

Лекция № 2 ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ. РЕЗИСТОРЫ

Резисторы — компоненты электронной аппаратуры, обеспечивающие регулирование и распределение электрической энергии между цепями и элементами схем.

2.1 Классификация резисторов

По назначению резисторы разделяются на две группы:

1. Общего назначения (диапазон сопротивлений от 1 Ом до 10 МОм; номинальные мощности рассеивания $P_{ном}$ – 0,062...100 Вт).
2. Специального назначения:
 - высокоомные (10 МОм...100 ТОм), $U_{раб}$ – 100...400 В ($U_{раб}$ – рабочее (номинальное) напряжение);
 - высоковольтные (R до 10^{11} Ом, $U_{раб}$ до 100 кВ);
 - высокочастотные (собственные емкость C и L индуктивность близки к нулю);
 - прецизионные (повышенная точность, допуск не более 0,001...1 %, высокая стабильность, $R=0,1...10$ МОм, $P_{ном}$ до 2 Вт).

По параметрам резисторы делятся на постоянные и переменные.

Переменные разделяются на подстроечные и регулировочные резисторы.

Подстроечные резисторы — предназначены для проведения подстройки электрических режимов и имеют малую износоустойчивость (до 1000 циклов).

Регулировочные резисторы — используются для проведения частых регулировок (более 5 тыс. циклов).

В зависимости от характера изменения их сопротивления делятся на резисторы с линейной – А, логарифмической – Б, обратнoлогарифмической характеристикой – В, специальными характеристиками – Г, Д (рисунок 2.1).

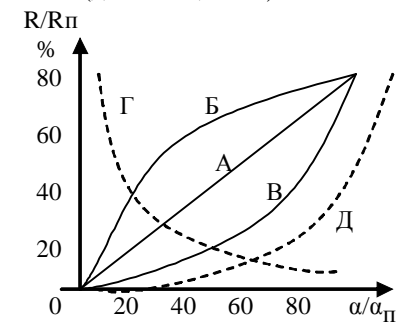


Рисунок 2.1 – Типы резисторов

На рисунке 2.1 показано изменение сопротивления R относительно максимального значения R_{Π} при изменении угла поворота a относительно максимального угла поворота a_{Π} .

Основной элемент переменного резистора — проводящий элемент. В зависимости от проводящего элемента сопротивления делятся на проволочные, непроволочные, металлофольговые. Материал — ни-хром (проволочные и металлофольговые).

Непроволочные делятся на следующие группы:

- а) углеродистые и бороуглеродистые;
- б) металлодиэлектрические, металлооксидные;
- в) композиционные, полупроводниковые.

По конструктивному исполнению:

- нормальное и тропическое исполнение;
- выполняются неизолированными (касание токоведущих частей не допускается);
- изолированными;
- герметизированными (в том числе и вакуумными).

У любого резистора есть тепловые шумы. Они появляются вследствие тепловых движений потоков зарядов.

Средняя мощность определяется формулой Найквиста:

$$P_{ш} = 4kT Df ,$$

где k – постоянная Больцмана;

T – температура, К;

Df – диапазон рабочих частот, Гц.

Действующее значение напряжения шумов связано с их мощностью уравнением

$$P_{ш} = \frac{U_{ш}^2}{R} .$$

Из этой формулы следует:

$$U_{ш}^2 = P_{ш} \cdot R = 4kTDfR ,$$

где $P_{ш}$ – мощность, Вт;

$U_{ш}$ – напряжение, В;

R – сопротивление, Ом;

k – постоянная Больцмана;

T – температура, К;

Df – диапазон рабочих частот, Гц.

При $T=293$ К это уравнение принимает следующий вид:

$$U_{ш} = 0,127\sqrt{RDf} .$$

Напряжение тепловых шумов имеет случайный характер. Кроме того, резистор имеет токовые шумы, возникающие при приложении электрического напряжения.

Действующее значение напряжения этих шумов в первом приближении находится из уравнения:

$$U_{шн} \approx K_1 U \sqrt{R l g \frac{f_2}{f_1}},$$

где K_1 – коэффициент пропорциональности для данного резистора;

U – напряжение на резисторе, В;

f_2, f_1 – полоса рабочих частот, Гц.

Обычно уровень этих шумов определяется коэффициентом

$$D = U_{ш} / U,$$

где $U_{ш}$ – напряжение шума, В;

U – напряжение на резисторе, В.

Основная причина появления этих шумов — временное изменение объектной концентрации электронов и изменение контактных сопротивлений между зернами вещества.

Каковы значения этих шумов?

Для резисторов группы А (~1...5 мкВ/В).

У регулирующих резисторов до 50 мкВ/В (резисторы типа СП).

У проволочных резисторов ~0,1 мкВ/В.

Обычно схема содержит множество резисторов, и все они создают суммарное напряжение шумов, равное

$$U_{ш\Sigma} = \sqrt{U_{шт_1}^2 + \dots + U_{шт_n}^2 + U_{шн_1}^2 + \dots + U_{шн_n}^2},$$

где $U_{шт_1}, U_{шт_n}$ – напряжение тепловых шумов n-го резистора;

$U_{шн_1}, U_{шн_n}$ – напряжение токовых шумов от отдельных резисторов.

Всякий резистор является конструкцией, характеризующейся формой, объемом, размерами.

Поэтому в эквивалентную схему резистора, кроме сопротивления R , входят катушка индуктивности L и конденсатор C (рисунок 2.2). Емкость появляется между элементами и участками резистора.



Рисунок 2.2 – Эквивалентные схемы резисторов

Наличие индуктивности и емкости приводит к появлению реактивной составляющей и также к некоторому искажению эквивалентного значения активной составляющей.

Кроме того, у проволочных резисторов из-за поверхностного эффекта сопротивление является функцией частоты.

Но это сказывается только на высоких частотах. Так, например, для медного провода диаметром 1мм при частоте $f=10$ кГц, сопротивление увеличивается всего на 0,01 %.

Относительная частотная погрешность

$$g = \frac{Z - R}{R} \cdot 100\%,$$

где Z – полное сопротивление на частоте f .

На практике индуктивность L и емкость C неизвестны. Поэтому для некоторых резисторов в технических условиях дается значение обобщенной постоянной t_{max} .

$$t_{max} = \left| t_L^2 - t_C^2 + 2t_L t_C - w^2 t_L^2 t_C^2 \right|,$$

где $t_L=L/R$, $t_C=RC$;

w – рабочая частота.

Резистор типа МЛТ проволочный имеет $t_{max}=10^{-8}$ с, высокоомный С5-15 – $t_{min} \approx 1$ мкс.

2.2 Старение резисторов

При длительной эксплуатации сопротивление резистора R меняется. Например, сопротивление С2-6 может измениться до 20 % после 15000 ч эксплуатации.

2.3 Номинальные сопротивления

Согласно действующей нормативно-технической документации постоянное сопротивление должно соответствовать одному из шести рядов Е6, Е12, Е24, Е48, Е96, Е192.

Значение сопротивления находят умножением или делением на 10^n , где n – целое положительное или 0, чисел, входящих в состав ряда.

Так, например, для ряда Е6 эти числа равны:

1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8.

Ряд допустимых отклонений также нормирован:

$\pm 0,001$; $\pm 0,002$; $\pm 0,005$; $\pm 0,01$; $\pm 0,02$; $\pm 0,05$; $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; $\pm 1,0$; $\pm 2,0$; $\pm 5,0$; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 .

Соответственно в буквенных обозначениях: E, L, R, P, U, X, B, C, D, F, G, I, K, M, N.

2.4 Система обозначений

Система предусматривает как полные, так и краткие обозначения. Полное обозначение в конструкторской документации КД имеет следующий вид, например: P1-33H-0, 25 Вт - 100кОм ± 2% А · 0.467-0.27ТУ.

Оно состоит из сопроводительного обозначения P1-33H-0 и обозначения основных параметров резистора 25 Вт - 100 кОм ± 2%А, А – группа по уровню шумов. 0.467-0.27ТУ – документ на поставку.

Рассмотрим сопроводительное обозначение:

Подкласс сопротивлений	P 1	-	33H	-	0	Регистрационный номер каждого типа.
P - постоянное						Например, P1-26
РП - переменное			1 - непроволочные			постоянный про-
НР - наборы R			2 - проволочные			волочный

В настоящее время используются резисторы, которые в новых разработках не рекомендуется применять. Например: С2-26, МЛТ, ПКВ, СП0 и другие.

До 1980 года существовал ГОСТ 13453-75 и были приняты следующие обозначения:

- С – постоянные резисторы;
- СП – переменные;
- СТ – термосопротивления;
- ФР – фоторезисторы;
- СН – нелинейные резисторы;
- БП – бопометры.

Второй элемент в обозначении резисторов старых марок – цифры, характеризующие материал: 1 – углеродистые и бороуглеродистые; 2 – металлодиэлектрические и металлооксидные; 3 – композиционные объемные; 5 – проволочные; 6 – тонкослойные, металлизированные.

Третий элемент – порядковый номер разработки.

2.5 Кодированное обозначение

Буква обозначает множитель, на который умножаются цифровые обозначения.

R	K	M	G	T
1	10^3	10^6	10^9	10^{12}

Примеры:

0,1 Ом – R1 (E1);

10 Ом – 10R (10E); 100 Ом – 100R (100E) или же K10;

100 кОм – 100K или M10;

1 МОм – 1M0; 33,2 МОм – 33M2;

100 МОм – 100M или G10;

590 МОм – 590M.

Например, резистор с номинальным сопротивлением 475 Ом и допуском $\pm 2\%$ обозначается K475G.

Кроме всего сказанного, маломощные резисторы с допуском от 2 до 10 % имеют стандартные значения сопротивления и стандартную цветовую маркировку (рисунок 2.3).

Две первые цифры и множитель определяют номинальное сопротивление.

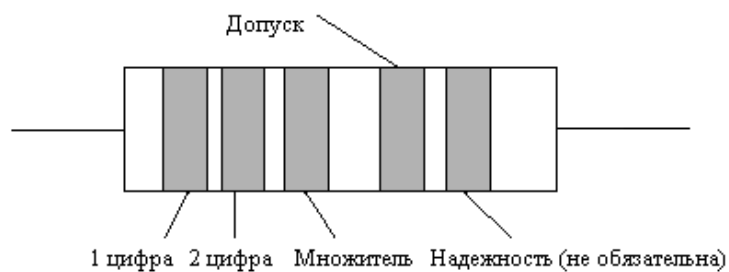


Рисунок 2.3 – Цветовая маркировка резисторов

Соответствие между цветом полос и цифровыми значениями приведено в таблице 2.1.

Номинальные значения допуска соответствуют следующим цветовым полосам:

- красный – 2 %;
- золотой – 5 %;
- серебряный – 10 %;
- отсутствует – 20 %.

Пример:

Красный – желтый – оранжевый – золотой, это 24 кОм с 5 % допуском.

Таблица 2.1 – Расшифровка цифровой маркировки резисторов

Цифра	Цвет	Множитель	Число нулей
	Серебро	0,01 Ом	-2
	Золотой	0,1 Ом	-1
0	Черный	1 Ом	0
1	Коричневый	10 Ом	1
2	Красный	100 Ом	2
3	Оранжевый	1 кОм	3
4	Желтый	10 кОм	4
5	Зеленый	100 кОм	5
6	Голубой	1 МОм	6
7	Фиолетовый	10 МОм	7
8	Серый		
9	Белый		

2.6 Основные параметры резисторов

При конструировании и эксплуатации электронной аппаратуры необходимо учитывать следующие основные параметры резисторов:

- номинальное сопротивление;
- допустимое отклонение от номинального значения;
- номинальная мощность рассеивания (максимальная мощность, которую резистор может рассеивать без изменения своих параметров);
- предельное рабочее напряжение;
- температурный коэффициент сопротивления (характеризует изменение сопротивления при изменении температуры на 1°C)

$$TKC = \frac{DR}{R_1 Dt} \cdot 100\%,$$

где R_1 – сопротивление при нормальных условиях, Ом;

Dt – предельная разность температур;

- уровень собственных шумов D (мкВ/В);
- максимальная температура окружающей среды для номинальной мощности рассеивания;
- коэффициент напряжения

$$K_U = \frac{R_1 - R_2}{R_1} \cdot 100\%,$$

где R_1, R_2 – сопротивления, измеренные при напряжениях, соответствующих 10 % и 100 % номинальной мощности рассеивания, Ом;

- влагоустойчивость и термостойкость.

Промышленность в настоящее время выпускает:

- резисторы общего назначения МЛТ, ОМЛТ, С2-6, С2-8, С2-11, С2-22 и др.;
- прецизионные ОМЛТ, МГП, С2-1, С2-13, С2-14, С2-14, С2-31;
- высокоомные КВМ, КЛМ, С3-10, С3-14 и т.п.;
- высоковольтные КЭВ, С3-9, С3-14 и пр.;
- высокочастотные С2-10, С2-34, С3-8 и др.

Номенклатура подстроечных и регулировочных резисторов также очень широка:

СП5-1; СП5-6; РП-25; РП-80; СП-5-21;
СП5-30; СП5-54, СП3-10 и др.

На практике кроме линейных резисторов используются:

- термозависимые R (терморезисторы);
- нелинейные (варисторы).

2.7 Терморезисторы

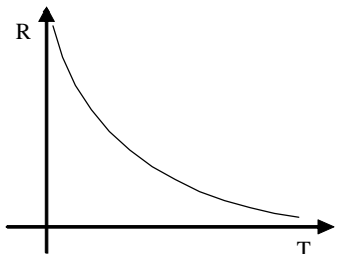


Рисунок 2.4 – Зависимость сопротивления от температуры

В полупроводниковых резисторах

$$R(T) = R_0(T_0)e^{\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}},$$

где R_0 – сопротивление при $T_0=293$ К;
 B – постоянная для данного типа сопротивления (рисунок 2.4).

При прохождении электрического тока выделяется тепло и сопротивление изменяется.

В некоторых случаях, сопротивление меняется принудительно от внешнего нагревателя. Такие резисторы называются подогреваемыми, или терморезисторами с косвенным подогревом, их характеристика показана на рисунке 2.5

Применение – параметрическая термостабилизация цепей.

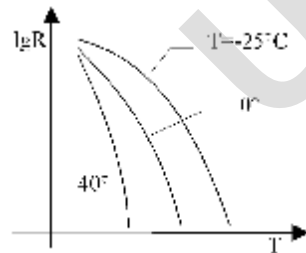


Рисунок 2.5 – Зависимость сопротивления терморезистора при косвенном подогреве

2.8 Варисторы

Изготавливаются варисторы, как правило, из карбида кремния.

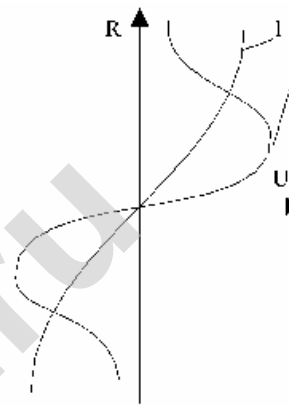


Рисунок 2.6 – Зависимость сопротивления варистора от приложенного напряжения

Нелинейность варистора возникает из-за зернистой структуры (автоэлектронная эмиссия из острых углов и граней, пробой и т.п.). Характеристика зависимости сопротивления от приложенного напряжения показана на рисунке 2.6. Характеристика 2 имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Такие резисторы называют негисторами, их ВАХ описывается формулой

$$I = \frac{U}{R_0} e^{a\sqrt{U}},$$

где a – постоянная нелинейности; R_0 – начальное статическое сопротивление.

2.9 Обозначения резисторов

Обозначения резисторов приведены на рисунке 2.7.



Рисунок 2.7 – Условные графические обозначения резисторов

Лекция № 3 ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ. КОНДЕНСАТОРЫ

Конденсатор – элемент электрической цепи, состоящий из проводящих элементов, разделенных диэлектриком, и предназначенный для использования его емкости.

Емкость — отношение заряда конденсатора к той разности потенциалов, которую заряд сообщает конденсатору.

$$C = q/U,$$

где C – емкость Ф, мкФ, нФ, пФ;

q – заряд, Кл;

U – напряжение, В.

$1 \text{ Ф} = 10^6 \text{ мкФ} = 10^9 \text{ нФ} = 10^{12} \text{ пФ}$.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon \cdot S}{d},$$

где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$.

Наиболее часто используемые материалы имеют диэлектрические проницаемости, представленные в таблице 3.1

Таблица 3.1 – Диэлектрические проницаемости материалов

Материал	ϵ
Воздух	1,006
Кварц	2,8
Стекло	4...16
Слюда	6...8
Керамика	12...230
Сегнетокерамика	900...80000
Конденсаторная бумага	3,5...6,5
Лавсан	3,2...3,4
Фторопласт	2...2,7
Оксидные пленки	10...46

При заряде конденсатора затрачивается энергия

$$W = \frac{CU^2}{2}.$$

3.1 Классификация. Система условных обозначений

Первая буква или сочетание букв обозначают подкласс конденсатора. К – постоянный конденсатор, КТ – подстроечный, КП – переменной емкости.

Второй элемент – обозначение группы в зависимости от материала диэлектрика.

Третий элемент обозначает регистрационный номер.

Все это не распространяется на старую систему. В ней были приняты следующие обозначения:

КД – конденсаторы дисковые;

КМ – керамические монолитные;

КЛС – керамические литые секционные;

КСО – слюдяные опрессованные;

СГМ – слюдяные герметизированные малогабаритные;
 КБГЧ – бумажные герметизированные изолированные;
 КБГУ – бумажные герметизированные частотные;
 КЭГ – электролитические герметизированные;
 ЭТО – электролитические танталовые;
 КПК – подстроечные керамические.

Вид конденсаторов	Обозначение группы
Керамические <1600 В	10
Керамические >1600 В	15
Стекланные	21
Стеклокерамические	22
Тонкопленочные с неорганическим диэлектриком	26
Слюдяные средней мощности	31
Слюдяные большой мощности	32
Бумажные <2 кВ	40
Бумажные >2 кВ	41
Бумажно-металлизированные	42
Оксидно-электролитические алюминиевые	50
Оксидно-электролитические тантал, ниобий	51
Объемно-пористые	52
Оксидно-полупроводниковые	53
Воздушные	60
Вакуумные	61
Полистирол	71(70)
Фторопласт	72
Полиэтилентерефталат	73(74)
Комбинированные	75
Лакопленочные	76

Рассмотрим **примеры:**

1. К10-17 – керамический конденсатор постоянный U<1600 В с регистрационным номером 17.
2. КТ4-25 – подстроечный керамический с регистрационным номером 2.
3. К10-7В – «В» все климатическое исполнение.
 Группы ТКЕ М47, номинальной емкостью 27 пФ, с допуском ±10% по ГОСТ 5621-70 имеют полное обозначение К10-7В-М47-27 пФ ± 10% ГОСТ 5621-70.

4. К50-7а-250В-100 мкФ-В ГОСТ 5635-70 – конденсатор оксидно-электролитический К50-7, конструктивный вариант «а», 250 В, 100 мкФ, все климатического исполнения «В».

5. КПК-М-2/7 ГОСТ 5500-76 – конденсатор подстроечный с твердым керамическим диэлектриком КПК-М. Пределы 2...7 пФ.

3.2 Номинальные емкости

Значения номинальных емкостей конденсаторов стандартизованы и имеют значения, сосредоточенные в 7 рядах: Е3, Е6, ..., Е192.

В производстве используются Е3, Е6, Е12, Е24.

3.3 Номинальные напряжения и токи

Амплитуда переменного напряжения не должна превышать напряжения, рассчитанного исходя из допустимой реактивной мощности.

$$U = 565 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{P_{\text{рдоп}}}{fC}},$$

где U – амплитуда переменного напряжения, В;
 $P_{\text{рдоп}}$ – допустимая реактивная мощность, Вт;
 f – частота, Гц;
 C – емкость, пФ.

3.4 Тангенс угла диэлектрических потерь

Отношение активной электрической мощности к реактивной мощности для конденсатора называется тангенсом диэлектрических потерь конденсатора:

$$\operatorname{tg} d = \frac{P_a}{P_p} = \frac{UJ \cos j}{UJ \sin j} = \frac{\cos(90^\circ - d)}{\sin(90^\circ - d)} = \frac{\sin d}{\cos d} = \operatorname{tg} d.$$

3.5 Эксплуатационная надежность

На нее влияют следующие факторы:

- электрические нагрузки;
- климатические нагрузки;
- механические нагрузки;
- радиационное воздействие.

Воздействия бывают обратимые и необратимые.

При низких температурах ($<60^{\circ}\text{C}$) оксидные конденсаторы с жидким и пастообразным диэлектриком не работают, но при повышении температуры свойства восстанавливаются.

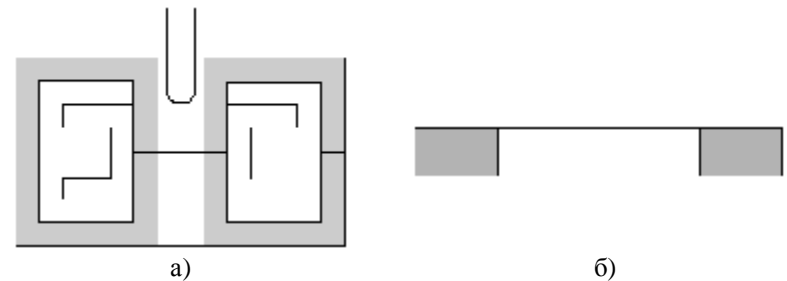
Лекция № 4 КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ. ТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ

4.1 Катушки индуктивности

Катушки индуктивности, как правило, не являются комплектующими изделиями, как резисторы и конденсаторы. Они изготавливаются на заводах и имеют те параметры, которые необходимы для конкретных изделий. Катушки индуктивности, как правило, имеют цилиндрическую или спиральную форму витков и выполняются как однослойными, так и многослойными. Характер намотки зависит от назначения. Используют различные приемы:

1. Для уменьшения межвитковой емкости витки укладываются на каркасе с определенным шагом или применяются специальные методы намотки. Например, витки укладываются не параллельно, а под углом друг к другу (универсальная намотка).
2. Для увеличения индуктивности и повышения добротности используются магнитопроводы с постоянными или регулируемыми параметрами.

Наиболее широкое распространение получили магнитопроводы, схематично представленные на рисунках 4.1, а и 4.1, б.



а – броневой магнитопровод; б – тороидальный магнитопровод

Рисунок 4.1 – Конструктивное исполнение магнитопроводов

Изменение их индуктивности осуществляется с помощью сердечников. Сердечники могут быть из ферромагнитных материалов или диамагнетиков.

Ферромагнитные материалы имеют удельную магнитную проницаемость $\mu > 1$ и увеличивают индуктивность. Диамагнетики имеют $\mu < 1$ и уменьшают индуктивность (латунь, медь).

Диамагнетики обычно используются на высоких частотах. На низких (менее 1 кГц) частотах в качестве магнитопроводов используется пермоллой в виде тонких пластин толщиной 0,002...0,1 мм, свитых в ленты.

Точный расчет очень сложен. Поэтому обычно пользуются эмпирическими формулами.

Далее приводятся несколько эмпирических формул, пригодных для практических расчетов:

1. Индуктивность однослойной катушки со сплошной намоткой на цилиндрическом каркасе определяется по следующим трем формулам:

$$L = \frac{D^2 w^2}{1000l + 440D}, \quad L = \frac{0,02 \cdot D^2 w^2}{9D + 20l}, \quad L = \frac{0,01 \cdot D^2 w^2}{4D + 11l} \quad [\text{мкГн}],$$

где D – диаметр катушки, см;

w – число витков;

l – длина намотки, мм.

Первая и вторая формулы используются при $l > D/2$, третья при $l \leq D/2$.

2. Имеется универсальная формула для однослойной катушки со сплошной намоткой:

$$L = \frac{0,01Dw^2}{\frac{l}{D} + 0,44},$$

где D – диаметр катушки, см;

l – длина намотка, см;

w – число витков.

3. Для многослойной катушки индуктивности используется формула

$$L = \frac{0,08D_{cp}^2 w}{3D_{cp} + 9l + 10t},$$

где l – длина намотки, см;

t – радиальная глубина намотки (рисунок 4.2).

Упрощенная формула:

$$L = L_0 w^2 D \cdot 10^{-3},$$

где L_0 – поправочный коэффициент, приводимый в специальных таблицах.

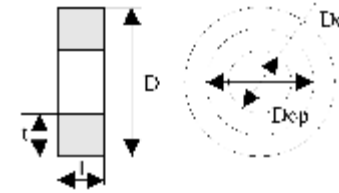


Рисунок 4.2 – Основные габаритные размеры сердечника

4. Индуктивность секционированной катушки определяется по формуле:

$$L = L_C [n + 2K(n - 1)],$$

где L_C – индуктивность секции;
 K – коэффициент связи между секциями.
 Что еще характеризует катушку индуктивности?
 Собственная емкость катушки

$$C_0 = \frac{6,28D}{3,6 \arccos(h \cdot \frac{t}{d})}$$

Схема определения параметров приведена на рисунке 4.3.

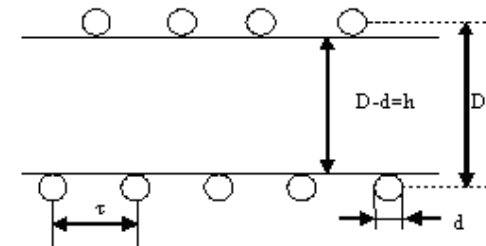


Рисунок 4.3 – Схема определения параметров катушки индуктивности

Если катушка намотана с большим шагом, то $C_0 \approx 0,5D$.

Если виток к витку, то $C_0 \approx 1,5D$.

Сопротивление катушек переменному току

$$R_f = \frac{Dw\sqrt{f}}{380} \left(1 - \frac{w^2 d^2}{50 \cdot l^2} \right),$$

где d – диаметр провода, мм;
 f – частота, МГц;
 l – длина катушки, см;
 w – число витков.

Индуктивность может быть существенно изменена введением сердечника. Наличие магнитных сердечников увеличивает рабочую частоту контура (дроссель с цилиндрическим сердечником).

Индуктивность тороидальной катушки с сердечником любого сечения

$$L = \frac{1,26 m_e w^2 S_c}{l_{cp}} \cdot 10^{-3} \quad [\text{мкГн}],$$

где $l_{cp} = p \left(\frac{D+d}{2} \right)$ – длина средней магнитной линии, см;

S_c – площадь сечения, см²;

m_e – магнитная проницаемость.

Если магнитопровод имеет форму, показанную на рисунке 4.4, то индуктивность рассчитывается по предложенной формуле:

$$l_{cp} = 2 \left(b + h + \frac{pa}{4} \right).$$

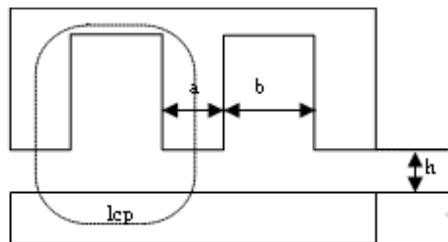


Рисунок 4.4 – Схема определения параметров для расчета индуктивности магнитопровода

Если сердечник из электротехнической стали, то

$$L = \frac{w^2 S_c}{2l_{cp}} \cdot 10^{-5},$$

где a , b и h – размеры, показанные на рисунке 4.4.

4.2 Трансформаторы, дроссели

Для преобразования электрической энергии и ее передачи из одной цепи в другую используются трансформаторы.

Преобразовывать можно основные параметры электрической энергии в цепях переменного тока (напряжение, силу тока, частоту, число фаз) и форму кривой.

4.3 Параметры трансформаторов

1. Электромагнитной мощностью трансформатора $S_{эм}$ называется мощность, передаваемая из первичной обмотки во вторичную электромагнитным путем; она равна произведению действующего значения ЭДС этой обмотки на величину тока нагрузки, т.е. $S_{эм} = E_2 \cdot I_2$, [В·А].

2. Полезной, или отдаваемой, мощностью трансформатора S_2^* называется произведение действующего напряжения на вторичной обмотке на величину ее нагрузочного тока, т.е. $S_2^* = U_2 \cdot I_2$ (при активной нагрузке вся мощность, отдаваемая в нагрузку, является активной).

3. Расчетной мощностью S_1 называется произведение действующего значения тока, протекающего по обмотке, на величину напряжения на ее клеммах. (Эта мощность характеризует собой габаритные размеры обмотки.) Расчетная мощность первичной обмотки равна произведению напряжения на ее зажимах и тока в первичной обмотке:

$$S_1 = U_1 \cdot I_1, \quad [\text{В} \cdot \text{А}].$$

При работе на чисто активную нагрузку отдаваемая им мощность равна расчетной. В трансформаторах, работающих на выпрямительные схемы, токи в первичной и вторичной цепях не являются синусоидальными. Кроме того, через вторичную обмотку может протекать постоянный выпрямительный ток, что приводит к росту намагничивающего тока трансформатора. Поэтому в выпрямительных трансформаторах расчетная мощность всегда больше, чем активная.

4. Типовая, или габаритная, мощность трансформатора

$$S_{мин} = \frac{1}{2}(S_1 + S_2 + \mathbf{K}),$$

где S_1, S_2, S_3 – расчетная мощность обмоток трансформаторов.

5. Потери в магнитопроводе подразделяются:

- на потери на гистерезис (перемагничивание стали);
- потери на вихревые токи в сердечнике:

$$P_{сг} = K_p P_1 B_{max}^2 G_{ср},$$

- где K_p – коэффициент размерности, $1/Тл^2$;
 P_1 – удельные потери в стали выбранной марки;
 B_{max} – магнитная индукция;
 G_{cp} – масса магнитопровода.
6. Потери в обмотках $P_M = I^2 r$.
 7. Коэффициент полезного действия – КПД.

4.4 Маркировка трансформаторов

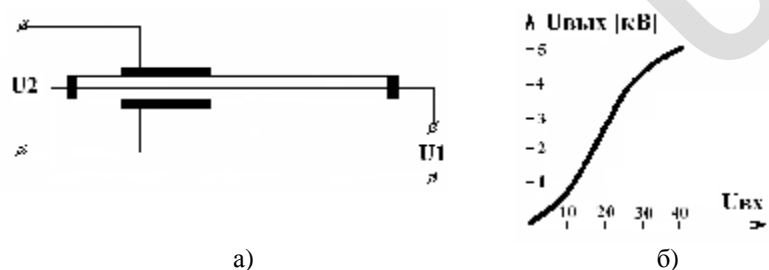
При использовании трансформаторов следует учитывать, что маркировка трансформаторов определяет их функциональное назначение.

В настоящее время принята следующая система обозначений:

- ТА – трансформатор анодный;
- ТН – накальный;
- ТАН – анодно-накальный;
- ТПП – трансформатор питания устройств на полупроводниковых приборах;
- ТС – трансформатор питания бытовой аппаратуры;
- ТТ – трансформатор питания тороидальный;
- ТВТ – трансформатор входной для транзисторных устройств;
- ТОТ – трансформатор выходной для транзисторных устройств;
- ТМ – согласующий для транзисторных устройств;
- ТИ – импульсный;
- ТИМ – импульсный маломощный.

4.5 Пьезотрансформаторы

Принцип работы пьезотрансформатора основан на пьезоэффекте. Конструкция и характеристики показаны на рисунке 4.5.



а – конструкция; б – передаточная характеристика

Рисунок 4.5 – Пьезотрансформатор

Лекция № 5 ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЕ ПЕРЕХОДЫ

5.1 Образование электронно-дырочного перехода. Электронно-дырочный переход в состоянии равновесия

Электронно-дырочным или n-p-переходом называется переходной слой между областями полупроводника с различными типами проводимости. Свойства n-p-переходов определяются соотношением концентраций доноров и акцепторов, их распределением по объему n-p-областей и геометрией областей.

При рассмотрении свойств n-p-переходов принято пользоваться понятием металлургической границы, под которой понимается поверхность в полупроводнике, на которой концентрация акцепторной примеси N_a соответствует концентрации донорной примеси N_d . Для простоты считается, что металлургическая граница плоская.

Некоторые понятия:

– Если концентрация доноров в n-области равна концентрации акцепторов в p-области ($N_d=N_a$), то переход называется **симметричным**.

– Если концентрации не равны ($N_d \neq N_a$), то переход называется **несимметричным**. Симметричные переходы встречаются реже, чем несимметричные.

– В том случае, если концентрации примесей различаются на порядок и более, переходы называются **односторонними** и обозначаются n^+p или p^+n . Индекс (+) присваивается области с большей концентрацией. Далее мы будем рассматривать именно такие переходы.

– Если концентрация примесей на границе раздела областей с различной проводимостью изменяется в пределах расстояния, приблизительно равного диффузионной длине, то переход называется **резким**. Если это изменение происходит на расстояниях больших диффузионной длины, то переход называется **плавным**.

Даже при комнатной температуре примесные атомы практически все ионизированы, поэтому концентрации основных носителей в n- и p-областях $n_{no} \approx N_d$, $p_{no} \approx N_a$. Кроме того, в обеих областях имеется некоторое количество неосновных носителей-дырков в n-области (p_{no}) и электронов в p-области (n_{po}). Равновесие соответствует внешнему напряжению на переходе, равному нулю.

Прямую, перпендикулярную к металлургической границе, примем за ось X с началом в точке пересечения прямой с металлургической границей.

По обе стороны от металлургической границы градиенты концентраций электронов $\frac{dn}{dx}$ и дырок $\frac{dp}{dx}$ отличны от нуля, эти градиенты вычисляются по формулам (рисунок 5.1):

$$\frac{dn}{dx} = \frac{n_{n0} - n_{p0}}{l_0}; \quad \frac{dp}{dx} = \frac{p_{p0} - p_{n0}}{l_0},$$

где l_0 – ширина перехода.

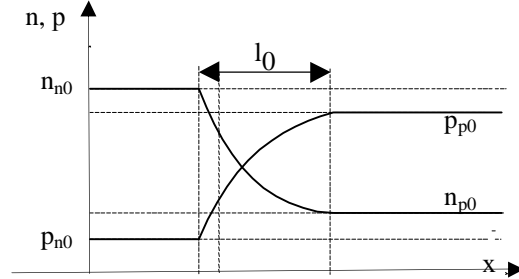


Рисунок 5.1 – Распределение концентраций носителей заряда относительно металлургической границы

Как распределяются электроны и дырки в этих областях? В результате разности потенциалов электронов и дырок в разных областях возникает их диффузионное движение: дырки движутся из p-области в n-область, а электроны из n-области в p-область.

Если бы электроны и дырки были нейтральными, то концентрация бы выровнялась. Реально диффузия сопровождается перераспределением зарядов в слое шириной l_0 вблизи металлургической границы.

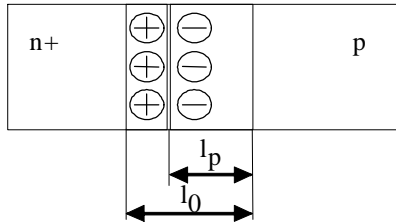


Рисунок 5.2 – Распределение зарядов в области перехода

В результате часть n-области, в которую пошли дырки, стала положительно заряженной относительно p-области. На рисунке 5.2 показано знаком (+), что в приконтактных слоях n-области остается uncompensated positive charge неподвижных ионов донорных примесей. Он возникает вследствие ухода электронов в p-область и рекомбинации там с дырками, диффундирующими из p-области.

Точно также в p-области остаются отрицательные ионы (знак (-)).

Этот слой называется двойным электрическим, т.к. создает электрическое поле. Распределение потенциала ΔF и напряженности поля E_n показано на рисунках 5.3 и 5.4.

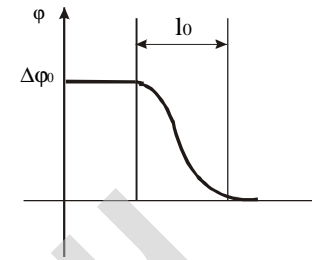


Рисунок 5.3 – Распределение электрического потенциала вдоль электронно-дырочного перехода

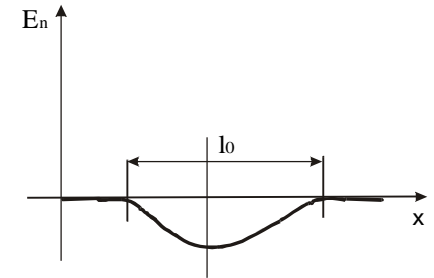


Рисунок 5.4 – Распределение напряженности поля вдоль электронно-дырочного перехода

Поскольку переход является односторонним (т.е. $n_{п0} > p_{п0}$), диффузия дырок малосущественна. Двойной слой неподвижных зарядов называется обедненным, или заборным, слоем. Так как концентрация основных носителей в слое невелика, то его сопротивление значительно больше сопротивления участков, лежащих за пределами зоны l_0 . Переход в целом нейтрален. Заряд с одной стороны металлургической границы соответствует заряду с другой стороны.

Поскольку концентрации примесей в n- и p-областях различны, различны и плотности объемных зарядов, что показано на рисунке 5.5.

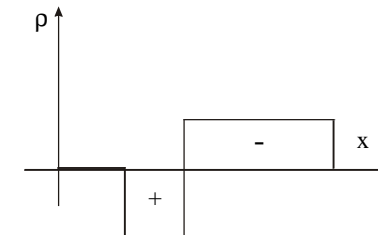


Рисунок 5.5 – Распределение плотностей объемных зарядов вдоль электронно-дырочного перехода

Поэтому ширина обедненного слоя в n- и p-областях неодинакова, и односторонний переход почти полностью расположен в p-области, т.е. там, где носителей меньше.

$$l_0 \approx l_p,$$

где l_p – размер, расположенный в р-области.

Высота потенциального барьера $\Delta\phi_0$ определяется как разность электростатических потенциалов в n- и р-областях.

В конечном счете $\Delta\phi_0$ определяется отношением концентраций однотипных носителей заряда по обе стороны.

Пример: Если $N_d = 10^{19} \text{ см}^{-3}$, $N_A = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ и собственная концентрация носителей заряда в кремнии $n_i = 2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$, то $\Delta\phi_0 = 0,83$. При температуре T , равной 300 К, ширина обедненного слоя l_0 равна 0,3 мкм.

Напряженность электрического поля растет по мере развития диффузионного движения носителей зарядов и, следовательно, увеличения объемного заряда q , образуемого неподвижными ионами. Вектор напряженности электрического поля направлен так, что поле препятствует диффузионному движению основных носителей.

С ростом напряженности поля интенсивность движения основных носителей уменьшается. Вместе с тем под действием E_p возникает движение неосновных носителей q : дырок из n- в р-области и электронов из р- в n-области. Через границу идут встречные потоки и, следовательно, текут токи. Диффузионное движение n и p образует единый ток плотностью $j_d = j_{pd} + j_{nd}$. Для дрейфового тока

$$j_d = j_{pd} + j_{nd} = 0.$$

Равновесие достигается, когда полный ток равен 0.

5.2 Электронно-дырочный переход при подключении внешнего напряжения

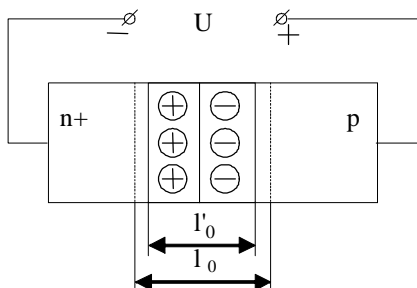


Рисунок 5.6 – Прямое подключение электронно-дырочного перехода

Подключим к p-n-переходу напряжение U . Полярность напряжения такова, что (-) источника соединен с n^+ областью (рисунок 5.6).

Сопротивление обедненного слоя много больше сопротивлений других участков и поэтому напряжение прикладывается к обедненному слою. В этом случае высота потенциального барьера уменьшится до

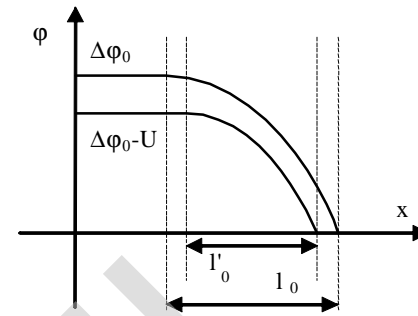


Рисунок 5.7 – Уменьшение высоты потенциального барьера при подключении прямого напряжения

величины, равной $Dj_0 - U$, что показано на рисунке 5.7.

Напряжение, уменьшающее высоту потенциального барьера, называется прямым в переходе, и ширина обедненного слоя при этом уменьшается. Равновесное состояние при этом нарушается диффузионным движением электронов из n-области в p-область и дырок в обратном направлении. Так как $\frac{dn}{dx} > \frac{dp}{dx}$, то диффузионное

движение электронов из n- в p-области значительно интенсивнее, чем движение дырок в обратном направлении.

У границ обедненного слоя повышается концентрация неосновных носителей: электронов в p-области (n_{pu}) и дырок в n-области (p_{nu}). Концентрации n_{pu} и p_{nu} являются неравновесными.

Так как в p- и n-областях возникают градиенты концентрации дырок $p_{nu} \gg p_{n0}$ и электронов $n_{pu} \gg n_{p0}$, то дырки диффундируют от границы перехода в n-область, постепенно рекомбинируя с электронами, а электроны движутся в другом направлении и рекомбинируются с дырками.

Связь между неравновесными и равновесными концентрациями определяется формулами:

$$p_{nu} = p_{n0} e^{\frac{U}{j_T}}; \quad n_{pu} = n_{p0} e^{\frac{U}{j_T}}.$$

Для получения теоретической ВАХ p-n-перехода определим избыточные граничные концентрации Δn_{pu} и Δp_{nu} :

$$\Delta n_{pu} = n_{p0} \left(e^{\frac{U}{j_T}} - 1 \right)$$

$$\Delta p_{nu} = p_{n0} \left(e^{\frac{U}{j_T}} - 1 \right)$$

Делим одно на другое и, учитывая, что $np = n_i^2$ (n_i – концентрация собственного полупроводника) и $n_{n0} = N_D$, $p_{p0} = N_A$, получим:

$$\frac{Dn_{pu}}{Dp_{nu}} = \frac{N_A}{N_D}$$

Таким образом, при прямых напряжениях на переходе граничные концентрации превышают равновесные и имеет место процесс, называемый инжекцией, то есть введением носителей в область, где они являются неосновными.

У несимметричных переходов концентрация избыточных носителей в высокоомном слое больше, чем в низкоомном, и инжекция имеет односторонний характер. Инжектирующий слой, обладающий меньшим удельным сопротивлением, называется эмиттером, слой с большим удельным сопротивлением называется базой.

Если соединить источник, как показано на рисунке 5.8, то в этом случае все напряжение приложится к переходу.

Высота потенциального барьера возрастает до $\Delta\varphi_0 + U$, как показано на рисунке 5.9.

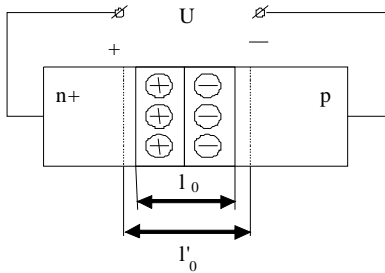


Рисунок 5.8 – Обратное подключение электронно-дырочного перехода

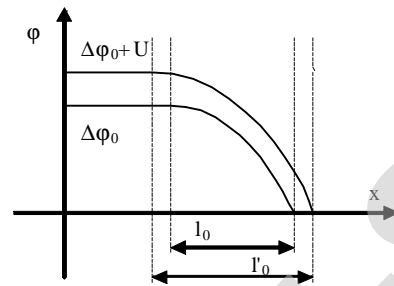


Рисунок 5.9 – Уменьшение высоты потенциального барьера при подключении прямого напряжения

Напряжение называется в этом случае обратным. Соответственно увеличивается напряженность поля в переходе и его ширина (по сравнению с $U=0$).

Дырки из n-области диффундируют в p-область, электроны из p-области в переход. Электрическое поле для них является ускоряющим.

При этом граничные концентрации неосновных носителей уменьшаются по сравнению с равновесными. Этот процесс называется **экстракцией**.

Выражения для Δn , Δp , приведенные ранее, верны, только необходимо подставить отрицательное напряжение.

5.3 Вольт-амперная характеристика электронно-дырочного перехода

В общем случае ток через p-n-переход включает электронную и дырочную составляющие, каждая из которых содержит диффузионную и дрейфовую компоненты.

При выводе ВАХ обычно полагают, что:

- а) ширина перехода очень мала (стремится к нулю);
- б) тепловой генерацией и рекомбинацией можно пренебречь.

Если считать, что на границах перехода электрическое поле равно 0, то токи инжектируемых носителей будут чисто диффузионными. Тогда для граничных концентраций:

$$\left. \frac{d(Dn)}{dx} \right|_{x=0} = -\frac{Dn_{p0}}{L_n}; \quad \left. \frac{d(Dp)}{dx} \right|_{x=0} = \frac{Dp_{n0}}{L_p},$$

где L_n , L_p – диффузионные длины электронов и дырок.

Знак (+) градиента концентрации дырок означает, что дырки движутся из базы в эмиттер, в направлении отрицательных значений X. Подставляя сюда выражения для градиента концентраций электронов и дырок, получим:

$$j_{p0} = -qD_p \frac{dp}{dx}; \quad j_n = qD_n \frac{dn}{dx}.$$

$$j_n = \frac{qD_n}{L_n} n_{p0} \left(e^{\frac{U}{j\tau}} - 1 \right); \quad j_p = \frac{qD_p}{L_p} p_{n0} \left(e^{\frac{U}{j\tau}} - 1 \right).$$

Поскольку переход является односторонним, (n^+ -p) $j_n \gg j_p$.

Просуммируем плотности токов и, умножив их на площадь перехода, получим:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{j\tau}} - 1 \right),$$

где $I_0 = \frac{qD_n S}{L_n} n_{p0} + \frac{qD_p S}{L_p} p_{n0}$.

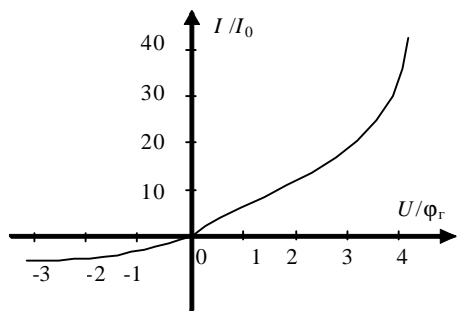


Рисунок 5.10 – ВАХ р-п-перехода

Эта формула определяет ВАХ р-п-перехода (рисунок 5.10).

I_0 называется обратным тепловым током перехода. При $|U| > 3\phi_T$ величина тока становится независимой от напряжения.

На практике в кремниевых переходах I_0 очень близко к нулю, и ток становится заметным при

$U = U^* = 0,7$ В, где U^* – напряжение открытого перехода.

$U = (U^* - 0,1)$ В – называется напряжением отпираания перехода.

В германиевых полупроводниках $U^* \approx 0,35$ В и ВАХ имеют вид, показанный на рисунке 5.11.

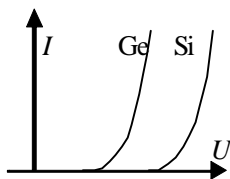


Рисунок 5.11 – Различие ВАХ германиевого и кремниевого электронно-дырочного перехода

5.4 Пробой электронно-дырочного перехода

При некотором значении обратного напряжения, приложенного к переходу, происходит резкий рост обратного тока. Это явление называется пробоем. ВАХ имеет вид, показанный на рисунке 5.12.

Существует два вида электрических пробоев:

- лавинный;
- туннельный.

Лавинный пробой возникает в полупроводнике с невысокой концентрацией примесей. В поле перехода на длине свободного пробега носители заряда приобретают энергию, достаточную для ионизации атомов полупроводника. Возникают дополнительные пары «электроны и дырки», увеличивающие ток через переход. Вновь образовавшиеся пары лавинообразно ионизируют атомы, и ток нарастает. Рост тока происходит при постоянном напряжении.

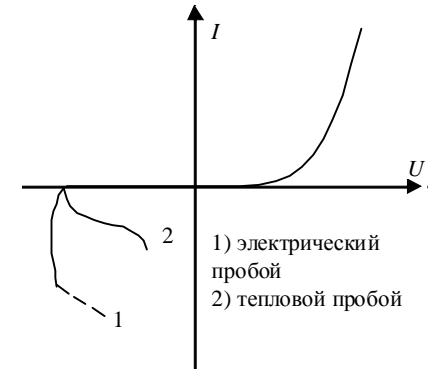


Рисунок 5.12 – ВАХ, иллюстрирующие пробой электронно-дырочного перехода

Туннельный пробой характерен для переходов, образованных полупроводником с высоким уровнем легирования. Ширина перехода при этом очень мала, а напряженность поля велика. Электроны, не обладая достаточной энергией, за счет туннельного эффекта преодолевают барьер. Электрический пробой не приводит к разрушению перехода.

Тепловой пробой возникает, когда от перехода отводится тепла меньше, чем выделяется. Подводимая мощность $P_{\text{подв}}$, равная

$$P_{\text{подв}} = I_0 U_{\text{обр}},$$

тратится на нагрев полупроводника.

В результате электрического пробоя температура возрастает и число генерируемых носителей растет, растет и ток. Переход разогревается еще больше. Увеличение тока приводит к уменьшению напряжения. Тепловой пробой необратим и разрушает переход.

5.5 Емкости электронно-дырочного перехода

В зависимости от приложенного напряжения меняется ширина перехода. Наличие разноименных зарядов по обе стороны от металлургической границы позволяет считать, что переход обладает электрической емкостью.

Различают барьерную и диффузионную емкости.

Барьерная емкость образуется неподвижными зарядами в обедненном слое и рассчитывается по формуле

$$C_{\bar{\sigma}} = \frac{C_{\bar{\sigma}0}}{(Dj_0 - U)^n},$$

где $C_{\bar{\sigma}0}$ – емкость при $U=0$.

$n = \frac{1}{2}$ – для ступенчатого перехода.

$n = \frac{1}{3}$ – для лавинного перехода.

При $U = \Delta\phi_0$ пользоваться формулой нельзя.

Зависимость $C_{\bar{\sigma}} = F(U)$ называется вольт-фарадной характеристикой (рисунок 5.13).

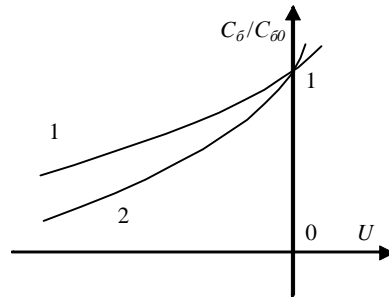


Рисунок 5.13 – Вольт-фарадная характеристика электронно-дырочного перехода

При прямом напряжении на переходе в результате инжекции происходит изменение объемных зарядов. В результате, помимо барьерной появляется диффузионная емкость C_d . Она зависит от прямого тока и находится по формуле

$$C_d = \frac{I}{j_T} t_n,$$

где I – прямой ток;

t_n – время жизни электронов для случая, когда ширина базовой области W_p больше диффузионной длины носителей L_n .

Если

$$W_p < L_n,$$

$$C_d = \frac{I}{j_T} \frac{W_p^2}{2D_n}.$$

При обратных напряжениях $C_d = 0$, поэтому учитывается только барьерная емкость.

Лекция № 6 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Диод – это электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним электрическим переходом и двумя выводами. Устройство диода показано на рисунке 6.1. База (Б) и эмиттер (Э) соединяются с металлическими выводами, обеспечивающими омические контакты с n- и p-областями. С их помощью диод включается во внешнюю цепь.

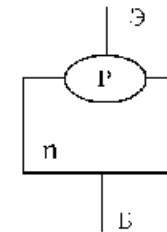


Рисунок 6.1 – Устройство полупроводникового диода

По назначению и характеру использования диоды подразделяются:

- на выпрямительные;
- стабилитроны;
- импульсные;
- варикапы и т.д.

Каждый вид определяется своими классификационными параметрами.

6.1 Вольт-амперная характеристика диода

Прежде всего вернемся к теоретически изученным ВАХ. Теоретическая ВАХ n-p-перехода и диода показаны на рисунке 6.2

Из рисунка 6.2 видно, что кривые отличаются друг от друга.

Чем это объяснить?

В области прямых токов это объясняется тем, что часть внешнего напряжения, приложенного к выводам диода, падает на объемном электрическом сопротивлении базы r_B (т.е. определяется объемом и собственным сопротивлением). r_B лежит в пределах 1...10 Ом. Падение напряжения на базе становится существенным для токов, больших,

чем единицы миллиампер. Кроме того, часть напряжения падает на сопротивлениях выводов. В результате напряжение на р-п-переходе будет меньше, чем напряжение на диоде.

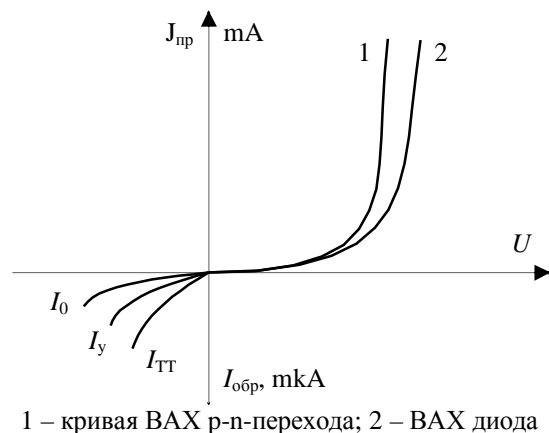


Рисунок 6.2 – ВАХ диода

Реальная характеристика в области прямых напряжений описывается выражением

$$I_{np} = I_0 \left(e^{\frac{U_{np} - I_{np} \cdot r}{J_T}} - 1 \right),$$

где U_{np} – напряжение, приложенное к выводам;
 r – суммарное сопротивление базы и выводов.

При увеличении обратного напряжения ток диода не остается постоянным и равным I_0 , а увеличивается.

Первая причина увеличения обратного тока заключается в термической генерации зарядов на переходе (что не учитывается при теоретическом выводе). Эта составляющая называется **током термогенерации** $I_{ТГ}$. С ростом обратного напряжения переход расширяется, количество генерируемых в нем носителей увеличивается и $I_{ТГ}$ растет.

Вторая причина — конечная величина проводимости поверхности кристалла, из которого изготовлен диод. Этот ток называется током утечки I_y . У современных приборов он всегда меньше тока термогенерации $I_{ТГ}$.

Таким образом, суммарный обработанный ток определяется выражением

$$I_{обр} = I_0 + I_{ТГ} + I_y.$$

6.2 Влияние температуры на ВАХ диода

С изменением температуры меняется ход прямой и обратной ветвей ВАХ диода. При увеличении температуры возрастает количество неосновных носителей в кристалле полупроводника и поэтому растет обратный ток перехода. Это обусловлено увеличением токов I_0 и $I_{ТГ}$, изменяющихся по законам:

$$I_0(T) = I_0(T_0)e^{a\Delta T}; \quad I_{ТГ} = I_{ТГ}(T_0)e^{b\Delta T},$$

где $I_0(T_0)$ – токи при температуре T_0 ;

$$\Delta T = T - T_0.$$

Для кремния $a = 0,09\text{K}^{-1}$, $b = 0,07\text{K}^{-1}$.

Ток утечки мало зависит от температуры, но может существенно меняться во времени. Поэтому он не определяет временную нестабильность обратной ветви ВАХ диода.

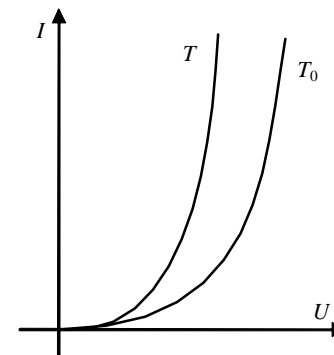


Рисунок 6.3 – Зависимость ВАХ диода от температуры

Теперь о прямой ветви ВАХ. Прямая ветвь с ростом температуры сдвигается влево и становится более крутой (рисунок 6.3). Это объясняется ростом обратного тока $I_{обр}$ и уменьшением собственного сопротивления базы γ_b , что, в свою очередь, уменьшает падение напряжения на базе, а напряжение на переходе растет при неизменном напряжении на выводах.

Для оценки температурной нестабильности прямой ветки вводится температурный коэффициент напряжения (ТКН):

$$g_T = \frac{DU}{DT},$$

показывающий, как изменится прямое напряжение на диоде с изменением температуры на 1°C . При фиксированном прямом токе в диапазоне от -60°C до $+60^\circ\text{C}$ $g_T \approx -2,3 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$

6.3 Основные типы диодов

6.3.1 Выпрямительные диоды

Назначение — преобразование переменного тока промышленной частоты в постоянный. Используются переходы с большой площадью для пропускания больших токов.

Кремневые выпрямительные диоды работают в диапазоне температуры от -60°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

Предельные электрические режимы: обратное напряжение $U_{\text{обр.маx}}$ и средний выпрямительный ток $I_{\text{выпр}}$.

Сегодня промышленностью выпускаются кремниевые диоды, характеризующиеся $I_{\text{выпр}} > 100 \text{ А}$ и $U_{\text{обр.маx}} = 1000 \text{ В}$.

Если необходимо работать при $U > U_{\text{обр}}$, то диоды соединяются последовательно.

Для увеличения выпрямляемого тока можно включать диоды параллельно. Серийно выпускаемые промышленностью диоды имеют следующие обозначения: КД102, КД106, КД204, КД212, КД226; сдвоенные диоды КД205; два диода с общим катодом КД704; последовательно соединенные диоды КД629.

6.3.2 Стабилитроны

Используются в схемах, обеспечивающих стабилизацию напряжения. ВАХ стабилитрона имеет вид, представленный на рисунке 6.4.

Рабочий участок находится в области электрического пробоя.

$I_{\text{маx}}$ определяется по формуле

$$I_{\text{маx}} = \frac{P_{\text{маx}}}{U_{\text{стаб}}},$$

где $U_{\text{стаб}}$ — напряжение стабилизации;

$P_{\text{маx}}$ — мощность, рассеиваемая переходом.

У современных стабилитронов $I_{\text{маx}}$ достигает нескольких ампер. Превышение этой величины ведет к тепловому пробую.

Минимальный ток $I_{\text{мин}}$ стабилизации — доли миллиампер мА. $U_{\text{стаб}}$ может изменяться от 1 до 100 В. Основной классификационный параметр стабилитрона — напряжение стабилизации $U_{\text{стаб}}$. В диапазоне рабочих токов задается также величина дифференциального сопротивления диода (сопротивление переменному току в рабочей точке). Обычно это сопротивление менее 10 Ом.

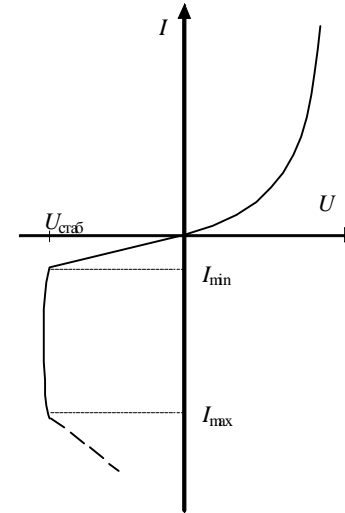


Рисунок 6.4 – ВАХ стабилизатора

Если стабилизаторы используются в схемах прецизионных стабилизаторов, то важным параметром является температурная стабильность. Она характеризуется температурным коэффициентом напряжения стабилизации:

$$TKH = \frac{1}{U_{CT}} \frac{DU_{CT}}{DT},$$

где U_{CT} – напряжение стабилизации;
 ΔT – изменение температуры.

Он показывает, как меняется относительная величина напряжения стабилизации $U_{стаб}$ при изменении температуры на 1°C . У серийных приборов $TKH=0,1 \text{ \%}/^\circ\text{C}$. Знак TKH зависит от $U_{стаб}$ прибора (рисунок 6.5).

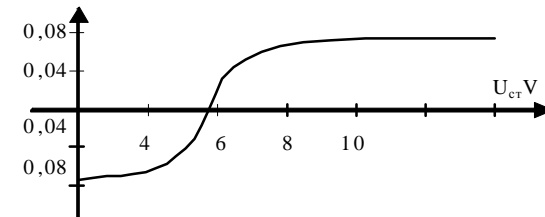


Рисунок 6.5 – Зависимость ТКН от напряжения стабилизации

Менее 5 В – узкие переходы и преобладает туннельный пробой.

Более 5 В – широкие переходы и преобладает лавинный пробой.

Выпускаемые промышленностью стабилитроны имеют следующие типичные обозначения: КС211, КС512, КС 596.

Стабисторы – разновидность стабилитронов для стабилизации напряжений до 1 В. Используется прямая ветвь ВАХ. **Пример:** КС115.

6.3.3 Варикапы

Используется зависимость емкости p-p-перехода от обратного напряжения (рисунок 6.6). Варикапы используются в колебательных контурах для частотной модуляции и автоподстройки частоты, в параметрических усилителях и других устройствах.

Благодаря малому обратному току потери в переходе несущественны, поэтому добротность емкости варикапа оказывается высокой. Добротность оценивается отношением реактивного сопротивления варикапа к полному сопротивлению потерь на заданной частоте. Основной характеристикой варикапа является вольт-фарадная характеристика (рисунок 6.6).

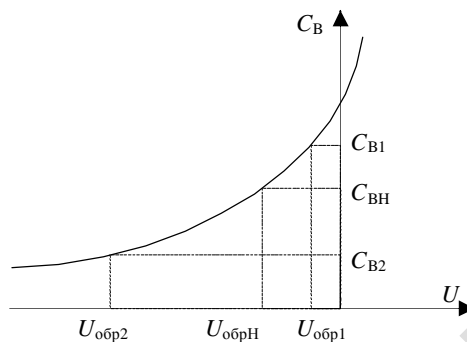


Рисунок 6.6 – Вольт-фарадная характеристика варикапа

Она характеризует важнейший параметр – коэффициент перекрытия по емкости:

$$K_C = \frac{C_{B1}}{C_{B2}},$$

где C_{B1} , C_{B2} – емкости варикапа при заданных $U_{обр1}$, $U_{обр2}$.

Этот коэффициент у современных варикапов может достигать десятков единиц при изменении обратного напряжения $U_{обр}$ от 0,1 до 10...20 В.

Основными квалификационными параметрами варикапов являются:

$C_{вн}$ – емкость при номинальном обратном напряжении $U_{обр}$;

K_C – коэффициент перекрытия по емкости;

Q – минимальная добротность на заданной частоте;

$U_{обр}$ – максимально допустимое.

Промышленность выпускает большое количество варикапов различного назначения:

КВ 127 (для устройств с амплитудной модуляцией);

КВ142 (для приемников);

КВ138 (УКВ);

КВ112, 114 (для гибридных микросхем);

КВ109, 110 (для подстройки в контурах);

КВС120 сборка, буква А обозначает, что в сборке 3 варикапа, буква В – 2 варикапа.

6.3.4 Высокочастотные диоды

Обычные выпрямительные диоды используются на частотах, меньших нескольких килогерц.

Самые современные выпрямительные диоды с барьером Шоттки работают на частотах в сотни килогерц – единицы мегагерц.

Однако часто требуются диоды с рабочей частотой, большей 1 ГГц. Такие диоды называются высокочастотными.

Любой полупроводниковый диод может быть представлен следующей эквивалентной схемой (рисунок 6.7).

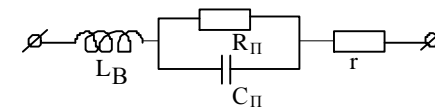


Рисунок 6.7 – Эквивалентная схема полупроводникового диода

В схеме приняты следующие обозначения: $C_П$ и $R_П$ – емкость и сопротивление n-p-переходов; r – сопротивление, определяемое в основном сопротивлением базы диода; L_B – индуктивность выводов.

Для расширения частотного диапазона следует уменьшить емкость перехода, и, следовательно, его площадь, сопротивление r (базы) и индуктивность выводов L_b .

В ВЧ диодах обычно используют точечную конструкцию, в которой n - p -переход образован контактом металлической иглы с полупроводниковым кристаллом. Площадь контакта меньше 50 мкм^2 , и поэтому емкость перехода очень мала.

Для точечных контактов характерны меньшие допустимые обратные напряжения.

Особенность ВАХ такого диода — отсутствие ярко выраженного горизонтального участка на обратной ветви и плавный переход в режим пробоя.

Примером высокочастотных диодов могут служить: КД401, 407 (до 300 кГц); КД401 (до 1 МГц).

6.3.5 Переключающие диоды (импульсные)

В ряде электрических схем диоды работают в режиме переключения, то есть в одни периоды времени они оказываются смещенными в прямом, а в другие — в обратном.

В первом случае сопротивление диода мало, а в другом случае — велико.

В идеальном случае переключение должно происходить мгновенно. Реальное время перехода из одного состояния в другое имеет конечную величину.

Рассмотрим причины, ограничивающие быстрдействие переключающих диодов.

Рассмотрим схему включения. Пусть входное напряжение имеет прямоугольную форму (рисунок 6.8).

Пусть $U_{вх} = U_1 > 0$, диод открывается, и на протяжении t_0 через него протекает прямой ток:

$$i_{np} = \frac{U_1 - U_d}{R},$$

где U_d — напряжение на диоде;

R — сопротивление резистора.

При этом в базе накапливается заряд инжектированных в нее носителей (неосновных).

Теперь входное напряжение скачком меняется от U_1 до U_2 . Сопротивление диода сначала оказывается небольшим, поскольку в базе существовал заряд (он стекает).

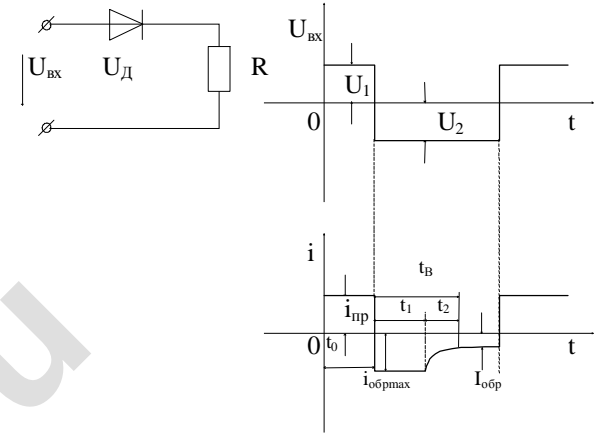


Рисунок 6.8 – Характер изменения тока, протекающего через диод

При этом обратный ток имеет следующее значение:

$$i_{обр,max} = \frac{U_2 + U_д}{R},$$

где $U_д$ – напряжение на диоде;
 R – сопротивление резистора.

С течением времени накопленный на базе заряд уменьшается за счет протекания обратного тока и рекомбинации носителей. Это приводит к увеличению обратного сопротивления диода, и обратный ток уменьшается до $I_{обр}$.

Быстродействие переключающих диодов определяется временем установления прямого напряжения на диоде t_y , которое зависит от скорости диффузии инжектированных в базу неосновных носителей, и временем восстановления t_B обратного сопротивления.

За время восстановления принимается время, прошедшее с момента подачи на диод обратного напряжения (смены полярности входного напряжения) до момента времени, когда обратный ток достигает определенного заданного значения.

В качестве заданного обратного тока обычно берут значение обратного тока, равное $0,1i_{пр}$, а в некоторых случаях $0,1i_{обр,max}$. Характер изменения обратного тока имеет вид, показанный на рисунке 6.8. Время восстановления можно разбить на два интервала t_1 и t_2 . В интервале t_1 обратный ток почти не уменьшается, т.к. концентрация носителей на границе остается неравновесной. В конце интервала t_1 концентрация на

границе становится равновесной и начинается быстрое уменьшение обратного тока и рост обратного сопротивления диода.

Основными классификационными параметрами переключающих диодов являются:

- максимальное прямое импульсное сопротивление $R_{\text{импмах}}$, равное отношению максимального импульсного напряжения U на диоде к прямому току импульса $I_{\text{пр имп}}$;
- время восстановления обратного сопротивления;
- емкость при заданном обратном напряжении U ;

У современных диодов время восстановления $t_B = 10 \div 100$ мс и ниже.

Переключающиеся диоды имеют следующие обозначения: КД411, КД412, КД503, КД508, КД512, КД513, КД507, 508; преобразователи ВЧ: КД922, КД923.

6.3.6 Диоды Шотки

Используется контакт Шотки. Инжекция неосновных носителей в базу отсутствует, т.е. прямой ток образуется электронами, движущимися из кремния в металл. Накопление заряда в базе не происходит и поэтому время переключения существенно уменьшено (~100 нс).

Еще одна особенность диодов Шотки – это меньшее прямое напряжение по сравнению с напряжением обычного p-p-перехода при тех же токах.

Это объясняется тем, что тепловой ток I_0 , входящий в формулу для вольт-амперной характеристики,

$$I = I_0 \left(e^{U/J_T} - 1 \right),$$

у перехода с барьером Шотки примерно на 3 порядка больше тока p-p-перехода. Причиной этого является движение электронов из полупроводника в металл (происходящее с тепловой скоростью, существенно превышающей диффузную).

Прямая ветвь ВАХ подчиняется приведенному выражению в широком интервале изменения тока.

Диоды Шотки используются:

– для осуществления операции логарифмирования в аналоговых вычислительных устройствах;

– в комбинации с транзисторами в переключающих схемах;

– мощные диоды Шотки могут работать как выпрямители.

Типичные обозначения: КД238, КД2991, КД2998.

Лекция № 7 БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

Биполярный транзистор – это электропреобразовательный полупроводниковый прибор, имеющий один или несколько электронно-дырочных переходов, три или более выводов и предназначенный для усиления мощности электрических сигналов.

7.1 Устройство и принцип действия биполярного транзистора

Биполярный транзистор это р-п-р или п-р-п полупроводниковая структура, полученная в монокристалле полупроводника, в котором три области, чередующиеся по типу проводимости. Области снабжены выводами для включения транзистора в электрическую цепь (рисунок 7.1).

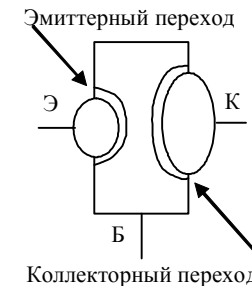
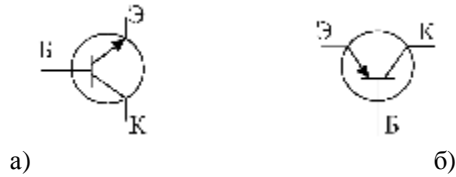


Рисунок 7.1 – Внутренняя структура биполярного транзистора

Переход эмиттер-база называется эмиттерным переходом (ЭП), переход коллектор-база – коллекторным (КП). На каждый из переходов можно подать как прямое, так и обратное напряжение.

Условное обозначение транзисторов показано на рисунке 7.2. При прямом смещении эмиттерного перехода из эмиттера инжектируются в базу неосновные для нее носители, а коллектор при наличии обратного смещения производит экстракцию носителей, которые пришли к нему через базовую область.

В биполярном транзисторе концентрация примесей в эмиттере на несколько порядков выше, чем в базе, то есть эмиттерный переход – односторонний.



а – транзистор n-p-n типа; б – транзистор p-n-p типа

Рисунок 7.2 – УГО биполярного транзистора

Что может быть на коллекторе?

1. Концентрация примесей в коллекторе может быть такой же, как в эмиттере – это сплавной транзистор.

2. Концентрация примесей в коллекторе может быть такой же, как в базе – это планарный транзистор.

3. Обычно у транзистора площадь коллекторного перехода больше площади эмиттерного перехода, что позволяет собирать на коллекторе большую часть носителей, инжектируемых в базу.

В зависимости от механизма прохождения носителей заряда в область базы различаются бездрейфовые и дрейфовые транзисторы.

В бездрейфовых транзисторах перенос неосновных носителей через базовую область обусловлен диффузией.

В дрейфовых транзисторах путем специального распределения примесей в базе создается внутреннее электрическое поле и перенос неосновных носителей заряда через базу осуществляется как посредством дрейфа, так и посредством диффузии.

Большинство современных транзисторов являются дрейфовыми транзисторами. Однако для упрощения объяснений работы рассмотрим бездрейфовый транзистор, схематично показанный на рисунке 7.3.

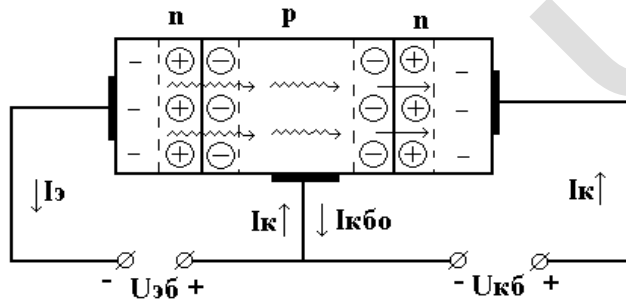


Рисунок 7.3 – Схематичное изображение биполярного транзистора

Рассмотрим принцип работы транзистора n-p-n типа. Транзистор может быть использован в различных режимах:

1. Оба n-p-перехода смещены в обратном направлении – режим отсечки.
2. Оба перехода смещены в прямом направлении – режим насыщения.
3. Эмиттерный переход смещен в прямом направлении, коллекторный – в обратном – это активный режим.

Рассмотрим активный режим работы транзистора. В этом случае происходит следующее:

1. Потенциальный барьер эмиттерного перехода снижен за счет приложенного напряжения $U_{эб}$ до величины, равной $\Delta\phi' = \Delta\phi_0 - U_{эб}$.

При этом ширина обедненного слоя уменьшится, поскольку

$$D \approx \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot U_0}{q \cdot N_g}},$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала;

ϵ_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость.

2. Потенциальный барьер на коллекторном переходе возрастет до величины, равной $\Delta\phi'' = \Delta\phi_0 - U_{кб}$, и соответственно увеличится ширина обедненного слоя.

3. Через эмиттерный переход в базу инжектируются электроны.

Уровень инжекции определяется отношением концентрации инжектированных электронов к их равновесной концентрации в базе.

4. Ширина базы $W_б$ выбирается такой, что $W_б \ll L_n$, где L_n – диффузионная длина электрона. Поэтому большинство электронов, инжектированных эмиттером, достигают коллектора, не успев рекомбинировать с дырками базы. У современных кремниевых транзисторов $W_б = 1$ мкм, тогда как диффузионная длина электрона составляет 5...10 мкм.

5. Вблизи коллекторного перехода электроны попадают в ускоряющее поле и втягиваются в коллектор.

6. В бездрейфовых транзисторах база должна быть электрически нейтральной. Из-за частичной рекомбинации электронов нейтральность будет нарушена. Для ее восстановления, т.е. для восполнения положительного заряда дырок в установившемся режиме от источника напряжения $U_{эб}$ в базу вводится необходимое количество дырок, которые образуют рекомбинационный ток базы. Физически это соответствует оттоку избытка электронов к источнику $U_{эб}$.

7. Кроме того, в цепи базы протекает ток $I_{кб0}$, являющийся обратным током коллекторного перехода.

8. Ток коллектора, текущий через коллекторный переход, зависит от тока эмиттерного перехода: $I_6 = I_3 - I_k$.

7.2 Коэффициент передачи тока эмиттера и вольт-амперная характеристика

Ток эмиттера, строго говоря, определяется не только электронами, но и дырками. Коллекторный ток, зависящий от I_3 , определяется только электронами. Поэтому вводится понятие эффективности эмиттера.

$$K = \frac{I_{эн}}{I_{эр} + I_{эн}},$$

где $I_{эн}$ – электронная составляющая тока эмиттера;

$I_{эр}$ – дырочная составляющая тока эмиттера.

Коэффициентом переноса носителей через базу является отношение

$$Z = \frac{I_k - I_{кб0}}{I_{эн}}.$$

Статическим коэффициентом передачи тока эмиттера называется выражение

$$\alpha_0 = K \cdot \xi.$$

Для серийно выпускаемых транзисторов $\alpha_0 \approx 0,9 \dots 0,999$.

Рассмотрим ход ВАХ, связывающих I_k и $U_{кб}$, а также I_3 и $U_{эб}$. Зависимости $I_k = f(U_{кб})$ и $I_3 = f(U_{эб})$ обычно называют коллекторными и эмиттерными ВАХ.

Нарисуем типичные кривые (рисунки 7.4, и 7.5).

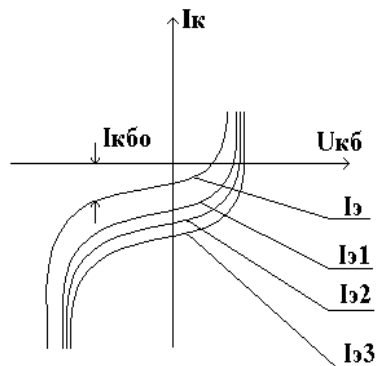


Рисунок 7.4 – Коллекторные ВАХ транзистора

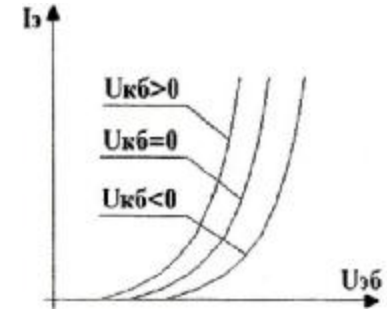


Рисунок 7.5 – Эмиттерные ВАХ транзистора

$$I_э = 0.$$

$$I_{э3} > I_{э2} > I_{э1}.$$

Параметром коллекторных ВАХ является ток эмиттера.

Параметром эмиттерных ВАХ является напряжение коллектор-база.

При токе $I_э = 0$ в коллекторной цепи протекает обратный ток КП (то есть $I_{кб0}$), образованный неосновными носителями. Этот ток зависит от $U_{кб}$, так же как и ток диода, смещенного в обратном направлении. При $I_э \neq 0$ в базу инжектируются электроны и большая их часть достигает коллектора. Ток коллектора, обусловленный током эмиттера, будет равен $\alpha_0 I_э$. Изменение коллекторного напряжения от 0 до больших отрицательных значений лишь в очень слабой степени влияет на ток коллектора, так как коллектор собирает все электроны независимо от $U_{кб}$.

Наблюдаемое небольшое увеличение $I_к$ с увеличением $U_{кб}$ объясняется тем, что увеличение $U_{кб}$ приводит к расширению коллекторного перехода, уменьшается ширина базы, и это позволяет немного увеличить α_0 . Таким образом, полный ток коллектора $I_к = \alpha I_э + I_{кб0}$, а ток базы $I_б = I_э - I_к$.

При больших напряжениях $U_{кб}$ ток коллектора резко возрастает вследствие пробоя перехода. При прямом смещении КП, как видно из ВАХ, ток коллектора уменьшается, доходит до 0, а затем меняет направление. Это объясняется тем, что при прямом смещении КП его поле становится тормозящим для электронов, движущихся из базы в коллектор, а также тем, что появляется прямой ток КП, направленный навстречу току, вызванному $I_э$.

Характеристики $I_k = f(U_{кб})$ построены в третьем квадранте, так как коллекторное напряжение является обратным, а ток коллектора образован неосновными носителями заряда.

Эмиттерные ВАХ показаны на рисунке 7.5.

При $U_{кб} = 0$ ВАХ аналогична диодной ВАХ. При $U_{кб} > 0$ характеристика смещается вверх, так как происходит расширение коллекторного перехода и уменьшение ширины базы. В этом случае при том же напряжении $U_{эб}$, что и для характеристики, соответствующей $U_{кб} = 0$, увеличивается градиент концентрации электронов в базе. Это, в свою очередь, приводит к увеличению тока эмиттера. Так как обычно коллектор легирован слабее эмиттера и площадь КП больше площади ЭП, транзистор не является симметричным прибором. Однако эмиттер и коллектор при включении можно менять местами. Такое включение называется инверсным. Коэффициент передачи тока α_{0i} эмиттера (когда коллектор стал эмиттером) меньше, чем при прямом включении. Это обусловлено меньшей электронной составляющей тока коллектора и ухудшением сбора электронов коллектором меньшей площади.

7.3 Математическая модель транзистора и его ВАХ

Для расчетов реальный транзистор заменяется эквивалентной схемой, показанной на рисунке 7.6.

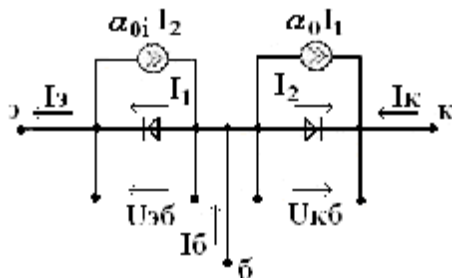


Рисунок 7.6 – Эквивалентная схема биполярного транзистора

В этой схеме транзистор представлен в виде двух диодов, имитирующих эмиттерный переход и коллекторный переход, параллельно которым включены источники тока $\alpha_{0i} I_2$ и $\alpha_{0i} I_1$, учитывающие взаимодействие переходов в реальных транзисторах. Эквивалентная схема получена с учетом следующих допущений:

- ♦ пренебрегли сопротивлением базы;

♦ при изменении напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах, условия распространения носителей в базе не меняются.

Подобные упрощения позволяют очень просто связать $I_э$, $I_к$, $I_б$ с $U_{эб}$, $U_{кб}$. Напомним, что если эмиттерный переход смещен в прямом направлении и через него течет ток I_1 , то ток в КП I_2 оказывается меньше за счет рекомбинации носителей в базе. В схеме это учтено генератором тока $a_0 I_1$. Аналогично при инверсном включении передача тока от перехода, играющего роль эмиттерного, к коллекторному переходу учтена генератором $a_{0i} I_2$. Непосредственно из приведенного рисунка следует, что:

$$\begin{aligned} I_э &= I_1 - a_{0i} I_2; \\ I_к &= I_2 - a_0 I_1. \end{aligned}$$

Как уже известно, для каждого р-п-перехода вольт-амперная характеристика описывается уравнением

$$\begin{aligned} I_1 &= I'_{э0} (\exp(U_{эб} / j_T) - 1), \\ I_2 &= I'_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1), \end{aligned}$$

где $I'_{э0}$ и $I'_{к0}$ – обратные тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов при обратных напряжениях на этих переходах.

Измерение $I'_{э0}$ производится при $U_{кб} = 0$, а измерение $I'_{к0}$ при $U_{эб} = 0$. Положительный знак $U_{эб}$ и $U_{кб}$ соответствует транзисторам р-п-р типа, отрицательный – транзисторам п-р-п типов. При измерениях коллекторных ВАХ транзистора ток эмиттерного перехода имеет фиксированную величину или его цепь разомкнута (смотри характеристику, соответствующую $I_э = 0$). Если тепловой ток эмиттера при разомкнутой цепи обозначить $I_{э0}$, а ток коллектора при разомкнутой цепи эмиттера (холостой ход) – $I_{к0}$, то на основании того, что

$$\begin{aligned} I_{э0} &= I_1 - a_{0i} I_2; \\ I_{к0} &= I_2 - a_0 I_1. \end{aligned}$$

Подставим $I_2 = a_0 I_1$ в первое из приведенных соотношений и при $I_1 = I'_{э0}$ получим $I_1 = I'_{э0} - a_{0i} a_0 I_1$, отсюда

$$I'_{э0} = I_{э0} / (1 - a_{0i} a_0).$$

Аналогично получим выражение: $I'_{к0} = I_{к0} / (1 - a_{0i} a_0)$.

Подставляя I_1 и I_2 из выражений для ВАХ, получаем выражения для статических ВАХ транзистора:

$$I_э = I'_{э0} (\exp(U_{эб} / j_T) - 1) - a_{0i} I'_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1);$$

$$I_{\kappa} = a_0 I'_{\varepsilon 0} (\exp(U_{\varepsilon \delta} / j_T) - 1) - I'_{\kappa 0} (\exp(U_{\kappa \delta} / j_T) - 1);$$

$$I_{\delta} = (1 - a_0) I'_{\varepsilon 0} (\exp(U_{\varepsilon \delta} / j_T) - 1) - (1 - a_{0i}) I'_{\kappa 0} (\exp(U_{\kappa \delta} / j_T) - 1).$$

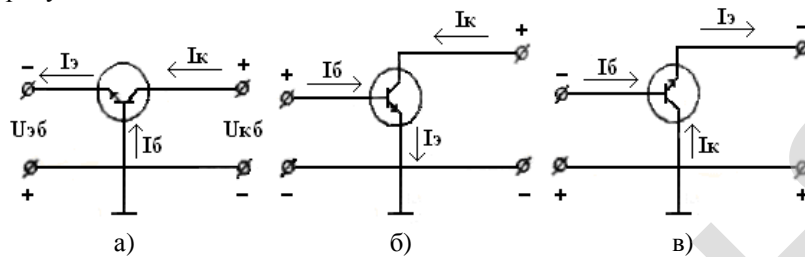
Приведенные выражения являются математической моделью идеализированного транзистора для режима больших сигналов, называемой моделью Эберса–Молли.

Лекция № 8 СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ И СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

8.1 Способы включения и ВАХ биполярного транзистора

При использовании транзисторов, имеющих три вывода (электрода) один из них всегда оказывается общим для входной и выходной цепей.

Все напряжения в схеме измеряются относительно общего электрода. Получаются три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК), показанные на рисунке 8.1.



а – с общей базой; б – с общим эмиттером; в – с общим коллектором

Рисунок 8.1 – Возможные способы включения транзистора

В каждой схеме включения транзистор может характеризоваться четырьмя семействами ВАХ: входных, выходных, прямой передачи (проходных), обратной передачи (обратной связи). Входной называется характеристика $I_1 = f(U_1)$ при $U_2 = const$, показывающая связь тока входного электрода с напряжением на нем, измеренным относительно общего электрода. Выходной называется характеристика $I_2 = f(U_2)$ при $I_1 = const$, показывающая связь тока выходного электрода с напряжением на нем, измеренным относительно общего электрода. Характеристики $I_2 = f(I_1)$ или $I_2 = f(U_1)$ при $U_2 = const$ называются характеристиками

прямой передачи. Характеристики $U_1=f(U_2)$ при $I_1=const$ называются характеристиками обратной передачи. В справочниках обычно приведены усредненные семейства входных, выходных и очень редко характеристик прямой передачи, включенных по схеме с общим эмиттером и общей базой.

8.2 Вольт-амперная характеристика транзистора, включенного по схеме с общей базой

Рассмотренные нами в предыдущей лекции вольт-амперные характеристики (ВАХ) являются входными и выходными характеристиками транзистора, включенного по схеме с общей базой (ОБ). При этом $I_1=I_3$, $I_2=I_k$, $U_1=U_{эб}$, $U_2=U_{кб}$, то есть $I_3=f(U_{эб})$ и $I_k=f(U_{кб})$.

Получим выходную характеристику при включении транзистора с ОБ. Из известной нам теории Эберса–Молли:

$$I_k = a_0 I'_{э0} (\exp(U_{эб} / j_T) - 1) - I'_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1).$$

Величину $\exp(U_{эб} / j_T) - 1$ найдем из выражения для I_3 теории Эберса–Молли:

$$I_3 = I'_{э0} (\exp(U_{эб} / j_T) - 1) - a_{0i} I'_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1)$$

и, подставив в выражение для I_k , получим:

$$I_k = a_0 I_3 - I'_{к0} (1 - a_{0i} a_0) \cdot (\exp(U_{кб} / j_T) - 1).$$

Учитывая, что $I_{к0} = I'_{к0} / (1 - a_{0i} a_0)$ и обратный ток коллектора $I'_{к0}$ получен при напряжении эмиттер-база $U_{эб}=0$. При $U_{эб} \neq 0$ имеем

$$I_k = a I_3 - I_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1)$$

выходную ВАХ транзистора, то есть $I_k = f(U_{кб})$, а параметром является I_3 .

Входная характеристика соответствует известному выражению из теории Эберса–Молли:

$$I_3 = I'_{э0} (\exp(U_{эб} / j_T) - 1) - a_{0i} I'_{к0} (\exp(U_{кб} / j_T) - 1),$$

но для удобства обычно представляют в другом виде:

$$U_{эб} = j_T \ln(I_3 / I'_{э0} + 1 + a_0 (\exp(U_{кб} / j_T) - 1)).$$

При $\frac{1}{2} U_{кб} \frac{1}{2} > 3 j_m$ формулы для I_k и $U_{эб}$ упрощаются и принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} I_k &= a_0 I_3 - I_{к0}; \\ U_{эб} &= j_T \ln(I_3 / I'_{э0}). \end{aligned}$$

Из этих соотношений следует, что в активном режиме коллекторное напряжение не влияет на ход входной и выходной характеристик. Графически ВАХ изображены на рисунках 8.2 и 8.3.



Рисунок 8.2 – ВАХ транзистора, включенного по схеме с общей базой

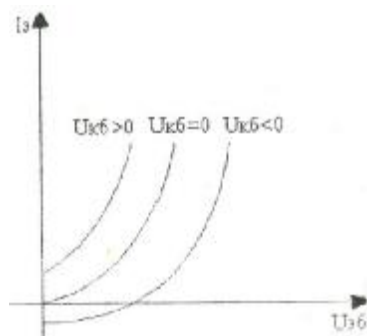


Рисунок 8.3 – Входные ВАХ транзистора, включенного по схеме с общей базой

При $U_{кб} = 0$ выражение для $U_{эб}$ принимает вид $U_{эб} = j_m \ln(I_э / I_{э0} + 1)$.

При обратных напряжениях и при условии, что $\frac{1}{2}U_{кб} \frac{1}{2} > 3j_m$, и $(\exp(U_{кб} / j_T) - 1) = -1$, входная характеристика смещается вверх по отношению к характеристике при $U_{кб} = 0$ (активный режим) и вниз при $U_{кб} < 0$ (режим насыщения). Обычно интерес представляют начальные участки входных характеристик в увеличенном масштабе, показанные на рисунке 8.3 (знаки напряжений соответствуют транзисторам п-р-п типа). Теоретические и реальные характеристики мало отличаются друг от друга. Выходные характеристики реального транзистора (см.

рисунок 8.2, а) имеют конечный наклон, а входные характеристики (см. рисунок 8.3) несколько смещаются при изменениях $U_{кб}$, если оно является обратным. $I_{кб0}$ является обратным током, измеренным при $I_3=0$.

8.3 ВАХ транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

При таком включении входной ток $I_б=I_1$, входное напряжение $U_{бэ}$, выходной ток $I_к=I_2$, выходное напряжение $U_{кэ}$. Теоретическое выражение вновь получается из теории Эберса–Молли.

Выражения для $I_б, I_к$ получим, заменив в формулах положительные значения напряжений на отрицательные ($U_{эб}=-U_{бэ}, U_{кб}=U_{кэ}-U_{бэ}$).

Параметрами будут являться $U_{кэ}$ и $I_б$. Реальные ВАХ транзистора $I_б=f(U_{бэ})$ при $U_{кэ}=const$ внешне схожи с входными характеристиками транзистора по схеме с общей базой (ОБ). Однако $I_б \ll I_3$ и его приращение при том же изменении напряжения между базой и эмиттером, что в схеме с общей базой, значительно меньше (рисунок 8.4).

При $U_{кэ}=0$, то есть когда электроды коллектора (К) и эмиттера (Э) замкнуты накоротко, к обоим переходам приложено прямое напряжение $U_{бэ}$. Ток базы в этом случае является суммой токов эмиттерного и коллекторного переходов. Величина его мала, т.к. при реальных напряжениях $U_{бэ}$ и сопротивлении базы (десятки и более Ом), на котором падает часть входного напряжения, прямое напряжение эмиттерного перехода составляет меньше Dj_0 (менее 0,1 В).

При $U_{кэ} > 0$ характеристика сдвигается вправо и ток базы $I_б$ существенно уменьшается по сравнению со случаем $U_{кэ}=0$.

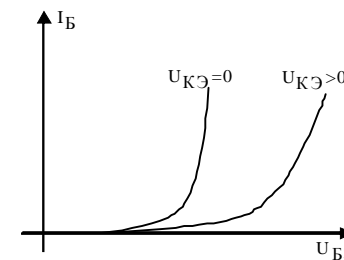


Рисунок 8.4 – Входные ВАХ транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Основные причины происходящего заключаются в следующем:

- ◆ КП смещается в обратном направлении, и его ток уменьшается до величины обратного тока;

♦ прямой ток базы тоже мал, так как обусловлен только процессами рекомбинации.

Уменьшение тока базы при повышении $U_{кэ}$ происходит еще и вследствие изменения ширины базы. Чем выше $U_{кэ}$, тем больше напряжение на коллекторе и тем он шире. Ширина базы при этом уменьшается и в ней происходит меньше актов рекомбинации. В целом изменение $U_{кэ}$ в режиме, когда $U_{кэ} > 0$, мало влияет на ток базы, и входные характеристики для различных $U_{кэ}$ почти сливаются. Поэтому в справочниках обычно приводится входная характеристика для некоторого значения $U_{кэ}$ и характеристика при $U_{кэ}=0$.

На рисунке 8.5 показан начальный участок в увеличенном масштабе.

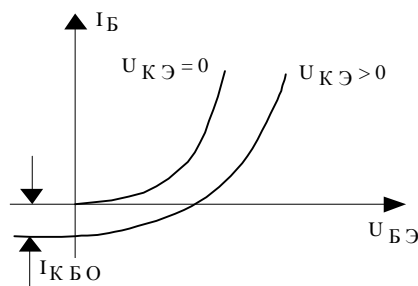


Рисунок 8.5 – Входные ВАХ транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (увеличено)

Теперь поговорим о выходных характеристиках. Найдем связь I_k с током базы с учетом того, что:

$$I_k = a_0 I_{э} - I_{кб0};$$

$$I_k = a_0 (I_k + I_{б}) + I_{кб0} = (a_0 / (1 - a_0)) I_{б} + (1 / (1 - a_0)) I_{кб0}.$$

Обозначим $a_0 / (1 - a_0) = b$ и, имея в виду, что $a_0 \gg I$, получим:

$$I_k = (I_{б} + I_{кб0}) b_0 \approx I_{б} b_0,$$

где b_0 – статический коэффициент передачи тока базы (β_0 лежит в пределах от 10 до 300).

Выходные характеристики $I_k = f(U_{кэ})$ в схеме с ОЭ при $I_{б} = const$ отличаются от выходных характеристик по схеме с общей базой (рисунок 8.6).

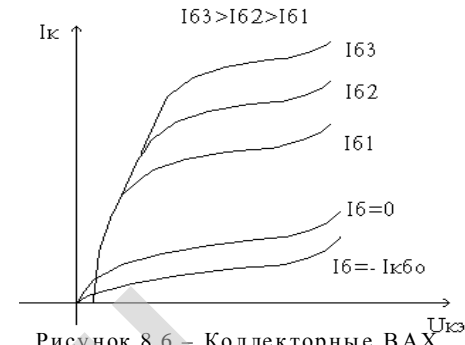


Рисунок 8.6 – Коллекторные ВАХ транзистора, включенного по схеме с общей базой

Основные их отличия:

1. $I_k=f(U_{кэ})$ расположена только в первом квадранте, а характеристика $I_k=f(U_{кб})$ расположена в первом и втором квадрантах.

2. В схеме с ОЭ выходные ВАХ на пологом участке имеют больший наклон. Причины этого следующие:

а) При увеличении $U_{кэ}$ уменьшается ширина базы, увеличивается a_0 , что приводит к заметному увеличению b и, соответственно, росту I_k .

б) Часть напряжения $U_{кэ}$ через делитель напряжения, образованный сопротивлениями коллектора, коллекторного перехода и базы, оказывается приложенной к эмиттерному переходу (ЭП) в прямом направлении. При увеличении $U_{кэ}$ прямое напряжение на ЭП увеличивается и ток эмиттера растет, и, следовательно, растет I_k . При больших $U_{кэ}$ наблюдается резкое увеличение тока, обусловленное пробоем. Чем больше $I_б$, тем при меньших U_k наступает пробой.

3. Смещение КП в прямом направлении происходит при положительных напряжениях на коллекторе, если выполняется соотношение $U_{кэ} < U_{бэ}$.

В схеме с ОЭ это происходит при отрицательных напряжениях на коллекторе. Поэтому крутой восходящий участок соответствует малым положительным напряжениям $U_{кэ}$.

Для расчетов транзистора достаточно иметь входные и выходные характеристики транзистора.

8.4 Транзистор как активный четырехполюсник. Дифференциальные параметры биполярного транзистора

Как мы с вами установили, токи и напряжения в транзисторе в общем случае связаны нелинейными функциональными зависимостями. Достаточно часто в электрических устройствах транзистор работает с сигналами, которые в области рабочей точки связаны между собой линейно. Это значит, что ВАХ транзистора в области рабочей точки может считаться линейной и характеризоваться дифференциальными

параметрами. Сигналы, при которых I и U связаны линейно, называются малыми сигналами. При использовании дифференциальных параметров транзистор может быть представлен линейным активным четырехполюсником, на входе которого действуют переменные напряжение u_1 и ток i_1 , а на выходе – u_2 и i_2 (рисунок 8.7). В зависимости от схемы включения значениям u_1, i_1, u_2, i_2 будут соответствовать те или иные реальные напряжения и токи. Например, для схемы с ОЭ $u_1 = U_{бэ}, i_1 = I_{бэ}, u_2 = U_{кэ}, i_2 = I_{кэ}$. Направление токов и напряжений выбирается, как показано на рисунке 8.7. В общем случае возможно шесть вариантов выбора независимых и зависимых переменных для описания функциональной связи токов и напряжений в четырехполюснике. Обычно ограничиваются двумя, что мы и будем делать.

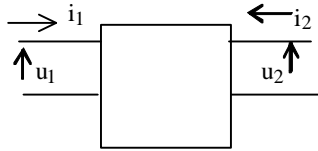


Рисунок 8.7 – Изображение транзистора как активного четырехполюсника

1-й вариант. Независимые переменные u_1, u_2 , зависимые i_1, i_2 .

2-й вариант. Независимые переменные i_1, u_2 , зависимые i_2 и u_1 .

В первом случае транзистор описывается y -параметрами, во втором случае – h -параметрами.

Представим связь в форме $i_1 = f(u_1, u_2), i_2 = f(u_1, u_2)$.

Полные дифференциалы функций записываются в виде:

$$di_1 = (\partial i_1 / \partial u_1) du_1 + (\partial i_1 / \partial u_2) du_2;$$

$$di_2 = (\partial i_2 / \partial u_1) du_1 + (\partial i_2 / \partial u_2) du_2.$$

Допустим, что du_1 и du_2 – малые переменные напряжения с комплексными амплитудами U_{m1} и U_{m2} , а di_1 и di_2 – гармонические колебания токов с комплексными амплитудами I_{m1} и I_{m2} . Тогда частные производные можно заменить проводимостями Y , тоже в общем случае комплексными. Уравнения полных дифференциалов можно представить в виде:

$$I_{m1} = y_{11} U_{m1} + y_{12} U_{m2};$$

$$I_{m2} = y_{21} U_{m1} + y_{22} U_{m2},$$

где y_{11} – входная проводимость транзистора, $y_{11} = (I_{m1} / U_{m1}) |_{U_{m2}=0}$;

y_{12} – проводимость обратной передачи транзистора,

$y_{12} = (I_{m1} / U_{m2}) |_{U_{m1}=0}$;

y_{21} – проводимость прямой передачи транзистора,

$$y_{21} = (I_{m2}/U_{m1})|_{U_{m2}=0};$$

y_{22} – выходная проводимость транзистора, $y_{22} = (I_{m2}/U_{m2})|_{U_{m1}=0}$.

Условия $U_{m1}=0$ и $U_{m2}=0$ означают, что при измерении того или иного параметра должно быть обеспечено короткое замыкание (по переменному току) входных или выходных выводов четырехполюсника.

y_{21} характеризует зависимость выходного тока от входного напряжения и называется крутизной.

Описание четырехполюсника h -параметрами имеет следующий вид:

$$U_{m1} = h_{11}I_{m1} + h_{12}U_{m2};$$

$$I_{m2} = h_{21}I_{m1} + h_{22}U_{m2},$$

где h_{11} – входное сопротивление транзистора, $h_{11} = (U_{m1}/I_{m1})|_{U_{m2}=0}$;

h_{12} – коэффициент обратной связи по напряжению,

$$h_{12} = (U_{m1}/U_{m2})|_{I_{m1}=0};$$

h_{21} – коэффициент передачи тока, $h_{21} = (I_{m2}/I_{m1})|_{U_{m2}=0}$;

h_{22} – выходная проводимость транзистора, $h_{22} = (I_{m2}/U_{m2})|_{I_{m1}=0}$.

Условие $I_{m1}=0$ означает, что во входной цепи обеспечен режим холостого хода по переменному току. Режим короткого замыкания и холостого хода может быть реализован соответствующим включением конденсатора и катушки индуктивности. Единицы измерений h -параметров различны: h_{11} – омы, h_{22} – сименсы, h_{12} и h_{21} – безразмерные величины.

В литературе часто обозначают h_{21} как a (для схемы с ОБ) и как b для схем с ОЭ. Как соотносятся малосигнальные параметры с введенными ранее статическими коэффициентами передачи токов эмиттера и базы a_0 и b_0 , измеренными в режиме большого сигнала. Для качественных оценок и приближенных расчетов при условии, что инерционностью транзистора можно пренебречь, допустимо считать, что $a \gg a_0$, $b \gg b_0$. Когда инерционностью нельзя пренебречь, a и b – комплексные величины. Между дифференциальными параметрами существует однозначная связь:

$$y_{11} = 1/h_{11};$$

$$y_{12} = -h_{12}/h_{11};$$

$$y_{21} = h_{21}/h_{11};$$

$$y_{22} = (h_{22}h_{11} - h_{21}h_{12})/h_{11},$$

таким образом, если известны h -параметры, y -параметры вычисляются однозначно.

При переходе от одной схемы включения к другой численные значения параметров меняются. Чтобы отличить, обозначают буквенными индексами: б – ОБ, к – ОК, э – ОЭ.

Пересчеты осуществляются по формулам, приводимым в справочной литературе. Рассмотренные системы имеют разные области применения. На низких частотах удобнее работать с h -параметрами. Заводы-изготовители дают эти параметры для схем с ОБ или с ОЭ. Технические условия требуют измерения h -параметров на частоте менее 1 кГц. Часть данных может быть для схемы с ОЭ ($h_{21э}$) или ОБ. На высоких частотах просто измеряются y -параметры.

Если переменные токи в цепях транзисторов имеют частоту, при которой можно пренебречь инерционностью транзистора, то дифференциальные параметры транзистора как четырехполюсника будут чисто активными.

$$y_{11} = g_{11}; y_{12} = g_{12}; y_{21} = g_{21}; y_{22} = g_{22};$$

$$h_{11} = h_{11}; h_{12} = h_{12}; h_{21} = h_{21}; h_{22} = g_{22}$$

Частоты, до которых параметры могут считаться активными, указаны в справочной литературе и составляют полосу частот от 10 кГц до 100 МГц. Низкочастотные значения параметров могут быть определены по ВАХ.

8.5 Физическая эквивалентная схема биполярного транзистора

Транзистор работает в активном режиме при малом уровне сигнала. Схема содержит только линейные элементы, и транзистор рассматривается как активный линейный четырехполюсник. В схеме отражены инерционные свойства транзистора (рисунок 8.8).

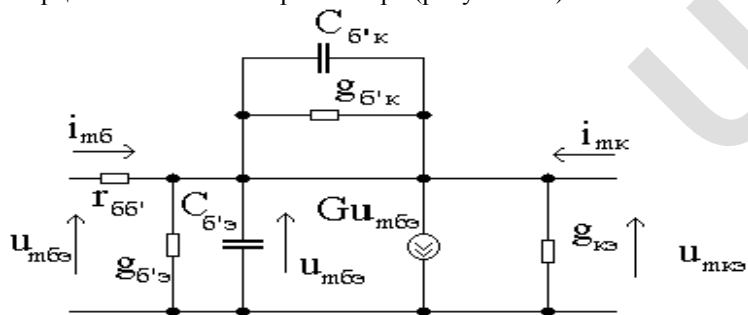


Рисунок 8.8 – Физическая эквивалентная схема биполярного транзистора

$C_{\delta'э}$, $g_{\delta'э}$ имитирует эмиттерный переход (ЭП).

r_{δ} учитывает активное сопротивление базовой области.

$C_{\delta'к}$, $g_{\delta'к}$ имитирует КП.

Активные свойства учтены источником тока $GU_{тбэ}$ (G – крутизна)

$$G = dI_{к} / dU_{\delta'э} \Big|_{U_{кэ}=0}$$

Влияние напряжения $U_{кэ}$ на ток коллектора учтено включением проводимости $g_{кэ}$. Всегда выполняется условие $C_{\delta'э} \gg C_{\delta'к}$, $g_{\delta'э} \gg g_{\delta'к}$, $r_{\delta} = (10 \dots 100 \text{ Ом})$.

Устанавливается связь между у-параметрами транзистора и элементами физической схемы. Получаем:

$$y_{11} = (g_{11} + j\omega t / r_{\delta}) / (1 + j\omega t),$$

где t – постоянная времени транзистора, $t \approx C_{\delta'э} r_{\delta}$;

$$g_{11} = g_{\Sigma} / (1 + r_{\delta} g_{\Sigma}),$$

где $g_{\Sigma} = g_{\delta'э} + g_{\delta'к}$.

При $\omega \rightarrow 0$ $y_{11} = g_{11}$, при $\omega \rightarrow \infty$ $y_{11} = 1 / r_{\delta}$,

$$y_{21} = S = S / (1 + j\omega t),$$

где S – крутизна на низкой частоте, $S = G / (1 + r_{\delta} g_{\Sigma})$.

$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{\delta'к} (1 + Sr_{\delta} / (1 + j\omega t)).$$

При $\omega \rightarrow 0$ $y_{22} = g_{22} + j\omega C_{\delta'к} (1 + Sr_{\delta})$, где $C_{\delta'к} (1 + Sr_{\delta}) = C_{вых}$ – выходная емкость транзистора.

При $\omega \rightarrow \infty$ $y_{22} = g_{22} + j\omega C_{\delta'к}$.

$$y_{12} = -(g_{12} + j\omega C_{\delta'к}) / (1 + j\omega t);$$

$$g_{12} = -g_{\delta'к} / r_{\delta} (1 / r_{\delta} + g_{\delta'к} + g_{\delta'э}),$$

где y_{12} незначительно влияет на работу схемы. Поэтому обычно достаточно: $y_{12} = -j\omega C_{\delta'к}$.

Все вычисляются через параметры эквивалентной схемы. Обычно в справочниках приводят $max t_{oc}$ и $C_{\delta'к}$ при заданном коллекторном напряжении. Тогда

$$T_{\delta max} = x t_{oc max} / C_{\delta'к}$$

где x – коэффициент (1 – для сплавных технологий, 2 – для дифференциальной технологии).

$$t = Sr_{\delta} / 2pf_e,$$

где f_e – граничная частота.

$$S = b / r_{\delta} + r_{\delta'э}.$$

Лекция № 9 ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевой транзистор – это полупроводниковый прибор, в котором управление током происходит электрическим полем, вызывающим изменение сопротивления полупроводникового слоя, проводящего ток.

9.1 Устройство и принцип работы полевого транзистора

Устройство и принцип действия полевого транзистора с электронно-дырочным переходом показаны на рисунке 9.1.

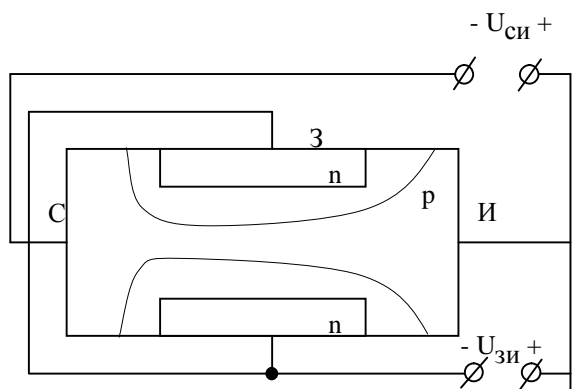


Рисунок 9.1 – Схематичное изображение полевого транзистора

При изготовлении полевого транзистора с p-n-переходом на каждую из боковых граней пластин n- или p-полупроводника наносят слой материала с противоположным типом проводимости. Эти слои в местах контакта образуют односторонние p-p-переходы.

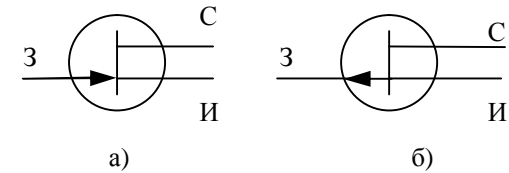
Оба слоя чаще всего электрически объединены и образуют электрод, называемый затвором.

Торцы пластин также снабжены электродами, имеющими контакты для включения в цепь. К этим электродам подключается источник постоянного напряжения $U_{си}$.

Электрод, от которого под действием электрического поля движутся носители зарядов, называется истоком И, электрод, собирающий носители зарядов, называется стоком С.

При включении С и И можно менять местами, тогда включение будет называться инверсным.

Объем, заключенный между p-p-переходами называется каналом. Условные обозначения транзисторов с каналами n- и p-типа показаны на рисунке 9.2.



а – с каналом n-типа; б – с каналом p-типа

Рисунок 9.2 – УГО полевого транзистора

В качестве примера рассмотрим пластину из полупроводника p-типа. В этом случае сток подключен к отрицательному полюсу источника ЭДС, а исток – к положительному. Если к затвору прикладывается положительное по отношению к истоку и являющееся обратным для p-p перехода напряжение $U_{ЗИ}$, то толщина обедненного p-p-перехода увеличивается, а сечение канала уменьшается. Следовательно, изменяя $U_{ЗИ}$, можно изменять сечение канала и, соответственно, изменять электрическое сопротивление канала.

В результате будет меняться ток I_C , протекающий в цепи исток-сток, под действием приложенного к стоку напряжения.

Если исток и сток заземлены, то сечение канала на всем протяжении будет одинаковым, т.к. обратное смещение p-p-переходов постоянно и равно $U_{ЗИ}$.

При достаточно большом положительном смещении на затворе обедненный слой перехода займет весь канал.

Для того чтобы толщина обедненного слоя изменялась главным образом в сторону канала, область затвора должна иметь повышенную проводимость по отношению к исходной пластинке.

Напряжение на затворе, при котором поперечное сечение канала становится равным нулю, называется напряжением отсечки $U_{ЗИ\text{отс}}$.

Приложение напряжения $U_{СИ}$ меняет конфигурацию канала. Потенциал канала у истока равен нулю, а вблизи стока – $U_{СИ}$.

Напряжение на p-p-переходе вблизи истока будет равно $U_{ЗИ}$, а вблизи стока – $U_{ЗИ} + U_{СИ}$.

Область обедненного слоя у стокового конца расширяется. В цепи затвора протекает малый ток обратного смещения p-p-перехода I_3 . Поэтому входная проводимость полевого транзистора для постоянного тока и переменного тока НЧ может быть очень малой.

9.2 Статические характеристики полевого транзистора с электронно-дырочным переходом

Если полевой транзистор выполнен по схеме с общим истоком (ОИ), то связь токов и напряжений может быть охарактеризована следующими ВАХ:

$$I_3 = f(U_{3И}) \Big|_{U_{СИ} = \text{const}} \quad \text{– входная характеристика,}$$

$$I_3 = f(U_{СИ}) \Big|_{U_{3И} = \text{const}} \quad \text{– характеристика обратной передачи,}$$

$$I_C = f(U_{3И}) \Big|_{U_{СИ} = \text{const}} \quad \text{– характеристика прямой передачи или стокзатворная характеристика,}$$

$$I_C = f(U_{СИ}) \Big|_{U_{3И} = \text{const}} \quad \text{– выходная характеристика.}$$

Обычно применяют две последние характеристики.

Пример типичных ВАХ полевого транзистора с п-р-переходом представлен на рисунке 9.3. $U_{3И1} > U_{3И2} > U_{3И3} > U_{3И4}$.

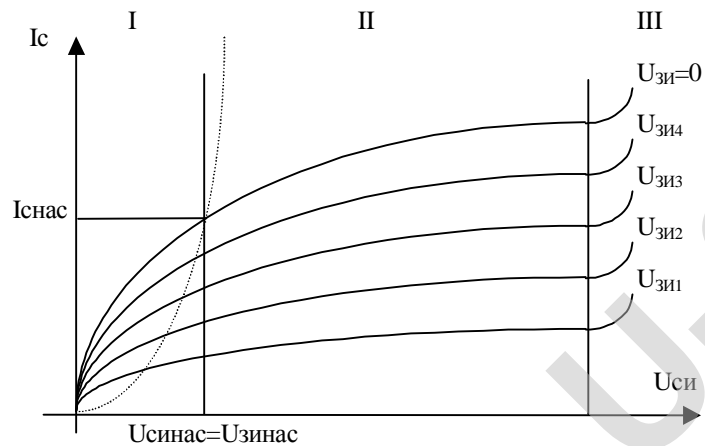


Рисунок 9.3 – ВАХ полевого транзистора

Рассмотрим зависимость $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{3И} = 0$.

При малых отрицательных напряжениях $U_{СИ}$ ток I_C увеличивается почти линейно. В этой области транзистор работает как управляемое омическое сопротивление.

Область I семейства называется крутой.

Далее линейная зависимость между I_C и $U_{СИ}$ нарушается, т.к. уменьшается сечение канала и увеличивается его сопротивление. Начиная с некоторого напряжения $U_{СИ}$ рост тока I_C практически нарушается и его величина практически не зависит от $U_{СИ}$, т.к. увеличение напряжения на стоке, с одной стороны, вызывает увеличение тока стока, а с другой стороны, сужение канала, которое, в свою очередь, уменьшает ток. Напряжение, при котором возникает этот режим, называется напряжением насыщения $U_{СИНАС}$.

Область II называется областью насыщения.

Увеличение $U_{СИ}$ выше предельного приводит к пробоем p-перехода у стоковой области канала (область III), т.к. в этой области к переходу приложено максимальное обратное напряжение.

При подаче на затвор обратного напряжения область насыщения будет соответствовать меньшим по модулю значениям напряжения на стоке. Меньшим становится и ток в области насыщения. Пробой также наступает при меньших значениях $|U_{СИ}|$. Если управляющий p-переход сместить в прямом направлении, ток стока увеличится. При этом резко возрастет проводимость транзистора. Такой режим на практике не используется.

Характеристика прямой передачи $I_C=f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ}=const$ может быть получена из семейства выходных характеристик, если при фиксированном напряжении $U_{СИ}$ отмечать величину напряжения $U_{ЗИ}$ и соответствующее ему значение I_C . Изменение $U_{СИ}$ в пределах области насыщения мало влияет на поведение стокзатворной характеристики (рисунок 9.4).

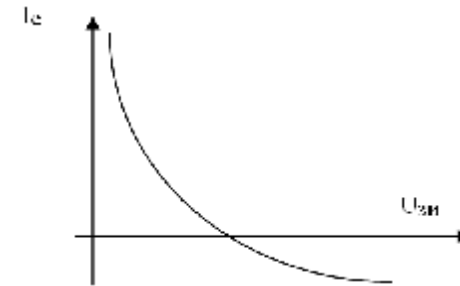
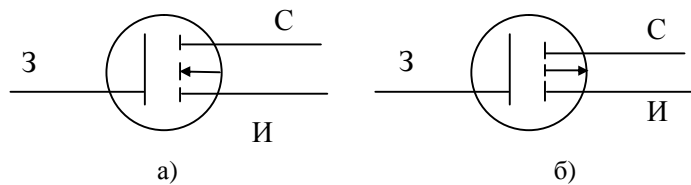


Рисунок 9.4 – ВАХ прямой передачи полевого транзистора

9.3 МДП-транзисторы с индуцированным каналом

МДП-транзистор с индуцированным каналом показан на рисунке 9.5.



а – с каналом n-типа; б – с каналом p-типа

Рисунок 9.5 – УГО МДП-транзистора с индуцированным каналом

МДП-транзистор обладает следующими свойствами:

- затвор и канал изолированы диэлектриком;
- каналом является тонкий слой на поверхности пластины;
- затвор – это тонкий слой алюминия (Al), нанесенный на поверхность окисла кремния;
- исток и сток выполнены в виде сильно легированных p-областей ($p \sim 10^{18} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$) в пластине кремния n-типа (рисунок 9.6).

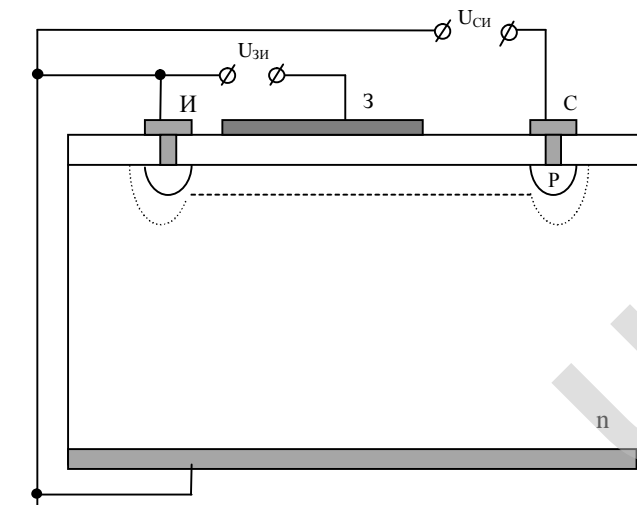


Рисунок 9.6 – Схематичное изображение МДП-транзистора с индуцированным каналом

Принцип работы МДП-транзистора:

1. Напряжения на затворе нет. Сопротивление между истоком (И) и стоком (С) определяется двумя включенными встречно p-n-переходами.

2. Возникновение проводимости обусловлено эффектом поля, т.е. изменением концентрации носителей в приповерхностном слое полупроводника под действием электрического поля.

3. При подаче на затвор отрицательного по отношению к истоку напряжения в полупроводнике возникает электрическое поле, которое вытягивает из p-подложки дырки, увеличивая их концентрацию в тонком приповерхностном слое и изменяя его проводимость на противоположную.

4. При увеличении отрицательного напряжения затвора толщина p-слоя увеличивается и его проводимость возрастает.

Таким образом, обеспечивается управление током стока транзистора.

9.4 МДП-транзистор со встроенным каналом

На этапе изготовления канал образуется тонким слоем полупроводника, нанесенного на подложку и имеющего противоположный по отношению к ней тип проводимости.

Выходные характеристики $I_c=f(U_{си})$ при $U_{зи}=const$ показаны на рисунке 9.7.

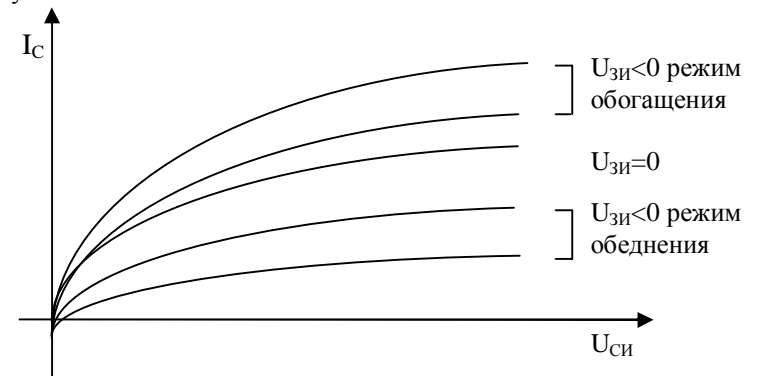


Рисунок 9.7 – Выходные характеристики МДП-транзистора с встроенным каналом

Характеристики прямой передачи $I_c=f(U_{зи})$ при $U_{си}=const$ показаны на рисунке 9.8.

Напряжение $U_{зиотс}$ соответствует положению, при котором канал равен нулю.

Полевые транзисторы с индукционным каналом получили большее применение, чем транзисторы со встроенным каналом.

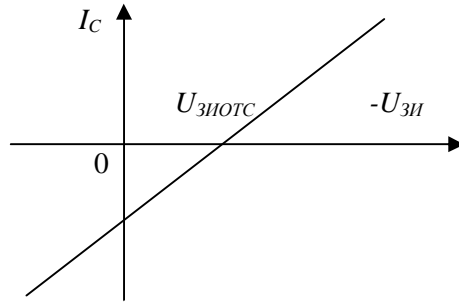


Рисунок 9.8 – Характеристики прямой передачи МДП-транзистора с встроенным каналом

9.5 ВАХ полевого транзистора (математическая модель)

9.5.1 Транзистор с управляющим n-p-переходом

Поведение выходной характеристики в начальной области

$$I_c = \frac{I_{снac}}{U_{зи}^2} [2(U_{зи} - U_{зиотс})U_{си} - U_{си}^2],$$

где $I_{снac}$ – начальный ток стока при $U_{зи} = 0$;

$U_{зиотс}$ – напряжение отсечки.

В области насыщения

$$I_c = I_{снac} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зиотс}}\right)^2.$$

9.5.2 Транзистор с изолированным затвором

$$I_c = S_{уд} \left[(|U_{зи}| - |U_{зипор}|) |U_{си}| - \frac{1}{2} U_{си}^2 \right],$$

где $S_{уд}$ – удельная крутизна, зависящая от конструкции, материала и размеров канала.

В области насыщения:

$$I_c = \frac{S_{уд}}{2} (|U_{зи}| - |U_{зипор}|)^2.$$

9.6 Дифференциальные параметры полевого транзистора

Полевой транзистор, как и биполярный, может быть представлен активным четырехполюсником и при работе с малыми сигналами охарактеризован дифференциальными параметрами.

На практике в качестве дифференциальных параметров на НЧ используют:

1. Крутизну стокзатворной ВАХ полевого транзистора:

$$g_{21} = S = \left. \frac{dI_C}{dU_{3И}} \right|_{U_{СИ} = const},$$

где S – крутизна;

$U_{СИ}$ – напряжение между стоком и истоком;

I_C – ток стока;

$U_{3И}$ – напряжение между затвором и истоком.

2. Входную проводимость полевого транзистора

$$g_{11} = \left. \frac{dI_3}{dU_{3И}} \right|_{U_{СИ} = const},$$

где I_3 – ток затвора;

$U_{3И}$ – напряжение между затвором и истоком;

$U_{СИ}$ – напряжение между стоком и истоком.

3. Выходную проводимость

$$g_{22} = \left. \frac{dI_C}{dU_{СИ}} \right|_{U_{3И} = const},$$

где I_C – ток стока;

$U_{СИ}$ – напряжение между стоком и истоком;

$U_{3И}$ – напряжение между затвором и истоком.

Часто при расчетах используют выходное сопротивление

$R_i = \frac{1}{g_{22}}$ (оно в области насыщения у маломощных транзисторов равно 10...100 кОм).

Кроме того, полевой транзистор характеризуется статическим коэффициентом усиления:

$$m = SR_i = - \left. \frac{dU_{СИ}}{dU_{3И}} \right|_{I_C = const},$$

где S – крутизна;

R_i – выходное сопротивление;

$U_{СИ}$ – напряжение между стоком и истоком;

$U_{ЗИ}$ – напряжение между затвором и истоком;

I_C – ток стока.

Знак (–) означает, что для сохранения неизменной величины тока стока при определении μ знаки приращений напряжений $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ должны быть разными.

9.7 Физическая эквивалентная схема полевого транзистора

Физическая эквивалентная схема показана на рисунке 9.9.

Усилительные свойства транзистора отражаются идеальным генератором $SU_{МЗИ}$.

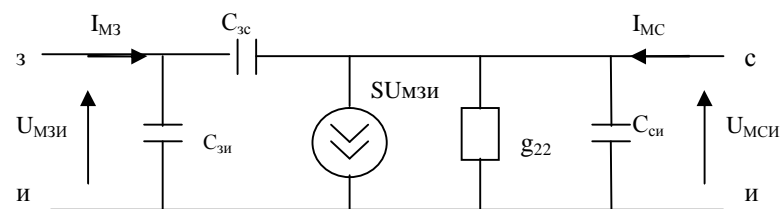


Рисунок 9.9 – Физическая эквивалентная схема полевого транзистора

Проводимость g_{22} характеризует выходную проводимость транзистора.

Емкость $C_{СИ}$ – для транзистора с управляющим п-р-переходом определяется емкостью между электродами стока и истока.

В МДП-транзисторе $C_{СИ}$ существенно выше.

$C_{ЗИ}$ и $C_{ЗС}$ – это барьерные емкости (поскольку полевой транзистор работает с обратным смещенным п-р-переходом). Для МДП-транзистора емкости затвора относительно областей C и U имеют следующие значения: $C_{ЗИ}=2...15$ нФ; $C_{ЗИ}=0,3...10$ нФ для всех; для МДП $C_{ИС}=3...15$ нФ; для транзистора с п-р-переходом $C_{ИС}<1$ нФ.

Рассмотренная схема справедлива до частоты, равной $0,7f_{гр}$.

Частота $f_{Г}$, на которой коэффициент усиления по мощности в режиме согласования по входу и выходу равен единице, называется **предельной частотой генерации транзистора**.

$$f_{Г} = \frac{S}{2\pi i C_{зс} (1 + S r_u)}$$

где r_u – сопротивление неуправляемого участка канала вблизи области истока, зависящее от тока насыщения, как правило, не превышающее несколько десятков ом.

Из приведенной схемы определяют у-параметры (т.е. определяют соответствие между параметрами эквивалентной схемы и у-параметрами транзистора).

$$\begin{aligned} \dot{y}_{11} &= j\omega(C_{3C} + C_{3H}); \dot{y}_{12} = -j\omega C_{3C}; \\ \dot{y}_{21} &= S - j\omega C_{3C}; \dot{y}_{22} = g_{22} + j\omega(C_{3C} - C_{3H}). \end{aligned}$$

Знак минус в формуле для y_{12} означает, что ток во входной цепи, вызванный напряжением U_{3H} вследствие обратной связи в транзисторе, имеет направление, противоположное току, которое принято положительным для тока затвора. Из условий следует, что с ростом рабочей частоты транзистора величины всех проводимостей растут. Поскольку C_{3C} мала, ее влияние на достаточно высоких частотах приобретают

$$\dot{y}_{21} = S.$$

9.8 Зависимость параметров полевого транзистора от режима работы

1. Низкочастотные значения крутизны S и выходной проводимости g_{22} существенно зависят от режима работы.

Крутизна является линейной функцией напряжения на затворе и растет с увеличением тока стока (рисунки 9.10 и 9.11).

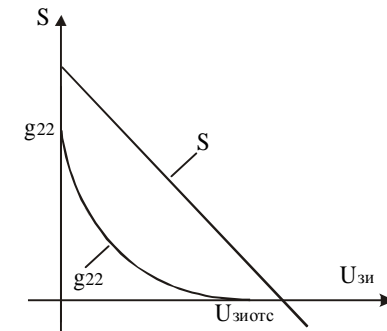


Рисунок 9.10 – Зависимость крутизны и выходной проводимости полевого транзистора от напряжения на затворе

Выходная проводимость уменьшается с ростом обратного напряжения на затворе.

Кроме того, выходная проводимость существенно зависит от напряжения на стоке (рисунок 9.12).

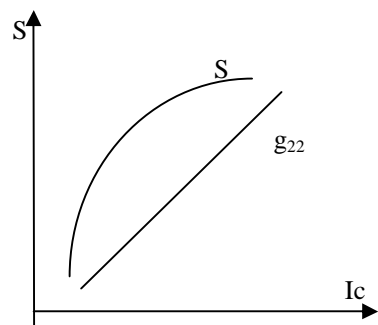


Рисунок 9.11 – Зависимость крутизны и выходной проводимости полевого транзистора от тока стока

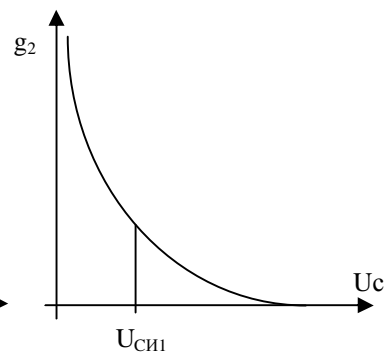


Рисунок 9.12 – Зависимость выходной проводимости от напряжения на стоке полевого транзистора

Из рисунка 9.12 следует, что выходная проводимость резко начинает увеличиваться, начиная с некоторого $U_{си1}$.

9.9 Влияние температуры окружающей среды на режим работы полевого транзистора

Характеристики и параметры подвержены влиянию температуры. Изменение температуры приводит к изменению контактной разности потенциалов n-p-перехода, подвижности носителей зарядов, что вызывает температурную нестабильность тока стока I_c , напряжения отсечки $U_{зи отс}$, порогового напряжения, крутизны и обратного тока затвора.

С одной стороны, с повышением температуры уменьшается тепловой потенциал ∇j_0 , глубина проникновения n-p-переходов в пластину полупроводника p-типа и сопротивление канала, что должно привести к увеличению тока стока.

С другой стороны, с уменьшением температуры уменьшается подвижность носителей (дырок в данном случае), что приводит к уменьшению тока стока.

Результирующее изменение тока стока может быть не положительным, а отрицательным.

В итоге возникают условия, при которых I_c не будет изменяться с изменением температуры.

Построим семейства характеристик прямой передачи полевого транзистора при различных температурах (рисунок 9.13).

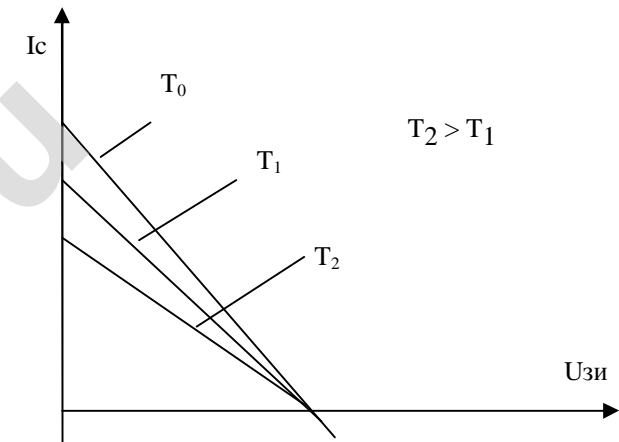


Рисунок 9.13 – Зависимость характеристики прямой передачи полевого транзистора от температуры

Ток стока с увеличением температуры (T) уменьшается, и температурный коэффициент тока стока $\frac{\Delta I_c}{\Delta T}$ оказывается отрицательным,

что показано на рисунке 9.14.

Температурный коэффициент тока стока отрицателен, если $U_{зи} < U_{Ози}$, и положителен, если $U_{зи} > U_{Ози}$. При $U_{Ози} = 0$ ток стока практически не зависит от температуры окружающей среды.

Точка на характеристике прямой передачи, соответствующая $U_{Ози}$, называется термостабильной, ток в ней – термостабильным током. Режим термостабильного тока может использоваться в усилителях, но следует иметь в виду, что крутизна в этой точке мала и зависит от температуры.

Из этого не следует делать вывод о возможности получения температурной стабильности выходного тока транзистора, т.к. ток затвора, является током обратного смещенного n - p -перехода, принципиально зависит от температуры, что приводит к нестабильности смещения затвора и, следовательно, к нестабильности тока стока.

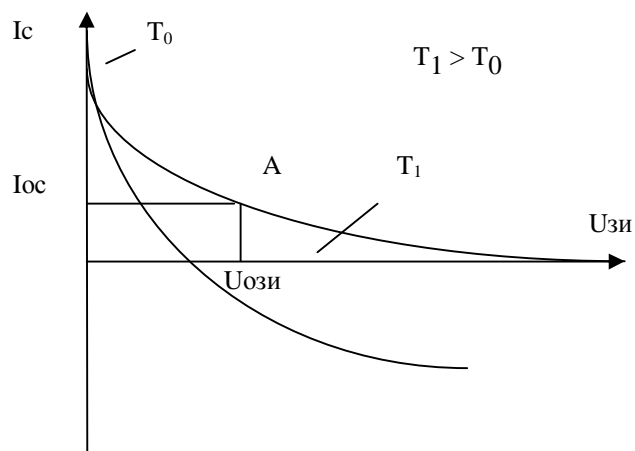


Рисунок 9.14 – Зависимость тока стока от напряжения затвор-исток при различных температурах

Напряжение теплового сдвига характеристик (рисунок 9.14) может быть вычислено по формуле:

$$DU = \frac{3}{4}(U_{зп1} - U_{зп0}) \frac{DT}{T},$$

где $U_{зп0}$ – напряжение отсечки;

$U_{зп1}$ – смещение на затворе в данной рабочей точке;

$\Delta T = T - T_0$ – изменение температуры.

Изменение тока затвора:

$$DI_3 = I_{30} (2^{a(T-T_0)} - 1),$$

где I_{30} – ток затвора при комнатной температуре (менее $2 \cdot 10^{-8}$ А); температурный коэффициент $\alpha = 0,13 \text{ K}^{-1}$.

Для нормальной работы транзистора необходимо включение во входной цепи транзистора резистора утечки, обеспечивающего цепь для протекания тока затвора.

Чтобы изменение тока затвора не меняло заметно напряжение на затворе, максимальная величина сопротивления резистора утечки не должна превышать некоторой величины, которая оговаривается в справочнике.

Крутизна определяется по формуле $S(T_2) = S(T_1) \frac{T_1}{T_2}$.