных из истока, либо возникших в подложке из-за воздействия на нее оптического излучения (рис. 7.8).

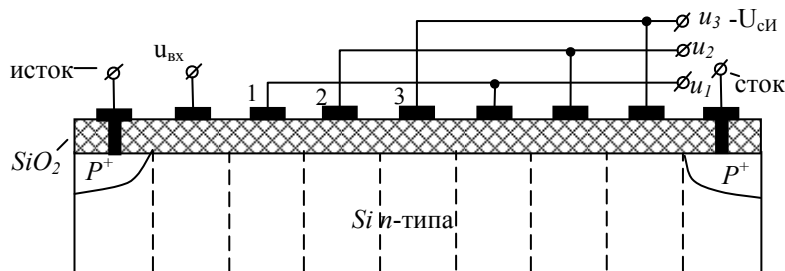


Рис. 7.8. Структура прибора с зарядовой связью (ПЗС)

На рис. 7.8 показана структура ПЗС, работающая как трех-тактовый сдвиговый регистр. Этот прибор состоит из трех секций. Первая – входная секция – включает в себя исток с p^+ -областью под ним и входной затвор ($u_{вх}$), выполняющий роль ключа для управления движением дырок из диффузионной p^+ -области истока под первый затвор (1), под которым формируется так называемая потенциальная яма, где могут накапливаться носители заряда – дырки.

Вторая – секция переноса – состоит из ряда затворов (1, 2, 3...), управляющих потенциалом на границе кремний - диоксид кремния SiO_2 под соответствующими поверхностями затворов. Эти затворы соединены между собой через два и на них подаются импульсы напряжения, которые сменяют друг друга циклической перестановкой. При таком появлении импульсов потенциальные ямы под затворами перемещаются к выходу прибора, увлекая за собой пакеты носителей заряда – дырок.

Третья секция – выходная – включает в себя pn – переход стока и предназначенный для приема подходящих к нему носителей заряда из движущихся потенциальных ям. Если в потенциальных ямах, подходящих к pn – переходу стока, нет носителей заряда – дырок, то не будет и изменения тока в цепи стока. И только в том случае, когда потенциальная яма, содер-

жащая дырки, подойдет к pn – переходу стока, произойдет экстракция этих дырок и в цепи стока пройдет импульс тока.

Следует отметить, что ПЗС является типично динамическим устройством и имеет нижний и верхний пределы тактовых частот импульсов напряжения, подаваемых на секцию переноса. Нижний предел составляет обычно единицы – десятки килогерц, а верхний – десятки мегагерц.

Наиболее широко используются ПЗС в запоминающих устройствах для ЭВМ, так называемая динамическая память. Информация непрерывно циркулирует в этих запоминающих устройствах за счет так называемой регенерации, обеспечивающей хранение информационных зарядов в потенциальных ямах. Это обеспечивается подачей на электроды ПЗС импульсов с тактовой частотой порядка десятка килогерц.

Второе направление ПЗС – устройства преобразования изображения в электрические сигналы. Принцип действия таких устройств основан на том, что при освещении ПЗС в полупроводнике около его поверхности образуются пары носителей заряда электрон-дырка, которые разделяются электрическим полем потенциальной ямы под затвором секции переноса. Образующиеся при поглощении квантов света носители заполняют потенциальные ямы пропорционально освещенности данной области ПЗС. Если затем произвести обычным путем сдвиг записанной световой информации, то сигнал на выходе ПЗС будет повторять распределение освещенности, т.е. будет выделена строка изображения. Так же может быть выделена следующая строка и т.д.

С помощью ПЗС могут запоминаться не только импульсные, но и аналоговые сигналы, но в этом случае становится невозможной их регенерация для целей длительного хранения. Однако и простое запоминание открывает возможность регулировать задержку переноса информации и создавать на этой основе линии фиксированной задержки строки сигнала для цветных телевизионных приемников.

8. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектроника – сравнительно новое перспективное научно-техническое направление. В оптоэлектронных устройствах переработка сигналов осуществляется с помощью приборов, работа которых основана на электронных и фотонных процессах, т.е. элементами оптоэлектронных устройств являются фотоэлектрические приборы, а связь между элементами оптическая. В таких устройствах практически устранена гальваническая связь между входными и выходными цепями и до минимума сведена обратная связь между входом и выходом. Комбинации элементов позволяют создавать оптоэлектронные устройства с различным функциональным назначением.

8.1. Фоторезисторы

Фоторезистор представляет собой полупроводниковый резистор, сопротивление которого изменяется под действием излучения. Структура фоторезистора и схема его включения показаны на рис. 8.1 а, б.

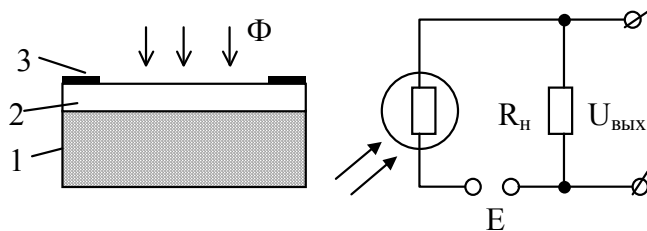


Рис. 8.1. Структура фоторезистора и схема его включения

На диэлектрическую пластину 1 нанесен тонкий слой полупроводника 2 с контактами 3 по краям. Фоторезистор включается в цепь независимо от полярности источника питания E .

При отсутствии светового потока Φ сопротивление фоторезистора является достаточно большим и составляет

$10^4 - 10^7$ Ом. При действии светового излучения с достаточной энергией фотонов падающих на фоторезистор в нем происходит генерация пар подвижных носителей заряда (электронов и дырок) и его сопротивление уменьшается. Для фоторезисторов применяют различные полупроводники, имеющие нужные свойства по чувствительности к различным лучам. Так сернистый кадмий применяется для видимых лучей, а сернистый свинец к инфракрасным. Фоторезисторы имеют линейную вольтамперную и нелинейную энергетическую характеристики (рис. 8.2).

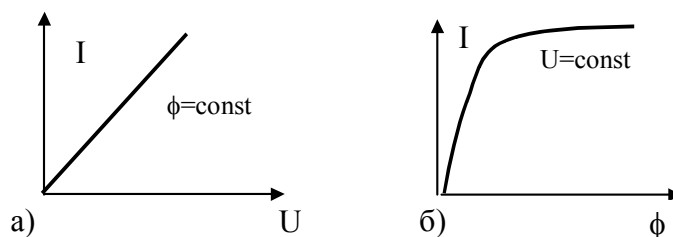


Рис. 8.2. Вольтамперная (а) и энергетическая (б) характеристики фоторезистора

При всей своей простоте, фоторезисторы обладают определенными недостатками, ограничивающим их применение. Так фоторезисторы применяются лишь на частотах не выше сотен герц или единиц килогерц. Существенным недостатком надо считать также их большую инерционность, объясняющуюся довольно большим временем рекомбинации электронов и дырок после прекращения облучения. Наибольшее применение фоторезисторы нашли в различных устройствах автоматики, устройствах охраны и контроля над медленными процессами.

8.2. Фотодиоды

Фотодиоды предназначены, как и фоторезисторы, для применения в оптоэлектронных устройствах в качестве приемников светового излучения. В фотодиодах под воздействием света на электронно-дырочный переход и прилегающие к нему области происходит генерация пар носителей заряда, проводимость диода возрастает и обратный ток увеличивается. Такой режим работы называется фотодиодным (рис. 8.3).

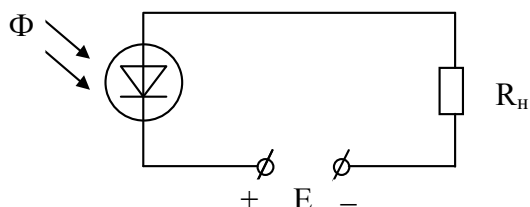


Рис. 8.3. Схема включения фотодиода

Из рис. 8.3 видно, что фотодиод включается в схему в обратном направлении и световой поток Φ управляет обратным током pn – перехода. Чем больше световой поток, тем больше ток. Повышение обратного напряжения на pn – переходе незначительно увеличивает обратный ток фотодиода.

Инерционность фотодиодов значительно меньше чем у фотосопротивлений. Они могут работать на частотах до нескольких сотен мегагерц. Рабочее напряжение у фотодиодов обычно 10-30 В. Большинство фотодиодов изготавливаются по планарной технологии (рис. 8.4).

Для повышения быстродействия применяются фотодиоды с барьером Шотки, а для увеличения чувствительности используются фотодиоды с лавинным размножением носителей зарядов в pn – переходе.

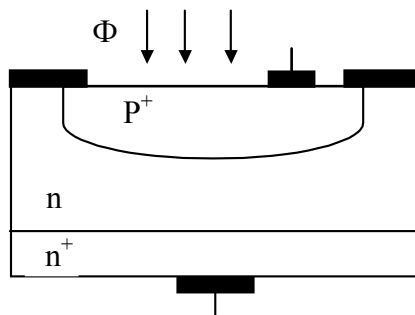


Рис. 8.4. Структура планарного фотодиода

8.3. Элементы солнечных батарей

Солнечные батареи представляют собой совокупность электрически соединенных полупроводниковых диодов, в качестве которых используются pn – переходы на основе кремния. Электронно-дырочный переход в монокристаллической пластинке кремния с электропроводностью p – типа создают диффузией в нее фосфора или сурьмы. При большой концентрации доноров (фосфор или сурьма) в поверхностном слое кремния проводимость n – области получается высокой. Поэтому невыпрямляющий контакт к этой области можно сделать в виде кольца или рамки, оставив всю поверхность кристалла доступной для освещения (рис. 8.5).

Фотоны света, воздействуя на pn – переход (рис. 8.6), образуют пары электрон-дырка. Возникшие в n и p областях электроны и дырки диффундируют к переходу, и если они не успели рекомбинировать, то попадают под действие внутреннего электрического поля pn – перехода E_k . Поле разделяет электроны и дырки. Дырки из n – области переходят в p – область, а электроны из области p в n – область

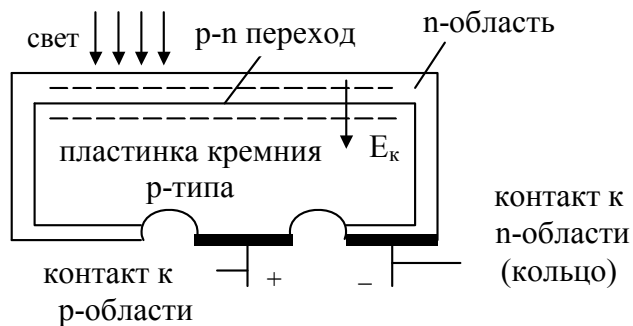


Рис. 8.5. Структура кремниевого элемента солнечной батареи

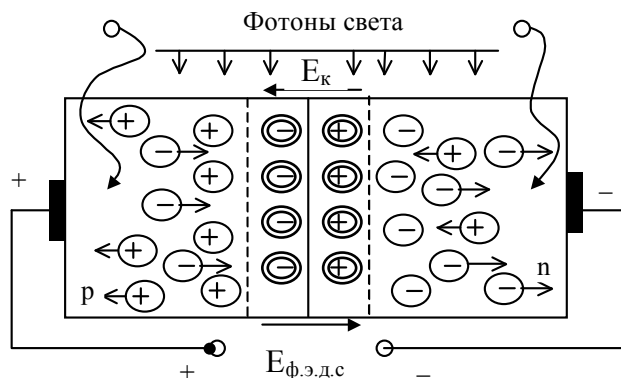


Рис. 8.6. Разделение носителей зарядов под воздействием поля pn – перехода

В результате такого процесса в n – и p – областях накапливаются избыточные основные носители, т.е. создаются соответственно заряды электронов в p -области и дырок в n -области. Возникает разность потенциалов $E_{ф.э.д.с.}$ – фото-э.д.с. величиной 0,3-0,5 В с плотностью тока 15...20 мА/см².

При преобразовании солнечного света в электрическую энергию КПД солнечных батарей не превышает 20 %.

8.4. Светодиоды

Светодиоды используются в качестве излучателей света в оптронных устройствах. Они обладают малой инерционностью и достаточной мощностью излучения.

Принцип работы светодиодов заключается в следующем. При прямом напряжении в полупроводниковом диоде происходит инжекция носителей заряда из эмиттерной области в область базы. Например, если концентрация электронов в n -области больше, чем концентрация дырок в p -области, т.е. $n_n > p_p$, то происходит инжекция электронов из n -области в p -область. Инжектированные электроны рекомбинируют с основными носителями базовой области, в данном случае с дырками p -области. Рекомбинирующие электроны переходят с более высоких энергетических уровней зоны проводимости, близких к ее нижней границе, на более низкие уровни, расположенные вблизи верхней границы валентной зоны (рис. 8.7).

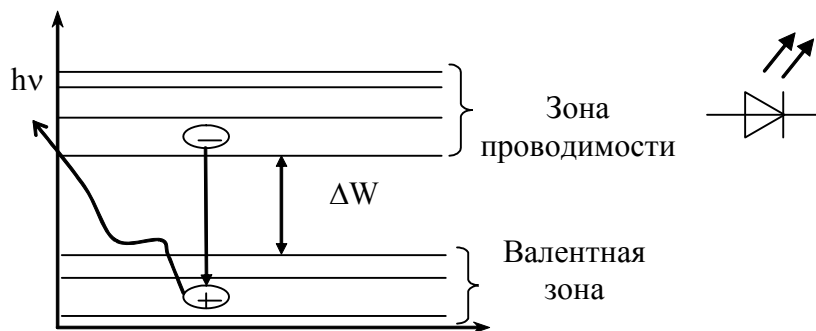


Рис. 8.7. Излучение в светодиоде при рекомбинации

При переходе электрона (рис. 8.7) выделяется фотон, энергия которого почти равна ширине запрещенной зоны ΔW , т.е.

$$h\nu = hc/\lambda \approx \Delta W, \quad (8.1)$$

где ν - частота излучения, h - постоянная Планка, c - скорость света.

Подставляя в формулу (8.1) значения h и c , получим, что

$$\Delta W \approx 1,23\lambda. \quad (8.2)$$

Из соотношения (8.2) следует, что для излучения видимого света с длиной волны от 0,38 до 0,78 мкм полупроводник должен иметь $\Delta W > 1,7$ эВ. Германий и кремний непригодны для светодиодов в видимом спектре излучения, так как у них ширина запрещенной зоны слишком мала. Для этих целей используется фосфид галлия GaP , карбид кремния SiC , а также некоторые тройные соединения.

Помимо светодиодов, дающих видимое свечение, выпускаются светодиоды инфракрасного (ИК) излучения, изготовленные из арсенида галлия $GaAs$. Они применяются в пультах управления телевизионной и другой бытовой техникой, а также в специальных устройствах, называемых оптронами.

8.5. Полупроводниковые лазеры

Лазер обеспечивает синхронное и синфазное (одинаковое по фазе) излучение атомов, т.е. так называемое когерентное излучение, в отличие от излучения обычных источников света, например раскаленных тел.

В веществе атомы в основном находятся в невозбужденном состоянии. Под воздействием различных факторов происходит возбуждение атомов – переход их электронов с основных орбит на более удаленные от ядер. Излучение фотонов света происходит при перемещении электронов с более высоких орбит на более низкие и при таких спонтанных переходах возникает обычное излучение света, называемое некогерентным.

Существует и другой вид излучения открытый А.Эйнштейном и называемый вынужденным. Оно заключается в том, что столкновение фотона света с возбужденным атомом может вызвать переход атома в невозбужденное состояние, т.е.

переход электрона на основную, менее удаленную от ядра орбиту с испусканием фотона, который по количеству энергии и направлению излучения одинаков с фотоном, вызвавшим этот процесс. Таким образом, здесь момент излучения и его направление не является случайным, а определяется фотоном, ударившим в атом.

Для получения лазерного излучения необходимо в большинстве атомов вещества «переселить» электроны на более удаленные от ядра орбиты. Этот процесс получил название *накачки*. Также следует обеспечить условие, чтобы часть фотонов с выхода излучателя возвращалась обратно, что осуществляется с помощью полупрозрачных зеркал и эквивалентно введению обратной положительной связи.

В полупроводниковом лазере когерентное излучение получается вследствие перехода электронов с нижнего края зоны проводимости (энергия больше) на верхний край валентной зоны (энергия меньше).

Полупроводниковые лазеры могут быть с накачкой и инжекционными. Наиболее распространены инжекционные лазеры (рис. 8.8). Чтобы обеспечить у них прохождение каждого кванта света несколько раз через плоскость *pn* – перехода две противоположные грани монокристалла полупроводника делают строго параллельными и тщательно отполированными до зеркального блеска.

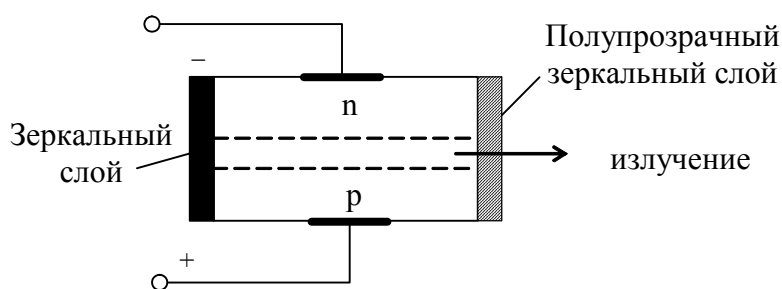


Рис. 8.8. Структура полупроводникового лазера

В полупроводниковом лазере имеется pn – переход образованный двумя вырожденными полупроводниками, у которых концентрация донорных и акцепторных примесей составляет $10^{18} - 10^{19} \text{ см}^{-3}$, чем обеспечивается «накачка», т.е. перевод электронов к нижней зоне проводимости полупроводника при прямом включении pn – перехода. При этом понижается его потенциальный барьер и происходит инжекция электронов и дырок. В области перехода начинается интенсивная рекомбинация носителей зарядов, при которой электроны переходят в валентную зону с излучением фотонов света. После многократного отражения от полированных торцов и соответствующего многократного прохождения вдоль pn – перехода свет выходит из полупроводника, т.е. возникает лазерное излучение.

Для инжекционных лазеров применяют главным образом арсенид галлия ($GaAs$), излучение у которого имеет длину волны 0,8-0,9 мкм с КПД = 50 – 60 %.

8.6. Оптроны

Оптрон – это полупроводниковый прибор, в котором конструктивно объединены источник и приемник излучения, имеющие между собой оптическую связь. В качестве источников излучения обычно применяются светодиоды, а для приемников могут использоваться, например, рассмотренные ранее фоторезисторы или фотодиоды.

Если оптрон имеет только один излучатель и один приемник излучения, то его называют оптопарой. Микросхема, состоящая из одной или нескольких оптопар с дополнительными согласующими и усилительными устройствами, называется оптоэлектронной интегральной микросхемой.

Конструктивно в оптронах излучатель и приемник излучения помещаются в корпус и заливаются оптически прозрачным клеем (рис. 8.9).

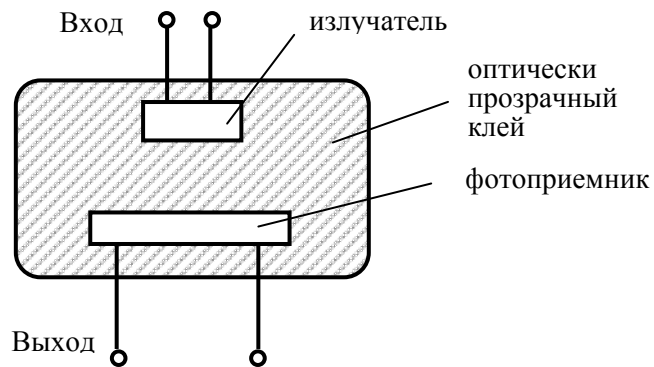


Рис. 8.9. Структура оптрона

На входе и выходе оптрона (рис. 8.9) присутствуют электрические сигналы, а связь входа с выходом осуществляется световыми сигналами. Это обеспечивает гальваническую развязку входа от выхода и устранение обратной связи между фотоприемником и излучателем.

Передача сигналов в оптронах возможна в широкой полосе частот начиная от нуля до 10^{14} Гц с высокой помехозащищенностью оптического канала.

9. ОСНОВЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРОНИКИ

Работа различных приборов пьезоэлектроники основана на пьезоэлектрическом эффекте, который был открыт в 1880 г. французскими учеными братьями П. Кюри и Ж. Кюри. Слово «пьезоэлектричество» означает «электричество от давления». Прямой пьезоэлектрический эффект (короче пьезоэффект) состоит в том, что при давлении на некоторые кристаллические тела, называемые пьезоэлектриками, на противоположных гранях этих тел возникают равные, но разные по знаку электрические заряды. Если изменить направление деформации, т. е. не сжимать, а растягивать пьезоэлектрик, то заряды на гранях изменят знак на обратный.

К пьезоэлектрикам относятся некоторые естественные или искусственные кристаллы, например кварц или сегнетова соль, а также специальные пьезокерамические материалы, например титанат бария. Кроме прямого пьезоэффекта применяется также обратный пьезоэффект, который состоит в том, что под действием электрического поля пьезоэлектрик сжимается или расширяется в зависимости от направления вектора напряженности поля. У кристаллических пьезоэлектриков интенсивность прямого и обратного пьезоэффекта зависит от того, как направлена относительно осей кристалла механическая сила или напряженность электрического поля.

Для практических целей применяют пьезоэлектрики различной формы: прямоугольные или круглые пластинки, цилиндры, кольца. Из кристаллов такие пьезоэлементы вырезают определенным образом, соблюдая при этом ориентировку относительно осей кристалла. Пьезоэлемент помещают между металлическими обкладками или наносят металлические пленки на противоположные грани пьезоэлемента. Таким образом получается конденсатор с диэлектриком из пьезоэлектрика.

Если к такому пьезоэлементу подвести переменное напряжение, то пьезоэлемент за счет обратного пьезоэффекта будет сжиматься и расширяться, т. е. совершать механические коле-

бания. В этом случае энергия электрических колебаний превращается в энергию механических колебаний с частотой, равной частоте приложенного переменного напряжения. Так как пьезоэлемент обладает определенной частотой собственных механических колебаний, то может наблюдаться явление резонанса. Наибольшая амплитуда колебаний пластинки пьезоэлемента получается при совпадении частоты внешней ЭДС с собственной частотой колебаний пластинки. Следует отметить, что имеется несколько резонансных частот, которые соответствуют различным типам колебаний пластинки.

Под воздействием внешней переменной механической силы на пьезоэлементе возникает переменное напряжение той же частоты. В этом случае механическая энергия преобразуется в электрическую и пьезоэлемент становится генератором переменной ЭДС. Можно сказать, что пьезоэлемент является колебательной системой, в которой могут происходить электромеханические колебания. Каждый пьезоэлемент эквивалентен колебательному контуру. В обычном колебательном контуре, составленном из катушки и конденсатора, периодически осуществляется переход энергии электрического поля, сосредоточенной в конденсаторе, в энергию магнитного поля катушки и наоборот. В пьезоэлементе механическая энергия периодически переходит в электрическую. В эквивалентной схеме пьезоэлемента на рис. 9.1 индуктивность L отражает инерционные свойства пьезоэлектрической пластинки, емкость C характеризует упругие свойства пластинки и активное сопротивление r – потери энергии при колебаниях.

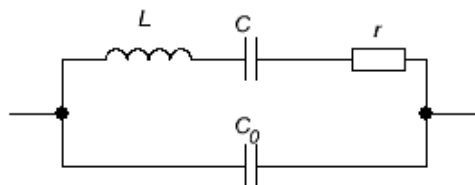


Рис. 9.1. Эквивалентная схема пьезоэлемента

Емкость C_0 называемая статической, представляет собой обычную емкость между обкладками пьезоэлемента и не связана с его колебательными свойствами.

9.1. Приборы пьезоэлектроники

Одним из первых пьезоэлектрических приборов был кварцевый резонатор, имеющий очень высокую стабильность частоты колебаний. В течение многих лет кварцевый резонатор успешно применяется для стабилизации частоты генераторов и радиопередатчиков. Особенно высокая стабильность достигается, если кварцевый резонатор поместить в термостат. Существует также особый срез кварцевой пластинки (относительно осей кристалла), при котором и без термостата стабильность частоты весьма высока. Собственная резонансная частота кварцевого резонатора зависит от его геометрических размеров. Так, например, при колебаниях пластинки кварца по толщине резонансная частота определяется именно толщиной пластинки. Изменение толщины под действием температуры приводит к нестабильности частоты.

Пример схемы транзисторного генератора с кварцевой стабилизацией дан на рис. 9.2. Кварцевый резонатор задает на вход транзистора (участок база – эмиттер) колебания со своей стабильной частотой, а усиленные колебания получают в колебательном контуре, включенном в выходную коллекторную цепь. Обратная связь, необходимая для самовозбуждения генератора, осуществляется через емкость коллектор – база. Если эта емкость недостаточна, то между коллектором и базой включают дополнительный конденсатор. Резисторы R_1 и R_2 включены для того, чтобы на эмиттерном переходе было прямое напряжение.

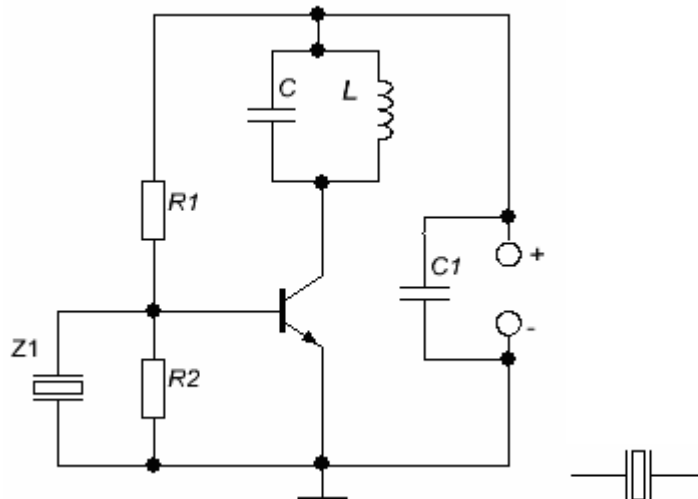


Рис. 9.2. Схема простейшего генератора с кварцевой стабилизацией частоты

Добротность кварцевых резонаторов, т. е. отношение запасаемой реактивной энергии к энергии потерь, очень велика и составляет $10^4 - 10^6$. В соответствии с эквивалентной схемой на рис. 9.1 кварцевый резонатор имеет две основные резонансные частоты. Для последовательного резонанса (резонанса напряжений) в цепи $L-C-r$ частота резонанса $f_1 = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$, а для контура, в котором получается параллельный резонанс (резонанс токов), частота резонанса будет выше: $f_2 = (2\pi\sqrt{LC_s})^{-1}$, где эквивалентная емкость $C_s = CC_0 / (C + C_0)$.

Пьезорезонаторы могут быть сделаны не только из кварца, но и из пьезокерамики. Однако добротность при этом снижается и составляет $10^2 - 10^4$.

Кварцевые резонаторы широко используются в качестве эталонов частоты, в приборах для измерения частоты, в электронных часах для обеспечения высокой точности хода. Из кварцевых резонаторов составлены полосовые электрические фильтры, пропускающие весьма узкую полосу частот. Обшир-

ную группу пьезоэлектрических приборов представляют различные пьезодатчики, реагирующие на температуру, давление, перемещение, ускорение. В большинстве случаев работа таких датчиков основана на том, что даже небольшие изменения геометрических размеров пьезоэлемента дают заметное изменение его резонансной частоты. Во многих пьезоэлектрических приборах применяют пьезокерамику, у которой пьезоэлектрический эффект выражен гораздо сильнее, чем у кварца (например, у титаната бария в 100 раз сильнее).

На использовании прямого пьезоэффекта работают пьезоэлектрические микрофоны и звукосниматели. В них применяется сегнетова соль или пьезокерамика. Эти же материалы используются в пьезоэлектрических телефонах и громкоговорителях, работающих на основе обратного пьезоэффекта.

Значительный интерес представляют пьезоэлектрические трансформаторы (ПЭТ), в которых пьезоэлемент имеет три или большее число электродов, подключенных к источнику переменного напряжения и нагрузке либо к нескольким источникам и нескольким нагрузкам.

Так же, как и обычные трансформаторы с обмотками, ПЭТ могут усиливать сигнал по напряжению или по току, преобразовывать нагрузочное сопротивление, осуществлять фазовый сдвиг на 180° . Бывают ПЭТ узкополосные, работающие на частотах, близких к одной из резонансных частот пьезоэлемента, или широкополосные.

В большинстве случаев ПЭТ являются трансформаторами напряжения, но если они рассчитаны на большие токи – в несколько ампер, то их называют трансформаторами тока. Часть ПЭТ, подключенная к источнику переменного напряжения, называется возбудителем, а часть, подключенная к нагрузке, – генератором. В возбудителе за счет обратного пьезоэффекта энергия электрических колебаний переходит в энергию акустических волн, которые распространяются по направлению к генератору. В нем за счет прямого пьезоэффекта энергия механических колебаний преобразуется в электрическую. Так как

амплитуда механических колебаний максимальна при резонансе, то именно на резонансных частотах коэффициент трансформации, равный отношению вторичного напряжения к первичному, будет максимальным.

В простейшем виде ПЭТ делается из двух пьезокерамических брусков, склеенных друг с другом (рис. 9.3). Один брусок служит возбудителем, другой – генератором. Оба бруска сделаны из пьезокерамики различного состава, так как к материалам возбудителя и генератора предъявляются разные требования. В зависимости от расположения электродов на возбудителе и генераторе возможны трансформаторы различных типов. Наибольшее применение получили трансформаторы поперечно-продольного типа. Именно такой ПЭТ показан на рис. 9.3. У него в возбудителе электрическое поле направлено поперек, а в генераторе вдоль. В зависимости от соотношения размеров коэффициент трансформации напряжения в режиме холостого хода может достигать нескольких тысяч.

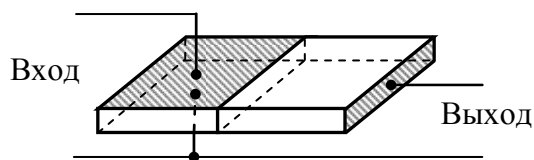


Рис. 9.3. Пьезоэлектрический трансформатор поперечно-продольного типа

Кроме «брусковых» применяются и другие ПЭТ: дисковые, цилиндрические, кольцевые. Пьезотрансформаторы могут использоваться в различных схемах при мощности до нескольких ватт и даже десятков ватт, в частности в маломощных выпрямителях на высокие напряжения или в маломощных низковольтных выпрямителях для питания транзисторных схем. У таких трансформаторов КПД составляет 80-95 %. Следует отметить ряд важных особенностей ПЭТ: отсутствие обмоток,

простоту устройства, низкую стоимость, малую массу, возможность микроминиатюризации для применения в микросхемах, возможность работы как на низких, так и на высоких частотах, большое многообразие конструкций и режимов работы. Недостаток ПЭТ – отсутствие проводимости для постоянной составляющей тока, что не позволяет применять их в некоторых практических схемах.

9.2. Основы акустоэлектроники

Акустоэлектроника – область электроники, посвященная теории и практике создания устройств, основанных на акусто-электронном взаимодействии и служащих для преобразования и обработки сигналов. Это могут быть преобразования временные (например, задержка сигналов или изменение их длительности), частотные и фазовые (например, преобразование частоты и спектра, фазовый сдвиг), амплитудные (усиление или модуляция), такие сложные преобразования, как кодирование и декодирование, интегрирование и др. Все эти виды преобразования находят применение в радиолокации, дальней связи, автоматическом управлении, вычислительной технике и других областях. В ряде случаев акустоэлектронные методы удобнее обычных, чисто электронных, а иногда даже единственно пригодны. На основе акустоэлектронного взаимодействия могут быть созданы пассивные устройства, например линии задержки, фильтры, и активные – усилители, генераторы, модуляторы и др.

В акустоэлектронике для преобразования акустических колебаний в электрические и обратно широко используется прямой и обратный пьезоэлектрический эффект. Таким образом, акустоэлектроника тесно связана с пьезоэлектроникой. Устройства акустоэлектроники сравнительно просты для изготовления и во многих случаях могут быть выполнены методами, применяемыми в микроэлектронике, в частности методами планарной технологии. Чтобы познакомиться с акустоэлек-

тронными приборами, необходимо сначала рассмотреть физические принципы акустоэлектронного взаимодействия.

Под акустоэлектронным взаимодействием понимают взаимодействие ультразвуковых волн частотой от 10^7 до 10^{13} Гц с электронами проводимости в металлах, или полупроводниках. Ультразвуковые волны, распространяясь в твердом теле, воздействуют на внутрикристаллические электрические поля. Последние существуют вследствие того, что электрические поля, созданные положительными и отрицательными ионами в промежутках между атомами и молекулами кристаллической решетки, не скомпенсированы, а напряженность могут иметь большую – 10^8 В/см и более.

Действие ультразвуковых волн состоит в том, что они вызывают колебания кристаллической решетки, а это приводит к изменению напряженности внутрикристаллических полей, которые, в свою очередь, изменяют свое действие на электроны проводимости. Иначе акустоэлектронное взаимодействие называют электрон-фононным взаимодействием. Такое название дано в связи с тем, что ультразвуковые волны и упругие колебания кристаллической решетки можно рассматривать, как и электромагнитные волны, в виде потока квантов энергии. Эти кванты названы фононами. Распространение звуковых волн в кристаллах представляет собой поток фононов. Энергия звуковых волн (энергия фононов) передается электронам проводимости, т. е. происходит так называемое электронное поглощение.

Возникновение в металле или полупроводнике тока или ЭДС под действием ультразвуковых волн называют акустоэлектрическим эффектом. Ультразвуковая волна как бы «увлекает» за собой электроны. Ток протекает в направлении распространения звука. На рис. 9.4 показан механизм возникновения так называемого продольного акустоэлектрического эффекта. Через пьезополупроводник проходит ультразвуковая волна от электрода 1 к электроду 2 и между электродами 3 и 4 создается ЭДС $E_{аз}$. В германии, кремнии и металлах акусто-

электрический эффект незначителен, но он гораздо сильнее выражен в пьезополупроводниках, к которым относятся, например, сульфид кадмия CdS, сульфид цинка ZnS, антимонид индия InSb, арсенид галлия GaAs и некоторые другие вещества. При интенсивности звука 1 Вт/см^2 ЭДС достигает нескольких вольт на один сантиметр расстояния между электродами 3 и 4.

При воздействии на кристалл внешнего электрического поля, создающего дрейф электронов в направлении распространения звуковой волны, возможны два случая преобразования: если скорость дрейфа электронов меньше скорости волны, то ее энергия поглощается электронами и волна затухает, а если больше, то электроны отдают свою энергию волне и ее амплитуда возрастает, т. е. происходит усиление волны.

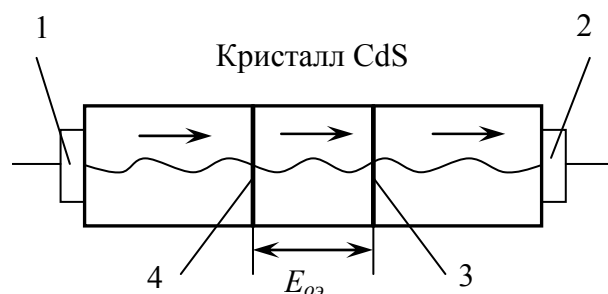


Рис. 9.4. Схема возникновения продольного акустоэлектрического эффекта

Коэффициент усиления может достигать десятков децибел.

Акустоэлектрический эффект вызывается действием либо объемных ультразвуковых волн в толще звукопровода, либо поверхностных акустических волн (ПАВ). Это упругие волны, распространяющиеся по свободной поверхности твердого тела или вдоль границы твердого тела с другой средой и затухающие при удалении от границы. Волны ПАВ могут иметь вертикальную поляризацию, когда смещение частиц в волне про-

исходит перпендикулярно границе, или горизонтальную, когда смещение частиц происходит параллельно границе, но перпендикулярно направлению распространения волны. Чаще всего используются ПАВ с вертикальной поляризацией на границе твердого тела с вакуумом или газом (волны Рэлея).

Важнейшие свойства ПАВ – сравнительно небольшая (1,6 – 4,0 км/с) скорость распространения и возможность взаимодействия с планарными структурами в виде пленок на поверхности звукопровода. Этим обеспечивается преобразование ПАВ в электрический сигнал и обратно, а также изменение направления распространения волн, их отражение, усиление, затухание и другие процессы. То же может происходить и при взаимодействии ПАВ с электронами проводимости в пьезопроводниках.

9.3. Приборы на поверхностных акустических волнах

В последнее время все более широкое применение получают акустоэлектронные приборы на ПАВ. К ним относятся линии задержки, полосовые фильтры, резонаторы, различные датчики и др. Принцип устройства таких приборов показан на рис. 9.5. В качестве звукопровода 1 обычно применяется пластина, или стержень, или провод из пьезоэлектрического материала (например, ниобат лития LiNbO_3 , пьезокварц SiO_2 , германат висмута $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, пьезокерамика) с тщательно отполированной поверхностью, на которой расположены электромеханические преобразователи: входной (2) и выходной (3). Эти преобразователи обычно выполняются в виде гребенчатых электродов из тонкой металлической пленки толщиной 0,1 – 0,5 мкм. Их называют встречно-штыревыми преобразователями (ВШП).

К входному ВШП подключен источник электрического сигнала, и в звукопроводе возникает ПАВ. А в выходном преобразователе, к которому подключена нагрузка, возникает электрический сигнал.

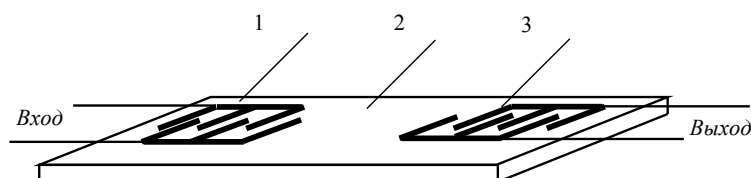


Рис. 9.5. Принцип устройства акустоэлектронного прибора на ПАВ

Основные параметры преобразователей на ПАВ – вносимое затухание, входное и выходное сопротивление, частотная избирательность, полоса пропускаемых частот. Все эти параметры зависят главным образом от устройства ВШП. Обычный ВШП не является однонаправленным. В приборе, показанном на рис. 9.5, только 50% энергии, излучаемой входным ВШП, идет к выходному ВШП. Остальная энергия, идущая в других направлениях, теряется. Иначе говоря, рассматриваемый простейший акустоэлектронный прибор вносит большое затухание. Поэтому важной проблемой при создании высокоэффективных акустоэлектронных компонентов является уменьшение вносимого затухания путем рационального конструирования ВШП. Необходимо также, чтобы преобразование электрических сигналов в акустические и обратно происходило в заданной полосе частот. Это особенно важно для полосовых фильтров и широкополосных линий задержки.

Геометрические размеры и форма входного ВШП определяют эффективность преобразования электрического сигнала в акустическую волну. Для каждой частоты наиболее эффективное преобразование получается при определенных размерах ВШП. Число штырей ВШП определяет относительную полосу пропускаемых частот. Самая широкая полоса будет при ВШП, состоящем из двух штырей. Чем больше штырей, тем меньше ширина полосы пропускания.

Работа преобразователей на ПАВ ухудшается из-за различных вторичных явлений, к которым относится, например, отражение волн от границ звукопровода и от границ электродов. Это отражение – основная причина искажений выходного сигнала и ухудшения параметров прибора. Вредным следует также считать прямое прохождение электрического сигнала с входа на выход и передачу сигнала объемной акустической волной. При снижении затухания и уменьшении отражений за счет особых конструкций ВШП достигается однонаправленная передача.

Линии задержки на ПАВ обычно вносят затухания 0,5 – 1,5 дБ. Верхняя частота, на которой работают такие линии, достигает 2 ГГц. Относительная полоса пропускания может быть весьма различной: от долей процента до 100%. Длительность задержки в зависимости от расстояния между ВШП и от конструкции составляет единицы – сотни микросекунд. Задержка может быть фиксированной или регулируемой. На торцы звукопровода обычно наносят звукопоглощающие покрытия, чтобы уменьшить отражение волн.

Динамический диапазон линий задержки 80 – 120 дБ. Для хорошей работы линии задержки важна температурная стабильность ее параметров. Температурный коэффициент задержки (ТКЗ), близкий к нулю, получают, либо применяя специальный материал для звукопровода (например, кремний с примесью фосфора), либо делая звукопровод из двух частей, имеющих ТКЗ разного знака, что создает взаимную компенсацию. Диапазон рабочих температур линий задержки составляет десятки градусов. Для увеличения времени задержки путь волны делают в виде спирали или ломаной линии либо соединяют последовательно несколько линий задержки. Регулируемые линии задержки имеют несколько ВШП, расположенных на разных расстояниях. Включая тот или иной ВШП, можно изменять время задержки.

Полосовые фильтры на ПАВ, по существу, представляют собой линии задержки с частотно-селективными свойствами.

Такие фильтры могут быть сделаны на различные рабочие частоты и полосы частот. В узкополосных фильтрах относительная полоса частот может быть в пределах 0,01 – 1 %. Сверхузкополосные и сверхширокополосные фильтры имеют высокую избирательность. Вносимое затухание не более 3 дБ. Для повышения избирательности иногда применяют каскадное включение нескольких фильтров. Размеры электродов у фильтров на частоты 1 – 2 ГГц составляют единицы микрометров и менее. Подобные микрофильтры изготавливаются методами фото-, рентгеновской или электронно-лучевой литографии.

Параметры фильтров на ПАВ не хуже, чем у LC-фильтров. В некоторых случаях фильтры на ПАВ обладают преимуществами. Так, например, в усилителях промежуточной частоты телевизионных приемников должны быть точно настроены фильтры. Это проще сделать с фильтрами на ПАВ, а не с LC-фильтрами. Кроме того, производство фильтров на ПАВ легче автоматизировать.

Помимо линий задержки и полосовых фильтров применяются еще многие другие приборы на ПАВ. Различные внешние воздействия на звукопровод изменяют условия распространения в нем ПАВ, и по этому принципу могут быть построены различные датчики. Под действием механических сил звукопровод растягивается или изгибается, и от этого изменяется время задержки. Кроме того, механические воздействия изменяют плотность и упругость звукопровода, и тогда изменяется скорость распространения волн. Она зависит также и от температуры. На этом основаны датчики для измерения силы, давления, температуры.

Имеется еще много различных акустоэлектронных приборов. Можно осуществить аттенюатор на ПАВ, если изменять давление на звукопровод, а значит, и вносимое звукопроводом затухание. Различные типы фильтров на ПАВ применяют для обработки и формирования сложных фазо- и частотно-модулированных сигналов. Возможно осуществить фильтры с регулируемой полосой пропускания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленный в пособии материал содержит сведения о наиболее распространенных типах элементов и компонентов, используемых в электронике, а также об основных способах и приемах построения типовых электронных функциональных узлов.

Без этих сведений затруднено освоение более сложных разделов, связанных с применением микросхем с большой степенью интеграции. Знания, полученные после внимательного изучения курса «Электроника», должны помочь самостоятельному изучению принципа действия и свойств вновь появляющихся компонентов электроники и создаваемых впервые функциональных узлов и устройств.

Можно утверждать, что при любых изменениях в области электроники, которые могут произойти в ближайшем будущем, сохранится важность вопросов понимания физических процессов, происходящих в типовых электронных цепях.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Электронные приборы: учеб. для вузов/ В.Н. Дулин, Н.А. Аваев, В.П. Демин и др; под ред. Шишкина Г.Г. - 4-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 496 с.
2. Пасынков, В.В. Полупроводниковые приборы: учебник для вузов/ В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин. - 5-е изд., испр. СПб.: Издательство "Лань", 2001. – 480 с.
3. Жеребцов, И.П. Основы электроники / Жеребцов И.П. - 5-е изд., перераб. и доп.-Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1989. – 352 с.
4. Наундорф, У. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование / У. Наундорф. – М.: Техносфера, 2008. – 472 с.
5. Марченко, А.Л. Основы электроники / А.Л. Марченко. – М.: ДМК-Пресс, 2008. – 296 с.
6. Кучумов, А.И. Электроника и схемотехника / А.И. Кучумов. – М.: Гелиос АРВ, 2004. – 336 с.
7. Лачин, В.И. Электроника / В.И. Лачин, Н.С. Савёлов. – Ростов-на-Дону: "Феникс", 2004. – 576 с.
8. Лаврентьев, Б.Ф. Аналоговая и цифровая электроника: Учебное пособие / Б.Ф. Лаврентьев. – Йошкар-Ола: МарГТУ. – 2000. – 155 с.
9. Бескид, П.П. Электроника: учебное пособие / П.П. Бескид, А.А. Погодин, Ю.Л. Филимонов. – СПб.: ГЭТУ, 1998. – 158 с.
10. Ткаченко, Ф.А. Техническая электроника / Ф.А. Ткаченко. – Минск: Дизайн ПРО, 2002. – 368 с.
11. Игумнов, Д.В. Основы полупроводниковой электроники: учебное пособие / Д.В. Игумнов, Г.П. Костюнина. – М.: Горячая линия – телеком, 2005. – 392 с.

Учебное издание

Матвеев Борис Васильевич
Краснов Роман Петрович

ЭЛЕКТРОНИКА

В авторской редакции

Подписано в печать 11.11.2013.
Формат 60×84/16. Бумага для множительных аппаратов.
Усл. печ. л. 10,4 Уч. –изд..л. 8,9. Тираж 250 экз.
Заказ №

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический
университет»
394026 Воронеж, Московский просп.,14