

Твердотельная электроника

Лабораторный практикум

Часть 2

Диоды Шоттки. Транзисторы

Под редакцией **Ю.А. Парменова, И.Н. Титовой**

Утверждено редакционно-издательским советом университета

УДК 621.382.3(076.5)

Рецензент канд. физ.-мат. наук, проф. *А.К. Мороча*

Твердотельная электроника: лабораторный практикум. Часть 2. Диоды Шоттки. Транзисторы / Под редакцией Ю.А. Парменова, И.Н. Титовой. - М.: МИЭТ, 2014. - 96 с.: ил.

Практикум состоит из двух частей. Часть 2 содержит описания пяти лабораторных работ, посвященных изучению статических характеристик полупроводниковых диодов, основанных на контактах металл - полупроводник, а также изучению статических и динамических характеристик и параметров биполярных и МДП-транзисторов.

Может быть использован при проведении лабораторных работ по учебным дисциплинам «Твердотельная электроника» и «Физические основы электроники», предназначенным для направлений подготовки 210100 «Электроника и наноэлектроника» и 150100 «Технология материалов и наноструктур».

Теоретические части описаний лабораторных работ подготовили Ю.А. Парменов (лаб. работы № 5, 9), В.И. Старосельский (лаб. работы № 7, 8), Г.П. Жигальский (лаб. работа № 6). Методические разделы лабораторных работ выполнены И.Н. Титовой совместно с авторами.

Учебное издание

Под редакцией

Парменова Юрия Алексеевича,

Титовой Ирины Николаевны

Твердотельная электроника. Лабораторный практикум.

Часть 2. Диоды Шоттки. Транзисторы

Редактор *Е.Г. Кузнецова*. Технический редактор *Е.Н. Романова*. Корректор
Л.Г. Лосякова.

Подписано в печать с оригинал-макета 26.09.2014. Формат 60×84 1/16. Печать
офсетная. Бумага офсетная. Гарнитура Times New Roman. Усл. печ. л. 5,57.

Уч.-изд. л. 4,8. Тираж 400 экз. Заказ 51.

Отпечатано в типографии ИПК МИЭТ.

124498, Москва, Зеленоград, проезд 4806, д. 5, МИЭТ.

Лабораторная работа № 5 Изучение электрофизических параметров диодов Шоттки

Цель работы: 1) изучение ВАХ диода Шоттки; 2) экспериментальное определение параметров ВАХ диода Шоттки: тока насыщения, фактора неидеальности и температурного коэффициента напряжения прямой ветви; 3) определение высоты потенциального барьера на границе металл - полупроводник и эффективной постоянной Ричардсона.

Продолжительность работы - 4 ч.

Приборы, используемые в работе: мультиметр Agilent 344 11А, регулируемый источник питания Agilent E3648А.

Теоретические сведения

Контакт металл - полупроводник

Диоды Шоттки используют выпрямляющие свойства контактов металл - полупроводник. На рис.1,*a* представлена зонная диаграмма невзаимодействующих металла и полупроводника *n*-типа. Предполагается, что заряды на их поверхностях отсутствуют, а термодинамическая работа выхода электронов из металла Φ_m больше, чем у полупроводника Φ_s . При сближении металла и полупроводника на расстояние, на котором они могут обмениваться электронами, металл будет заряжаться отрицательно, а полупроводник положительно, так как электронам легче перейти из полупроводника в металл, чем из металла в полупроводник. Если металл и полупроводник привести в контакт, то из полупроводника в металл перетечет некоторый заряд и установится термодинамическое равновесие, при котором уровни Ферми в обоих материалах сравняются. В результате между металлом и полупроводником возникает контактное электрическое поле E_k , направленное от полупроводника к металлу. Из-за высокой концентрации электронов в металле это поле проникает в металл на очень малую глубину (примерно 0,05 нм), поэтому можно считать, что оно практически полностью сосредоточено в полупроводнике. Поле вызывает изгиб энергетических зон полупроводника (рис.1,*b*), величина которого $e\varphi_k$ будет определяться разностью работ выхода металла и полупроводника:

$$e\varphi_k = \Phi_m - \Phi_s, \quad (1)$$

где e - заряд электрона.

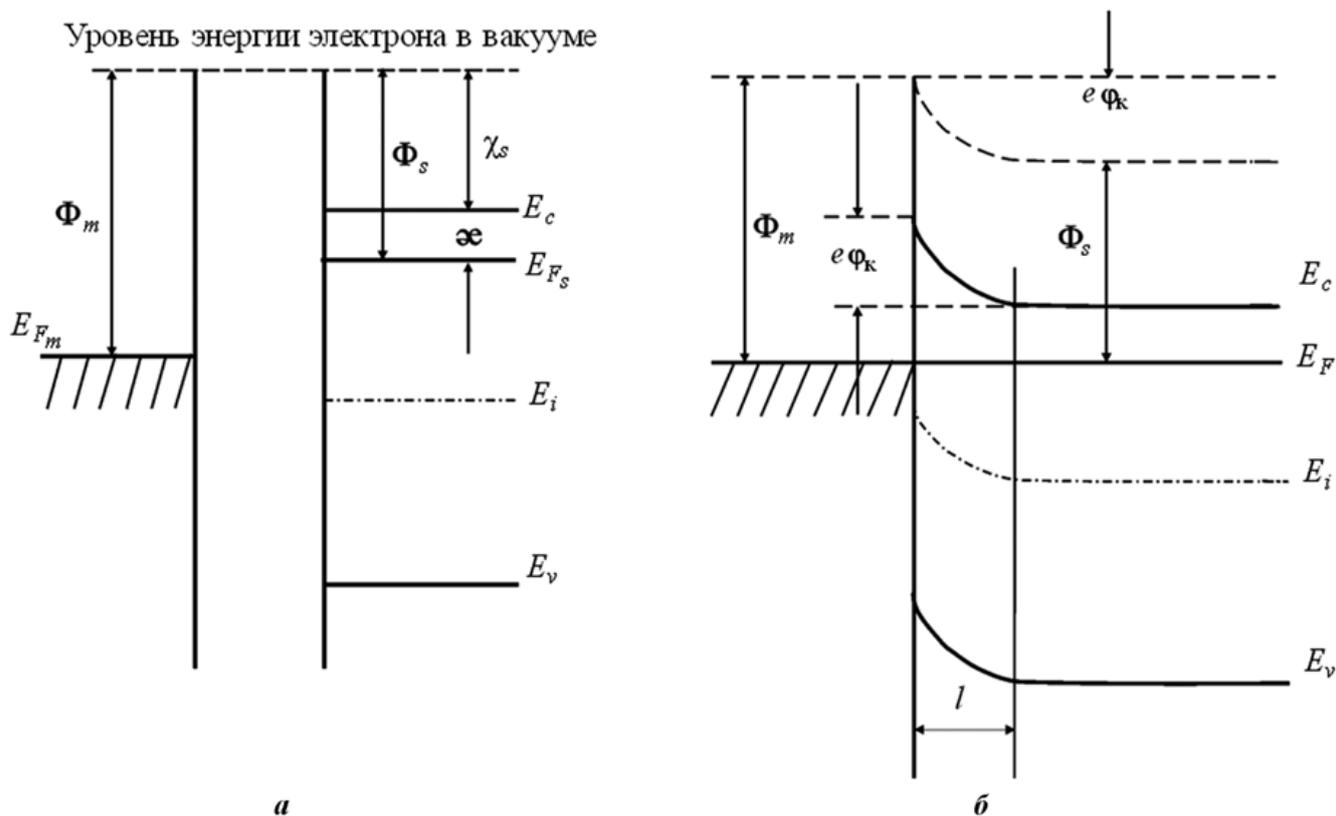


Рис.1. Зонные диаграммы контакта металл - полупроводник при $\Phi_s < \Phi_m$: а - не взаимодействующие металл и полупроводник n-типа; б - контакт металл - полупроводник n-типа в равновесном состоянии

В рассматриваемом случае зоны изгибаются вверх, и у поверхности полупроводника возникает положительно заряженный слой толщиной l , образованный ионами донорной примеси N_d^+ . Заряд этого слоя компенсируется отрицательным зарядом в металле. Концентрация основных носителей - электронов - в слое меньше, чем в объеме полупроводника, а его сопротивление больше, чем сопротивление объема. Такой слой называется **обедненным**, или **запорным**.

В дырочном полупроводнике при том же соотношении работ выхода положительный заряд в слое образуется свободными дырками, концентрация которых в слое больше, чем в объеме, а сопротивление слоя меньше, чем сопротивление объема. Такой слой называется **обогащенным**, или **антизапорным**.

Запорный слой является основой выпрямляющих контактов, а антизапорный - основой омических.

Запорный слой в полупроводнике образует барьер для электронов, переходящих из одного материала в другой, который называется **барьером Шоттки**. Для электронов, переходящих из полупроводника в металл, этот барьер равен $e\Phi_k$. Для электронов, переходящих из металла в полупроводник, этот барьер больше на величину $\Delta = E_c - E_F$ (см. рис.1,б):

$$\Phi_{ms} = e\varphi_K + \alpha = \Phi_m - \chi_s, \quad (2)$$

где χ_s - энергия, необходимая для перевода электрона со дна зоны проводимости полупроводника в вакуум (энергия электронного сродства).

Приложенное к контакту напряжение U изменяет высоту барьера для электронов, переходящих из полупроводника в металл, но не влияет на величину барьера Φ_{ms} (рис.2).

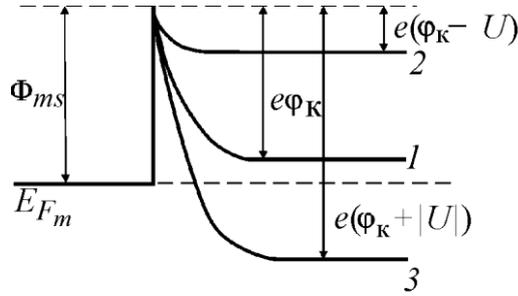


Рис.2. Форма барьера Шоттки при $U = 0$ (1), $U > 0$ (2) и $U < 0$ (3)

Если внешнее поле \mathbf{E} направлено навстречу контактному полю \mathbf{E}_K , то высота барьера понижается и становится равной $e(\varphi_K - U)$. Такое включение называется прямым, $U > 0$. Если внешнее и контактное поля совпадают по направлению, то высота барьера растет и становится равной $e(\varphi_K + |U|)$. Такое включение называется обратным, $U < 0$.

Толщину обедненного слоя l (т.е. ширину барьера Шоттки) можно найти, решив уравнение Пуассона для полупроводника, которое имеет тот же вид, что и для резкого p^+ - n -перехода. Величина l оказывается равной

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(\varphi_K - U)}{eN_d}},$$

а максимальное электрическое поле \mathbf{E}_m достигается на границе полупроводника и металла:

$$\mathbf{E}_m = \sqrt{\frac{2eN_d(\varphi_K - U)}{\varepsilon\varepsilon_0}}, \quad (3)$$

где $\varepsilon, \varepsilon_0$ - диэлектрическая проницаемость полупроводника и электрическая постоянная соответственно.

Вольт-амперная характеристика идеального диода Шоттки

Перенос заряда через контакт металл - полупроводник осуществляется преимущественно основными носителями заряда, в отличие от $p - n$ -переходов, где электрический ток обусловлен главным образом неосновными носителями.

Можно выделить четыре главных механизма токопрохождения через контакт металл - полупроводник (рис.3):

- 1) надбарьерный перенос, или термоэлектронная эмиссия;
- 2) туннелирование электронов сквозь барьер, образованный вследствие изгиба зон;
- 3) рекомбинация-генерация носителей заряда в запиорном слое;
- 4) инжекция дырок из металла в полупроводник.

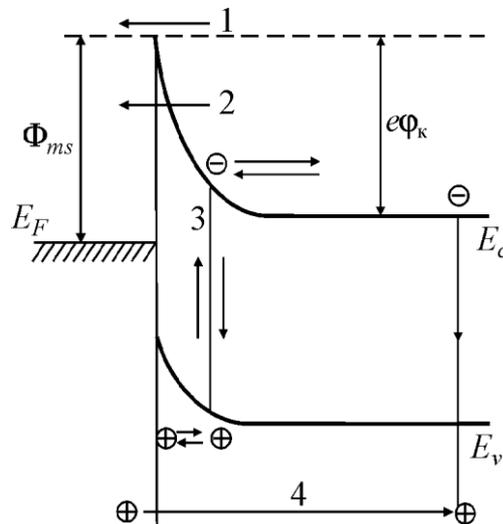


Рис.3. Механизмы токопрохождения через контакт металл - полупроводник:
1 - термоэлектронная эмиссия; 2 - туннелирование; 3 - рекомбинация-генерация носителей
заряда в запиорном слое; 4 - инжекция дырок из металла в полупроводник

Наиболее важен первый механизм. Диоды, в которых перенос заряда через контакт осуществляется только за счет термоэлектронной эмиссии, будем называть **идеальными диодами Шоттки**. Как показывает опыт, этот механизм доминирует в полупроводниках с высокой подвижностью носителей заряда (например, в Ge, Si, GaAs). Влияние остальных механизмов сводится к отклонению ВАХ от идеальной, о чем будет сказано позже.

Рассмотрим ВАХ идеального диода Шоттки.

Прохождение электронов через контакт металл - полупроводник можно разделить на два этапа. На первом этапе электроны движутся из объема полупроводника к поверхности через обедненную область. Это движение происходит вследствие диффузии и дрейфа

в электрическом поле контакта. Второй этап заключается в эмиссии электронов через границу раздела из полупроводника в металл. Энергия эмитированных электронов превышает уровень Ферми в металле на высоту барьера, т.е. эти электроны являются «горячими». Они отдают затем свою энергию решетке при столкновениях. Поскольку этапы следуют друг за другом, ток через контакт определяется тем из них, который оказывает большее сопротивление потоку электронов. Согласно *диффузионной теории* ВАХ ток через контакт определяет первый этап, согласно *диодной теории* - второй.

Диодная теория достаточно точно описывает ВАХ диодов Шоттки для невырожденных полупроводников, обладающих высокой подвижностью электронов, таких как Ge, Si и GaAs, в интервале полей $10^4 - 10^5$ В/см. Поэтому ограничимся рассмотрением только этой теории.

В диодной теории не принимаются во внимание эффекты диффузии и дрейфа в обедненной области, что равнозначно предположению о бесконечной подвижности электронов. Кроме того, предполагается, что отсутствует отражение эмитируемых в металл электронов обратно в полупроводник вследствие их рассеяния на колебаниях решетки.

Классическая диодная теория приводит к следующему выражению для ВАХ диода Шоттки с площадью S :

$$I = S j_s \left(\exp \frac{U}{\phi_T} - 1 \right) = I_s \left(\exp \frac{U}{\phi_T} - 1 \right), \quad (4)$$

где

$$j_s = A^* T^2 \exp \left(- \frac{\Phi_{ms}}{kT} \right). \quad (5)$$

Здесь I_s , j_s - ток и плотность тока насыщения; ϕ_T - температурный потенциал, $\phi_T = kT/e$; A^* - эффективная постоянная Ричардсона, учитывающая отличие эффективной массы электрона в полупроводнике m^* от массы свободного электрона m_0 :

$$A^* = \frac{4\pi e m^* k}{h^3}, \quad (6)$$

где k , h - постоянные Больцмана и Планка соответственно.

Для свободного электрона постоянная Ричардсона $A = 120$ А·см⁻²·К⁻². В полупроводниках на величину A^* влияют структура энергетических зон и форма изоэнергетических поверхностей. В табл.П4 приложения приведены отношения A^*/A для некоторых полупроводников.

При прямом смещении («плюс» источника питания приложен к металлу, а «минус» - к полупроводнику n -типа) ток через диод при $U > 3\phi_T$ возрастает по экспоненциальному закону. При обратном смещении $U < -3\phi_T$ обратный ток насыщается: $I_{обр} = -I_s$.

Выражение для плотности тока насыщения с учетом соотношений (2) и (6) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned} j_s &= A^* T^2 \exp\left(-\frac{\Phi_{ms}}{kT}\right) = \\ &= A^* T^2 \frac{N_c}{N_c} \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{kT}\right) \exp\left(-\frac{e\phi_k}{kT}\right) = \\ &= A^* T^2 \frac{1}{N_c} n_n \exp\left(-\frac{e\phi_k}{kT}\right) = \frac{1}{4} en_s v_T, \end{aligned} \quad (7)$$

где n_s - концентрация электронов на поверхности полупроводника, $n_s = n_n \exp\left(-\frac{e\phi_k}{kT}\right)$; n_n - равновесная концентрация электронов, $n_n \approx N_d$ при полной ионизации примеси; N_c - эффективная плотность квантовых состояний в зоне проводимости, $N_c = 2 \left(\frac{2\pi m^* kT}{h^2}\right)^{3/2}$; v_T - тепловая скорость электронов, $v_T = \sqrt{\frac{8kT}{\pi m^*}}$.

Сравним плотность тока насыщения диода Шоттки (7) с плотностью тока насыщения p - n -перехода, имеющего такую же величину контактной разности потенциалов:

$$j_{spm} = e \frac{D_p p_n}{L_p} = e p_n v_D,$$

где $v_D = D_p / L_p$ - диффузионная скорость дырок; $p_n = n_i^2 / n_n$ - концентрация неосновных носителей (дырок) в базе; D_p, L_p - коэффициент диффузии и диффузионная длина дырок соответственно.

Величины n_s и p_n не сильно отличаются друг от друга, в то время как тепловая скорость носителей заряда v_T примерно на три порядка превышает диффузионную скорость v_D . Поэтому ток насыщения диода Шоттки примерно на три порядка превышает ток насыщения p - n -перехода. В результате падение напряжения в прямом направлении у диода Шоттки приблизительно на 0,2 В меньше, чем у p - n -перехода. Типичными для диодов Шоттки являются прямые падения напряжения, равные $\sim 0,4$ В.

Вольт-амперная характеристика реального диода Шоттки

ВАХ реальных диодов Шоттки на кремнии и арсениде галлия отличаются от идеальной в силу ряда причин и описываются модифицированным уравнением

$$I = I_0 \left(\exp \frac{U}{m\phi_T} - 1 \right), \quad (8)$$

где m - фактор неидеальности. Величина m определяется качеством контакта металл - полупроводник и в значительной мере зависит от технологии изготовления диода. Обычно $m = 1,01 - 1,2$.

Величина обратного тока I_0 для реальных диодов, в отличие от тока насыщения I_s , зависит от приложенного напряжения. Рассмотрим причины, приводящие к отличию ВАХ реальных диодов Шоттки от идеальной.

Прямая ветвь ВАХ реального диода

Влияние промежуточного слоя. Реальные диоды Шоттки (за исключением диодов, изготовленных сколом полупроводника в сверхвысоком вакууме) имеют тонкий диэлектрический (обычно оксидный) слой между металлом и полупроводником. Этот слой очень тонок (примерно 1 - 2 нм), поэтому электроны легко туннелируют через него. При наличии промежуточного слоя часть контактной разности потенциалов U_i падает на зазоре, что приводит к понижению высоты барьера Шоттки (рис.4,а):

$$\Phi_{B0} = \Phi_m - \chi_s - eU_i < \Phi_{ms}.$$

Часть приложенного внешнего смещения также падает на зазоре, что определяет зависимость высоты барьера от напряжения: высота барьера возрастает при прямом смещении и убывает при обратном (рис.4,б).

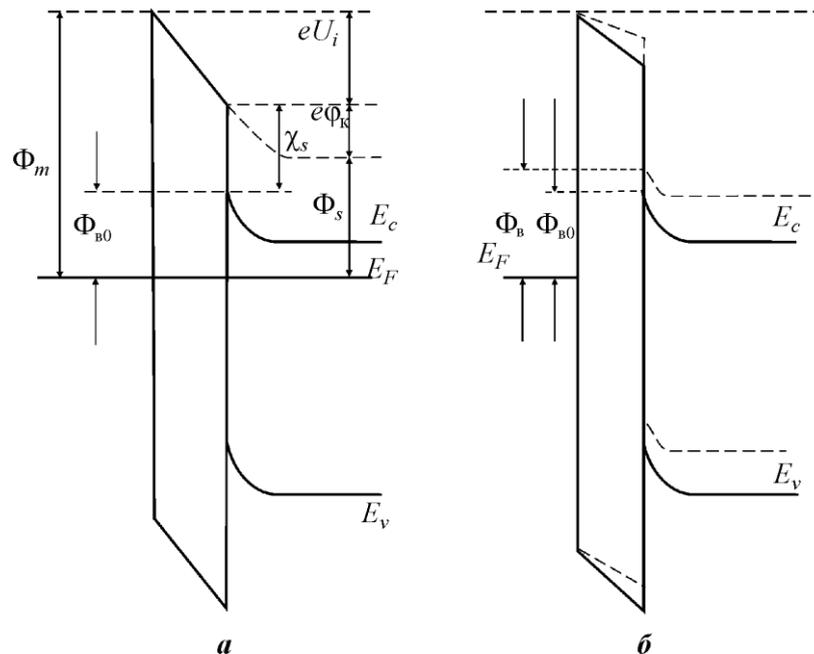


Рис.4. Барьер Шоттки с промежуточным слоем при $U = 0$ (а) и $U > 0$ (б).
 (Условные обозначения: ———— - нулевое смещение; - - - - - - - прямое смещение)

Влияние сил зеркального изображения (эффект Шоттки). Вначале рассмотрим эффект Шоттки на границе раздела металл - вакуум, а затем преобразуем полученные уравнения к эмиссии электронов из металла в полупроводник.

На вылетевший из металла электрон, находящийся на расстоянии x от поверхности, действует сила притяжения к металлу. На границе раздела силовые линии электрического поля должны быть перпендикулярны поверхности металла, поскольку металл предполагается идеальным проводником. Поэтому силовые линии идут так, как если бы электрон с зарядом $(-e)$ индуцировал на расстоянии $(-x)$ внутри металла свое «изображение», т.е. заряд $(+e)$ (рис.5,а). Потенциальная энергия электрона, обусловленная силами зеркального изображения, равна

$$E(x) = -\frac{e^2}{16\pi\epsilon_0 x}.$$

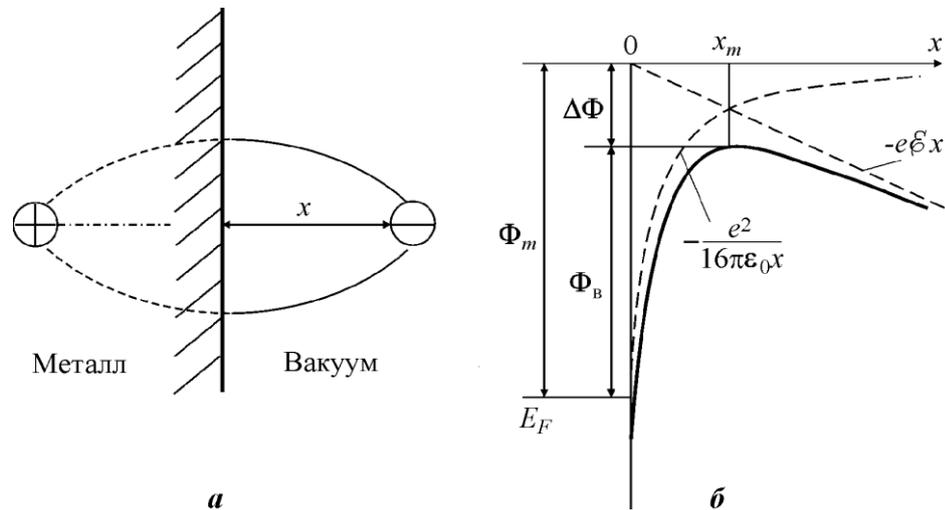


Рис.5. Граница металл - вакуум: а - электрон в вакууме и заряд-изображение в металле; б - энергетический барьер для электрона при приложении поля E

Если теперь вблизи границы раздела металл - вакуум имеется электрическое поле E , то выражение для энергии электрона на расстоянии x приобретает вид:

$$E(x) = -\frac{e^2}{16\pi\epsilon_0 x} - e\mathcal{E}x.$$

Эта функция имеет максимум в точке x_m (рис.5,б). В результате происходит понижение высоты барьера на величину $\Delta\Phi$, причем

$$\Delta\Phi = \sqrt{\frac{e^3 \mathcal{E}}{4\pi\epsilon_0}}.$$

На границе раздела металл - полупроводник следует ожидать аналогичного понижения барьера Шоттки. Величина $\Delta\Phi$ для полупроводника с учетом его диэлектрической проницаемости ϵ оказывается равной

$$\Delta\Phi = \sqrt{\frac{e^3 \mathcal{E}}{4\pi\epsilon\epsilon_0}}, \quad (9)$$

где в качестве \mathcal{E} обычно принимается максимальное электрическое поле в обедненной области, описываемое выражением (3). Контактное электрическое поле E_k понижает высоту барьера Шоттки на величину $\Delta\Phi_0 \sim 0,01 - 0,04$ эВ. Внешнее смещение изменяет поле в обедненной области и тем самым приводит к зависимости высоты барьера от приложенного напряжения (рис.6):

$$\Phi_B(U) = \Phi_{ms} - \Delta\Phi(U). \quad (10)$$

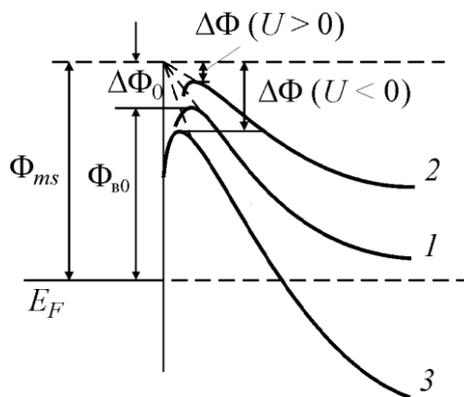


Рис.6. Влияние сил изображения на форму барьера Шоттки при $U=0$ (1), $U>0$ (2) и $U<0$ (3)

При прямом смещении происходит увеличение высоты барьера, при обратном - ее уменьшение. Анализ показывает, что для барьеров Шоттки с $N_d < 10^{17} \text{ см}^{-3}$ влияние сил изображения на прямую ветвь ВАХ незначительно. Однако при обратных смещениях это влияние существенно вследствие более сильного электрического поля в обедненной области.

Поскольку каждый из двух рассмотренных выше эффектов при приложении прямого смещения приводит к увеличению высоты барьера, то в результате ток растет медленнее с увеличением напряжения, что эквивалентно введению коэффициента $m > 1$ в выражение (8). Диоды Шоттки с промежуточным слоем порядка 2 нм обычно имеют $m = 1,3 - 1,5$.

Рекомбинация носителей в обедненной области. При малых прямых смещениях в материалах с большой высотой барьера, малым временем жизни и при низких температурах необходимо учитывать рекомбинацию носителей заряда в обедненной области. Ток

рекомбинации вычисляется так же, как и в $p - n$ -переходе, и может быть представлен в виде

$$I_p = I_{p0} \exp \frac{U}{2\varphi_T}, \quad (11)$$

где $I_{p0} = en_p S l / 2\tau$. Здесь τ - время жизни в обедненной области.

Рекомбинационная составляющая значительно важнее в GaAs, чем в Si, вследствие большей ширины запрещенной зоны GaAs.

Рекомбинационный ток (11) с увеличением прямого смещения растет медленнее, чем ток термоэмиссии (4), поэтому его влияние существенно лишь на начальных участках ВАХ. Это проявляется в отклонении m от единицы и в отличии предэкспоненциального члена в выражении (8) от своего идеального значения (5).

Туннелирование. С ростом концентрации доноров искривление зон у контакта увеличивается, а толщина барьерной области уменьшается. При концентрации $N_d > 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ электроны уже могут проникать через верхнюю, наиболее тонкую часть барьера путем квантовомеханического туннелирования. Внешне этот эффект проявляется так, как если бы высота барьера уменьшилась, а ток при данном смещении увеличился. Хотя ток при этом остается экспоненциальной функцией приложенного прямого напряжения, величина m уже заметно больше единицы. Этот механизм известен как **термополевая эмиссия**. В прямом направлении туннелирование необходимо учитывать только для вырожденных полупроводников.

Влияние последовательного сопротивления полупроводника. Для реальных диодов Шоттки в области больших прямых токов необходимо учитывать падение части приложенного напряжения на последовательно включенном сопротивлении R_s , обусловленном нейтральной областью полупроводника. В результате на барьерной области падает меньшее напряжение по сравнению с приложенным к внешним выводам прибора. При достаточно больших смещениях падение напряжения на объемном сопротивлении полупроводника начинает преобладать и ВАХ диода спрямляется аналогично ВАХ $p - n$ -перехода при токах выше тока вырождения.

Инжекция дырок из металла в полупроводник наблюдается только при достаточно больших прямых смещениях (больших плотностях токов). Этот процесс можно не учитывать в полупроводниках с широкой запрещенной зоной и при достаточно больших концентрациях примеси.

Обратная ветвь ВАХ реального диода

Влияние сил зеркального изображения. Согласно диодной теории плотность обратного тока идеального диода Шоттки (5) определяется высотой потенциального барьера Φ_{ms} и не зависит от напряжения. В реальном диоде при обратном смещении силы зеркального изображения понижают высоту потенциального барьера (см. рис.6). Это понижение может быть заметным, оно приводит к зависимости обратного тока от напряжения согласно выражениям (9) и (10):

$$\begin{aligned} I_0 = I_s &= SA \cdot T^2 \exp\left(-\frac{\Phi_{ms} - \Delta\Phi(U)}{kT}\right) = \\ &= SA \cdot T^2 \exp\left(-\frac{\Phi_{ms}}{kT}\right) \exp\left(\frac{e\mathcal{E}}{kT} \sqrt{\frac{e\mathcal{E}}{4\pi\epsilon\epsilon_0}}\right). \end{aligned}$$

Поскольку $\mathbf{E} \sim (\varphi_k - U)^{1/2}$ (см. выражение (3)), следует ожидать зависимости тока от напряжения вида $\ln I_s \sim (\varphi_k - U)^{1/4}$.

Влияние промежуточного слоя. Экспериментально наблюдаемые ВАХ показывают более сильную зависимость тока от напряжения. Это может быть обусловлено дополнительным понижением высоты барьера из-за наличия промежуточного слоя оксида (см. рис.4). Относительно толстый промежуточный слой возникает при изготовлении диодов Шоттки в плохих вакуумных условиях или на загрязненной поверхности полупроводника. Он является причиной так называемых «мягких» обратных характеристик, когда ток значительно растет с увеличением обратного напряжения.

Туннелирование. Другая существенная причина зависимости обратного тока от напряжения - туннельное прохождение электронов из металла в полупроводник. Поскольку в обратном направлении к контакту можно приложить существенно большие смещения, чем в прямом направлении, то уменьшение ширины барьера значительно и туннелирование может наблюдаться на материалах с меньшим легированием. При этом возможно туннелирование не только в верхней, более тонкой части барьера (термополевая эмиссия), но и при энергиях электронов, близких к энергиям Ферми (*полевая эмиссия*).

Туннелирование также является одной из причин «мягких» обратных характеристик. При этом большое значение имеет область вблизи краев металлического контакта, где сгущаются силовые линии электрического поля. Рост поля в этой области приводит к утоньшению барьера и большему снижению высоты барьера под действием сил изображения. Краевые эффекты можно уменьшить с помощью специальной обработки и при использовании охранных колец.

Генерация в обедненной области. В полупроводниках с низкой концентрацией доноров эффектами туннелирования и снижения высоты барьера можно пренебречь. В таких диодах увеличение обратного тока, как и в p - n -переходе, связано с генерацией электронно-дырочных пар в обедненной области. Ток генерации пропорционален толщине обедненной области, поэтому $I_g \sim (\phi_k + |U|)^{1/2}$. Ток генерации имеет большое значение в полупроводниках с большой высотой барьера, малым временем жизни, а также при низких температурах. В диодах на GaAs ток I_g является главным компонентом обратного тока.

Влияние поверхностных состояний на высоту барьера Шоттки

Экспериментально обнаружено следующее: зависимость высоты барьера Шоттки от типа металла в реальных диодах слабая или совсем отсутствует, что противоречит уравнению (1). Это объясняется влиянием **поверхностных электронных состояний**, расположенных на границе полупроводника и туннельного тонкого (1 - 2 нм) диэлектрического слоя, который всегда присутствует на реальной поверхности полупроводника. Вследствие заполнения поверхностных состояний электронами вблизи поверхности возникает отрицательный заряд Q_{ss} . Этот заряд вызывает изгиб энергетических зон полупроводника еще до контакта с металлом. При этом поверхностные состояния, расположенные ниже уровня Ферми, заполнены электронами, расположенные выше, - свободны. При контакте полупроводника с металлом вследствие разности работ выхода в металле должен возникнуть заряд Q_m и в полупроводнике - равный ему по величине заряд противоположного знака Q_s . Однако при большой плотности поверхностных состояний велик и заряд Q_{ss} . Если $|Q_{ss}| \gg |Q_m|, |Q_s|$, достаточно незначительного смещения уровня Ферми, чтобы скомпенсировать заряд в металле. Изгиб зон при этом практически не меняется.

Таким образом, при высокой плотности поверхностных состояний уровень Ферми на поверхности фиксируется этими состояниями. При этом высота барьера не зависит от разности работ выхода и полностью определяется степенью легирования и поверхностными свойствами полупроводника.

Эксперимент показывает, что высота барьера для Si и GaAs практически не зависит от природы металла и равна $\sim 2/3E_g$ (E_g - ширина запрещенной зоны) для полупроводников n -типа и $\sim 1/3E_g$ для полупроводников p -типа.

На практике высоту барьера удается регулировать, создавая на поверхности полупроводника тонкий (приблизительно 100 Å и меньше) слой с высокой концентрацией легирующей примеси, например, с помощью ионной имплантации.

Температурная зависимость ВАХ диода Шоттки

Определим температурный коэффициент напряжения (ТКН) прямой ветви ВАХ диода Шоттки. В качестве I_0 в выражении (8) возьмем ток насыщения идеального диода (5) с учетом поправки на снижение высоты барьера вследствие эффекта Шоттки, обусловленного контактным электрическим полем

$$I_0 = SA^*T^2 e^{-\frac{\Phi_B}{kT}}, \quad (12)$$

где $\Phi_B = \Phi_{ms} - \Delta\Phi_0$.

Примем, что зависимость высоты барьера от приложенного напряжения и другие эффекты неидеальности учитываются коэффициентом $m > 1$. Пренебрегая падением напряжения на последовательном сопротивлении полупроводника, при $U > 3m\phi_T$ получим:

$$I = I_0 e^{\frac{m\phi_T}{U}} = SA^*T^2 e^{-\frac{\Phi_B}{kT}} e^{\frac{eU}{mkT}} \quad (13)$$

или

$$U = \frac{m\Phi_B}{e} + \frac{mkT}{e} \ln \frac{I}{SA^*T^2}. \quad (14)$$

Продифференцировав (14) по температуре, найдем ТКН:

$$\lambda = \left(\frac{dU}{dT} \right)_{dT=0} = \frac{m}{e} \frac{d\Phi_B}{dT} + \frac{mk}{e} \left(\ln \frac{I}{SA^*T^2} - 2 \right). \quad (15)$$

Формула (15) дает зависимость ТКН диода Шоттки от тока. Ее можно представить в другом виде, подставив в (15) ток из (12):

$$\lambda = \frac{m}{e} \frac{d\Phi_B}{dT} - \frac{mk}{e} \left(\frac{m\Phi_B - eU}{mkT} + 2 \right). \quad (16)$$

Высота барьера Шоттки с ростом температуры уменьшается по закону, почти идентичному закону температурной зависимости ширины запрещенной зоны. Обычно для кремниевых диодов принимают

$$\frac{1}{e} \frac{d\Phi_B}{dT} = 0,2 \text{ [мВ/К]}. \quad (17)$$

Положив $m = 1$ и подставив (17) в (16), получим:

$$\lambda = 0,37 - 0,086 \frac{\Phi_B/e - U}{\phi_T} \text{ [мВ/К]}. \quad (18)$$

Как показывает анализ, ТКН диодов Шоттки при обычных рабочих токах меньше, чем ТКН кремниевых p - n -переходов.

Определение параметров диодов Шоттки из прямой ветви ВАХ

Зависимость (13) в координатах $\{\ln I, U\}$ представляет собой прямую линию. Перейдя к десятичным логарифмам, получим:

$$\lg I = \lg I_0 + \frac{U}{2,3m\varphi_T}. \quad (19)$$

Это позволяет на экспериментальной ВАХ определить фактор неидеальности

$$m = \frac{1}{\varphi_T} \frac{U_2 - U_1}{2,3 \lg(I_2/I_1)} \quad (20)$$

Линейная экстраполяция ВАХ к оси токов согласно (19) определяет ток насыщения $I_0 = j_0 \cdot S$ (рис.7). Если известна постоянная Ричардсона A^* (см. табл.П4 приложения), то по величине тока насыщения можно найти высоту барьера Шоттки:

$$\Phi_B = kT \ln \frac{SA^*T^2}{I_0}.$$

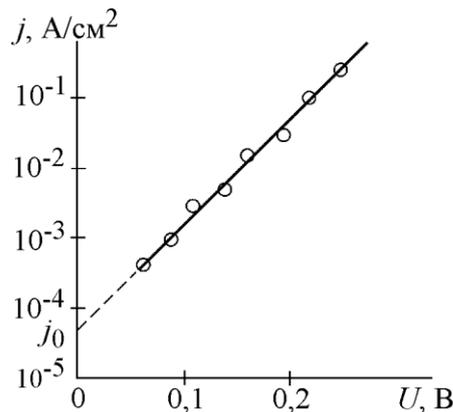


Рис.7. ВАХ диода Шоттки W - Si

Определение высоты барьера Шоттки из температурных зависимостей ВАХ

Измерения ВАХ диодов Шоттки позволяют определить ток насыщения I_0 при различных температурах. В свою очередь зависимость тока насыщения от температуры определяется выражением (12), которое можно переписать в виде

$$\ln \frac{I_0(T)}{T^2} = \ln(SA^*) - \frac{\Phi_B}{kT}. \quad (21)$$

После замены натуральных логарифмов десятичными и подстановки постоянной Больцмана в (21) получим:

$$\lg \frac{I_0(T)}{T^2} = \lg(SA^*) - 5 \cdot 10^3 \frac{\Phi_B}{T}. \quad (22)$$

Зависимость (22) линейна в координатах $\left\{ \ln \frac{I_0(T)}{T^2}, \frac{1}{T} \right\}$ (рис.8). Из наклона прямой можно определить высоту барьера Шоттки:

$$\Phi_B = \frac{2 \cdot 10^{-4} \lg \left[\frac{I_0(T_2)/T_2^2}{I_0(T_1)/T_1^2} \right]}{\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}} \text{ [эВ]}. \quad (23)$$

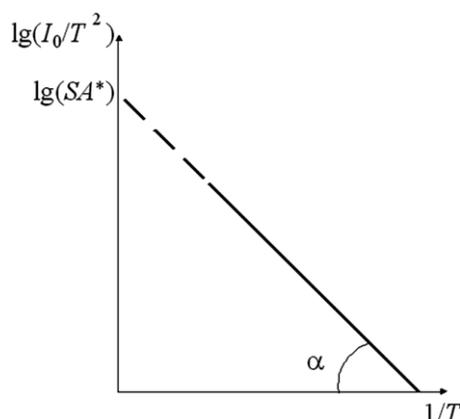


Рис.8. Определение параметров диода Шоттки из температурной зависимости тока насыщения

Отрезок, отсекаемый прямой на оси ординат, равен $\lg(SA^*)$, что при известной площади контакта позволяет вычислить постоянную Ричардсона A^* .

Необходимо отметить, что определение высоты барьера по рассмотренным методикам является достаточно точным только тогда, когда фактор неидеальности $m \leq 1,2$. При нелинейных зависимостях $\ln I$ от U , что может быть связано с наличием толстого промежуточного слоя или рекомбинационных процессов в обедненной области, определить высоту барьера по данной методике достаточно точно не удается.

Лабораторное задание

1. Снять прямую ветвь ВАХ диода Шоттки при температурах $T_1 = 20^\circ\text{C}$, $T_2 = 40^\circ\text{C}$, $T_3 = 60^\circ\text{C}$, $T_4 = 80^\circ\text{C}$ в диапазоне токов $I = 3 \text{ мкА} - 3 \text{ мА}$.

2. Снять обратную ветвь ВАХ диода Шоттки при $T_1 = 20^\circ\text{C}$ и $T_4 = 80^\circ\text{C}$ в диапазоне напряжений $U = 0 - -10 \text{ В}$.

3. Определить ток насыщения I_0 , фактор неидеальности m и ТКН прямой ветви ВАХ.

4. Определить высоту потенциального барьера Φ_{ms} на границе металл - полупроводник и модифицированную постоянную Ричардсона A^* для изучаемого диода Шоттки.

Измерительный стенд

Изучение ВАХ диодов Шоттки (ДШ) производится на том же измерительном стенде и блоке № 1 лабораторного макета, что и изучение ВАХ полупроводниковых диодов в лабораторных работах № 2 и № 4. Подключение исследуемого диода в схему измерений осуществляется с помощью переключателя «Д1».

Порядок выполнения работы

Рекомендуется следующий порядок выполнения работы.

1. На блоке № 1 лабораторного макета включить переключатель « $U_{пр}$ », с первого выхода источника питания установить первоначальный ток 3 мкА (см. раздел 3 и 4 лаб. работы № 1).

2. Со второго выхода источника питания установить напряжение +10 В (см. раздел 3 и 4 лаб. работы № 1).

3. Снять прямую ветвь ВАХ диода Шоттки при комнатной температуре ($T_1 = 20\text{ }^\circ\text{C}$) в диапазоне токов 3 мкА - 3 мА при нажатых клавише «Д1» и переключателе « $U_{пр}$ » (на блоке № 1). Результаты измерений занести в форму табл.1.

Форма таблицы 1

Температурная зависимость прямой ветви ВАХ диода Шоттки

$T, \text{ }^\circ\text{C}$	$U_{дат.}$ темпер., мВ	$I_{пр2}, \text{ мкА}$					$I_{пр2}, \text{ мА}$	
		3	10	30	100	300	1	3
		$U_{ДШ}, \text{ В}$						
20								
40								
60								
80								

4. Снять обратную ветвь ВАХ диода Шоттки при комнатной температуре в диапазоне напряжений $U = 0 - -9\text{ В}$ (при включенном переключателе « $I_{обр}$ »). Результаты измерений занести в форму табл.2.

Температурная зависимость обратной ветви ВАХ диода Шоттки

T, °C	U _{дат. темп.} , мВ	U, В									
		0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9
		I _{обр.} , мА									
20											
80											

5. Включить нагрев термокамеры.

6. Снять прямую ветвь ВАХ диода Шоттки при температурах $T_2 = 40\text{ °C}$, $T_3 = 60\text{ °C}$, $T_4 = 80\text{ °C}$ в диапазоне токов 3 мкА - 3 мА. Пересчет текущего напряжения датчика температур в $T\text{ °C}$ осуществляется по методике, изложенной в лабораторной работе № 2 (см. п. 3 раздела «Порядок выполнения работы»). Результаты измерений занести в форму табл.1.

7. Снять обратную ветвь ВАХ диода Шоттки при $T = 80\text{ °C}$ в диапазоне напряжений $U = 0 - -9\text{ В}$. Результаты измерений занести в форму табл.2.

8. Построить семейство ВАХ прямой ветви диода Шоттки при различных температурах в координатах $\{\ln I, U\}$. Провести линейную экстраполяцию ВАХ к оси токов. Определить токи насыщения I_0 и фактор неидеальности m при разных температурах (см. формулы (19) и (20)). Определить ТКН для трех значений тока (по указанию преподавателя).

9. Построить зависимость тока насыщения I_0 от температуры в координатах $\left\{\ln \frac{I_0}{I^2}, \frac{1}{T}\right\}$. Из наклона прямой определить высоту потенциального барьера Φ_b по формуле (23). Провести экстраполяцию прямой к оси I_0 / T^2 . Зная площадь контакта, по отрезку, отсекаемому на оси ординат, определить модифицированную постоянную Ричардсона A^* (см. рис.8 и формулу (22)).

10. Построить обратную ветвь ВАХ диода Шоттки при $T_1 = 20\text{ °C}$ и $T_4 = 80\text{ °C}$ в логарифмических координатах $\{\lg I, \lg U\}$.

Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- 1) краткие теоретические сведения о ВАХ идеального и реального диодов Шоттки;
- 2) таблицы результатов измерений ВАХ диода Шоттки при $T_1 = 20\text{ °C}$, $T_2 = 40\text{ °C}$, $T_3 = 60\text{ °C}$, $T_4 = 80\text{ °C}$;

3) прямые ветви ВАХ диода Шоттки при различных температурах, построенные на миллиметровой бумаге в полулогарифмических координатах $\{\ln I, U\}$ (экспериментальные и теоретические для идеального барьера Шоттки);

4) обратные ветви ВАХ диода Шоттки при $T_1 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ и $T_4 = 80 \text{ }^\circ\text{C}$, построенные на миллиметровой бумаге в логарифмических координатах $\{\lg I, \lg U\}$ (экспериментальные и теоретические для идеального барьера Шоттки);

5) электрофизические параметры диода Шоттки, определенные из экспериментальных результатов для реального диода и полученные расчетным путем или взятые из приложения для идеального диода Шоттки, занесенные в форму табл.3.

Форма таблицы 3

Электрофизические параметры диодов Шоттки

Тип диода	Φ_b , эВ	A^* , $\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}\cdot\text{K}^{-2}$	m	I_0 , мкА	λ , $\text{mB}\cdot\text{K}^{-1}$		
					I_1	I_2	I_3
Идеальный							
Реальный							

Контрольные вопросы

1. В чем отличие ВАХ идеального диода Шоттки от ВАХ полупроводникового диода?
2. Записать выражение ВАХ для реального диода Шоттки.
3. В чем состоит роль сил электрического изображения при анализе барьера Шоттки?
4. Как проявляется влияние напряжения на высоту барьера Шоттки?
5. При каком допущении справедлива термоэлектронная теория для барьера Шоттки?
6. В чем различие выражений для идеального и реального диодов Шоттки?
7. Каково значение ТКН для диода Шоттки при очень малых токах?
8. Каково значение ТКН для диода Шоттки при больших токах?
9. Чем определяется фактор неидеальности в ВАХ реального диода Шоттки?
10. Чем отличается модифицированная постоянная Ричардсона в выражении для плотности тока от обычной постоянной Ричардсона?
11. Какова методика определения фактора неидеальности m и тока насыщения I_0 по экспериментальным ВАХ диодов Шоттки?
12. Какова методика определения высоты барьера Шоттки из температурных зависимостей ВАХ?
13. Каким образом определяется из экспериментов модифицированная постоянная Ричардсона?

Литература

1. **Старосельский В.И.** Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. - М.: Высшее образование, 2009. - С. 393 - 411.
2. **Степаненко И.П.** Основы микроэлектроники. - СПб.: Лаборатория Базовых Знаний, 2004. - С. 89 - 95.
3. Полупроводниковые диоды. Диоды Шоттки: лаб. практикум по физике полупроводниковых приборов / *Под ред. Ю.А. Парменова.* - М.: МИЭТ, 2005. - С. 59 - 80.

Лабораторная работа № 6

Изучение вольт-фарадных характеристик полупроводниковых диодов и диодов Шоттки

Цель работы: 1) изучение зависимости барьерной емкости диодов разных типов от обратного напряжения; 2) определение контактной разности потенциалов p - n -перехода и высоты потенциального барьера диода Шоттки; 3) определение концентрации примеси в базе ступенчатого p - n -перехода из измерений вольт-фарадной характеристики (ВФХ).

Продолжительность работы - 4 ч.

Приборы, используемые в работе: мультиметр Agilent 344 11А, регулируемый источник питания Agilent E3648А.

Теоретические сведения

Инерционность полупроводникового диода

Полупроводниковый диод, как и всякий электронный прибор, является инерционным элементом по отношению к быстрым изменениям тока или напряжения. Как показывает эксперимент, при прохождении переменного тока через диод напряжение на нем отстает по фазе от тока, т.е. диод обладает реактивностью емкостного характера. Следовательно, наряду с проводимостью диод обладает емкостью, которую можно считать подключенной параллельно p - n -переходу. Эту емкость принято разделять на две составляющие: барьерную емкость, отражающую перераспределение зарядов в области пространственного заряда (ОПЗ) p - n -перехода, и диффузионную емкость, отражающую перераспределение зарядов в областях эмиттера и базы.

Барьерная емкость p - n -перехода

В p - n -переходе между областями p и n возникают контактная разность потенциалов (потенциальный барьер) φ_k и контактное электрическое поле. Это поле направлено таким образом, что оно отталкивает электроны внутрь области n , а дырки - внутрь области p . Между областями p и n образуется тонкий слой, в котором нет свободных электронов и дырок, - так называемый *запорный (обедненный) слой*.

Атомы доноров в n -области и атомы акцепторов в p -области прочно связаны с кристаллической решеткой полупроводника и не движутся под действием поля. В p - n -переходе образуется объемный заряд: положительный заряд ионизированных доноров Q^+

в области n и равный ему по абсолютной величине отрицательный заряд ионизированных акцепторов Q^- в области p (рис.1). Эти заряды экранируют толщину областей n и p от электрического поля. Поэтому за пределами p - n -перехода выполняется условие электронейтральности, а электрическое поле отсутствует.

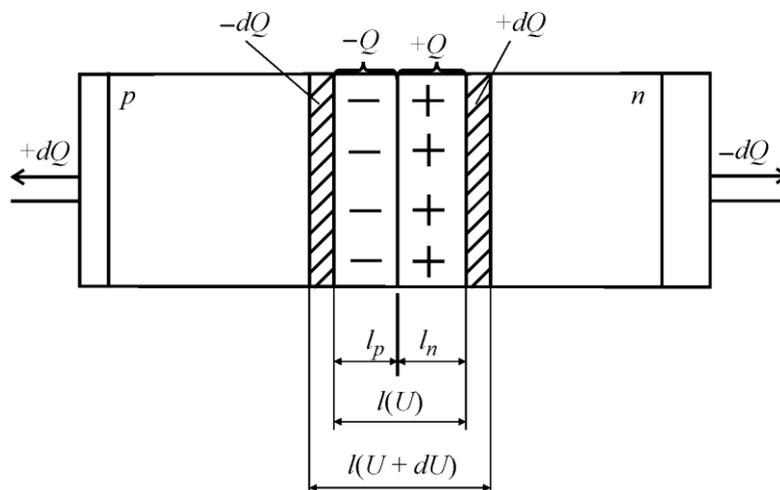


Рис.1. Объемный заряд ионизированных примесей в p - n -переходе

При подаче на p - n -переход обратного смещения $-U$ высота потенциального барьера между областями p и n возрастает на величину приложенного напряжения и становится равной $\phi_k + |U|$. Увеличивается также и электрическое поле в переходе. Это приводит к расширению p - n -перехода. Электроны и дырки, вытолкнутые полем из перехода, уходят в глубь областей p и n и далее во внешнюю цепь, вследствие чего увеличивается положительный объемный заряд Q^+ в n -области и отрицательный объемный заряд Q^- в p -области. При подаче на p - n -переход прямого смещения высота потенциального барьера уменьшается на величину приложенного напряжения, переход сужается, заряды Q^+ и Q^- уменьшаются.

Таким образом, изменение напряжения, приложенного к переходу, приводит к изменению объемного заряда в переходе, т.е. переход действует как конденсатор. Обкладками этого конденсатора служат электронейтральные p - и n -области, а диэлектриком - обедненный носителями зазорный слой, имеющий высокое сопротивление.

Емкость p - n -перехода, связанная с объемным зарядом ионизированных примесей, называется **дифференциальной барьерной емкостью** C_0 и определяется по формуле емкости плоского конденсатора

$$C_0 = \frac{dQ}{dU} = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{l_n + l_p} = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{l}, \quad (1)$$

где ε - диэлектрическая проницаемость полупроводника; $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-14} \text{ Ф} \cdot \text{см}^{-1}$ - электрическая постоянная; S - площадь p - n -перехода; l_n и l_p - ширина ОПЗ в n - и p -областях перехода соответственно; $l = l_n + l_p$ - ширина обедненного слоя.

Отличие барьерной емкости перехода от емкости плоского конденсатора заключается в том, что в плоском конденсаторе заряды $\pm Q$ сосредоточены на внутренних поверхностях металлических обкладок, расстояние l между которыми определяется толщиной диэлектрика. В барьерной емкости p - n -перехода заряды $\pm Q$ распределены в объеме перехода (см. рис.1). Приращение этих зарядов $\pm dQ$ при изменении напряжения на переходе на величину dU происходит на границах обедненного слоя, отстоящих друг от друга на расстояние $l(U)$. Если $dU < 0$, переход расширяется, в результате заряд в p -области увеличивается на величину $-dQ$, а в n -области - на величину $+dQ$ за счет ухода основных носителей в эмиттер и базу (в целом переход остается электронейтральным). При этом увеличение ширины ОПЗ эквивалентно увеличению расстояния между обкладками плоского конденсатора и уменьшению его емкости; уменьшение ширины ОПЗ эквивалентно увеличению емкости.

Протекающий через диод ток, обусловленный прохождением заряда dQ , определяется перемещением основных (для каждой области) носителей заряда, причем установление нового распределения этих носителей происходит за максвелловское время релаксации τ_m . Практически для используемых полупроводниковых материалов времена релаксации находятся в диапазоне $\tau_m = 10^{-14} - 10^{-11}$ с. Так как это время мало, то барьерная емкость не зависит от частоты вплоть до сверхвысоких частот.

Обычно ширину обедненного слоя перехода l находят в приближении полного обеднения, при котором полностью пренебрегают зарядом подвижных (основных) носителей в этом слое. Для ступенчатого перехода это приближение дает:

$$l = \left[\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{e} (\varphi_k - U) \left(\frac{1}{N_3} + \frac{1}{N_6} \right) \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2)$$

где e - заряд электрона; φ_k - контактная разность потенциалов (диффузионный потенциал); N_3 , N_6 - концентрация ионизированной примеси соответственно в области эмиттера и в области базы.

Для несимметричного p^+ - n -перехода ($N_3 \gg N_6$) из (2) получим:

$$l = \left[\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (\varphi_k - U)}{eN_6} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3)$$

В этом случае ширина обедненного слоя определяется шириной ОПЗ в области базы перехода (слаболегированной области). После подстановки (3) в (1) имеем:

$$C_{\delta} = S \left[\frac{\varepsilon \varepsilon_0 e N_{\delta}}{2(\varphi_k - U)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

Для плавного перехода, если распределение примеси в полупроводнике можно аппроксимировать линейной зависимостью, имеем:

$$l = \left[\frac{12 \varepsilon \varepsilon_0 (\varphi_k - U)}{e \nabla N} \right]^{\frac{1}{3}},$$

где ∇N - градиент концентрации примеси в p - n -переходе, см^{-4} .

В этом случае выражение для барьерной емкости имеет вид:

$$C_{\delta} = S \left[\frac{\varepsilon^2 \varepsilon_0^2 e \nabla N}{12(\varphi_k - U)} \right]^{\frac{1}{3}}. \quad (5)$$

При произвольном распределении примесей в p - n -переходе выражение для барьерной емкости обратносмещенного перехода может быть представлено в виде

$$C_{\delta} = C_0 m \sqrt[m]{\frac{\varphi_k}{\varphi_k - U}}, \quad (6)$$

где C_0 - барьерная емкость при нулевом смещении; m - показатель степени, определяемый типом перехода (плавный, ступенчатый и т.п.).

Для больших напряжений смещения $|U| \gg \varphi_k$ зависимость (6), построенная в логарифмических координатах $\{\lg C_{\delta}, \lg |U|\}$, будет прямой линией с наклоном $\text{tg} \alpha = 1/m$. При $m \approx 2$ переход можно считать ступенчатым, его емкость определяется выражением (4), при $m \approx 3$ - линейным, его емкость определяется выражением (5). Как следует из выражений (4) - (6), барьерная емкость p - n -перехода является нелинейной функцией напряжения. При прямом смещении на переходе $U \geq 0,1 - 0,2$ В эти формулы могут давать значительную погрешность, поскольку увеличивается заряд подвижных носителей в обедненной области и нарушается предположение полного обеднения. Кроме того, при прямом смещении к барьерной емкости добавляется диффузионная, которая может значительно превосходить барьерную. В данной лабораторной работе изучается зависимость барьерной емкости диодов от обратного напряжения смещения.

Покажем, каким образом из экспериментально снятых зависимостей $C_{\delta}(U)$ можно определить некоторые параметры p - n -перехода.

Как следует из выражения (4), для несимметричного ступенчатого перехода зависимость $1/C_{\delta}^2$ от U представляет собой прямую линию:

$$\frac{1}{C_{\delta}^2} = \frac{2(\varphi_k - U)}{S^2 \varepsilon \varepsilon_0 e N_{\delta}}. \quad (7)$$

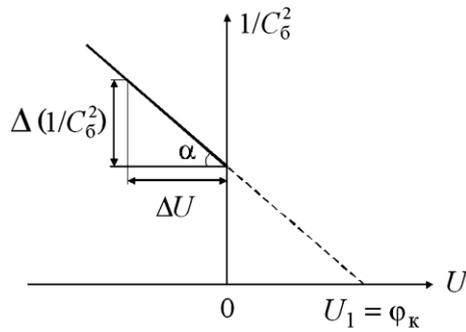


Рис.2. Зависимость $1/C_6^2$ от обратного напряжения для несимметричного ступенчатого p - n -перехода

Экстраполяция этой прямой (рис.2, пунктирная линия) до пересечения с осью напряжений в точке U_1 дает величину диффузионного потенциала $\phi_k = U_1$. Заметим, что само выражение (7) для барьерной емкости при достаточно больших прямых напряжениях смещения на p - n -переходе несправедливо. Поэтому пунктирная линия на рисунке при $U > 0$ не отражает истинной зависимости барьерной емкости от напряжения смещения. Из наклона прямой можно найти концентрацию примеси в базе диода по формуле

$$N_6 = \frac{2}{S^2 \varepsilon \varepsilon_0 e} \frac{\Delta U}{\Delta(1/C_6^2)}. \quad (8)$$

Если распределение примеси в переходе аппроксимируется линейной функцией расстояния, то зависимость $1/C_6^3$ от U , как следует из (5), будет представлять собой прямую линию, точка пересечения которой с осью напряжений дает величину ϕ_k

$$\frac{1}{C_6^3} = \frac{12(\phi_k - U)}{S^3 \varepsilon^2 \varepsilon_0^2 \nabla N}. \quad (9)$$

Из наклона прямой (9), построенной в координатах $\{1/C_6^3, U\}$, можно определить градиент концентрации примеси в p - n -переходе

$$\nabla N = \frac{12}{S^3 \varepsilon^2 \varepsilon_0^2 e} \frac{\Delta U}{\Delta(1/C_6^3)}.$$

Диффузионная емкость p - n -перехода

Появление **диффузионной емкости** вызвано инжекцией неосновных носителей в области p и n при протекании через p - n -переход прямого тока: в область p инжектируются электроны, в область n - дырки. Одновременно в силу условия электронейтральности увеличивается число основных носителей в областях p и n . При этом заряд дырок, инжектированных в n -область, нейтрализуется зарядом дополнительных электронов, вошедших в область n из внешней цепи, так что плотность объемного заряда в области n остается

равной нулю (хотя там существуют как положительный, так и отрицательный заряды). Аналогичные процессы имеют место и в области p . При изменении напряжения на $p - n$ -переходе изменяются токи и заряды в областях p и n . В результате возникает емкость, обусловленная инжекцией и диффузией неосновных носителей.

В отличие от барьерной емкости диффузионная емкость связана с накоплением положительных и отрицательных зарядов, не разделенных в пространстве.

Для большинства полупроводниковых диодов при прямом смещении диффузионная емкость существенно больше барьерной. В данной работе диффузионная емкость не учитывается, поскольку ВФХ диода изучаются при обратном смещении.

Барьерная емкость диода Шоттки

Обедненная область, возникающая при контакте металл - полупроводник (барьер Шоттки), подобна запорному слою резкого несимметричного $p - n$ -перехода. Изменение приложенного к диоду Шоттки напряжения приводит к изменению заряда и ширины обедненной области, т.е. барьер Шоттки действует как конденсатор. Обкладками этого конденсатора служат металл и электронейтральная область полупроводника.

В приближении полного обеднения для ширины барьера и барьерной емкости диода Шоттки справедливы те же формулы (3) и (4), что и для резкого $p^+ - n$ -перехода. При этом величина контактной разности потенциалов φ_k , входящая в эти формулы, для барьера Шоттки обусловлена разностью работ выхода металла и полупроводника. Она определяет высоту потенциального барьера $e\varphi_k$ для электронов, переходящих из полупроводника в металл. Величина φ_k и концентрация донорной примеси N_d в полупроводнике находятся по той же методике, что и для $p^+ - n$ -перехода (см. формулы (7), (8) и рис.2).

Высота потенциального барьера Φ_{ms} для электронов, переходящих из металла в полупроводник, определяется выражением

$$\Phi_{ms} = e\varphi_k + \varkappa,$$

где \varkappa - разность энергий между уровнем Ферми и дном зоны проводимости,

$$\varkappa = \frac{E_g}{2} - kT \ln \frac{N_d}{n_i}.$$

Здесь E_g - ширина запрещенной зоны; k - постоянная Больцмана; T - абсолютная температура; n_i - собственная концентрация носителей заряда в полупроводнике.

Следует заметить, что значение Φ_{ms} , полученное из измерений ВФХ, дает величину потенциального барьера без учета влияния сил изображения. При этом высота барьера, определенная из измерений ВФХ, будет больше высоты барьера, полученной из измере-

ний ВАХ. Высота барьера, определенная из ВАХ, связана с движением электронов проводимости из металла в полупроводник или наоборот. В этом случае эксперимент дает величину $\Phi_{ms} - \Delta\Phi$, где $\Delta\Phi$ - снижение высоты барьера за счет сил изображения. В то же время измерения высоты барьера, связанные с зависимостью ширины пространственного заряда в обедненной области от напряжения смещения, т.е. измерения по ВФХ, дают величину Φ_{ms} без учета влияния сил изображения. Хотя снижение барьера, обусловленное силами изображения, невелико ($\Delta\Phi \approx 0,01 - 0,05$ эВ), тем не менее этот эффект необходимо иметь в виду.

В общем случае, если донорная примесь в полупроводнике распределена неравномерно, зависимость (7) C_0^{-2} от U не будет линейной, однако наклон ее в любой точке составит

$$\frac{d(1/C_0^2)}{dU} = -\frac{2}{S^2 \varepsilon \varepsilon_0 e N_d(l)},$$

где $N_d(l)$ - концентрация донорной примеси на границе обедненного слоя. Ширину этой области можно рассчитать по формуле

$$l(U) = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{C_0(U)}.$$

Два последних соотношения позволяют получить зависимость концентрации примеси в полупроводнике в функции от глубины, что широко используется на практике для определения профиля легирования полупроводника.

Инерционность диодов Шоттки определяется только барьерной емкостью, так как инжекция неосновных носителей в диоде Шоттки практически отсутствует, поэтому отсутствуют накопление неосновных носителей в базе диода и диффузионная емкость.

Лабораторное задание

1. Снять ВФХ двух-трех типов диодов в диапазоне напряжений $U = 0 - -10$ В (по указанию преподавателя).
2. Для изучаемых полупроводниковых диодов определить контактную разность потенциалов φ_k , для диодов Шоттки - высоту барьера Φ_{ms} .
3. Для полупроводникового диода со ступенчатым $p^+ - n$ -переходом ($m \approx 2$) определить концентрацию примеси в базе.

Измерительный стенд

Структурная схема стенда для измерения емкости диода с цепями смещения приведена на рис.3. Через сопротивление $R_{см} \gg \frac{1}{\omega C_{изм}}$ подается напряжение смещения на диод.

Линейный селективный усилитель (ЛСУ) имеет высокую линейность. Устройство компенсации (УК) начального показания индикатора $V2$ необходимо из-за наличия паразитной емкости C_0 между гнездами держателя диода в стенде и используется в случае, если этой емкостью нельзя пренебречь. В схеме измерителя, применяемого в данной лабораторной работе, компенсация произведена при настройке измерителя и на переднюю панель не выведена. Обычно компенсация осуществляется при отключенном диоде Д. После усиления сигнал детектируется детектором (ДЕТ) и измеряется индикатором $V2$.

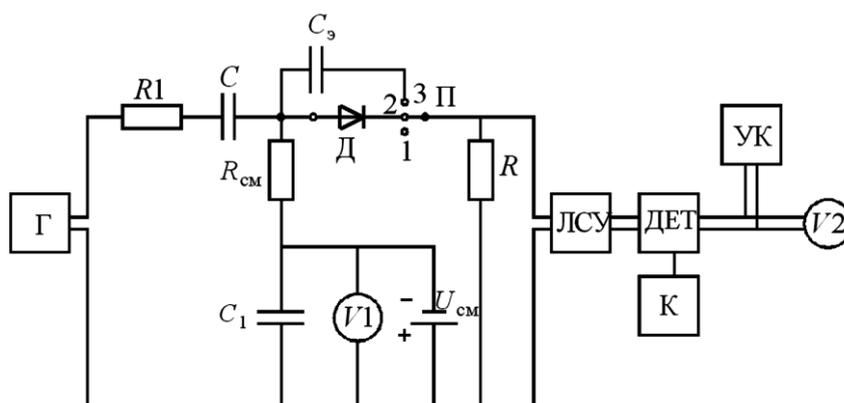


Рис.3. Схема измерения емкости диода

На рис.3 показан переключатель П, положение 1 которого соответствует отключению диода, положение 3 - градуировке. Индикатор емкости $V2$ отградуирован в единицах емкости. Градуировка шкалы индикатора $V2$ осуществляется при подключении к схеме эталонной емкости C_s (в положении 3 переключателя П). Измерение емкости диода производится после градуировки в положении 2 переключателя П. Контроль напряжения смещения $U_{см}$ на диоде осуществляется вольтметром $V1$.

Стенд для изучения ВФХ диодов включает следующие приборы (рис.4):

- 1) блок № 5 («Измеритель ВФХ переходов») лабораторного макета для изучения характеристик диодов и транзисторов;
- 2) источник питания. С одного выхода источника подается +10 В для питания измерителя ВФХ, с другого –10 В для задания регулируемого напряжения смещения на изучаемые диоды;

3) мультиметры - 2 шт. Один из приборов используется для измерения напряжения смещения на диоде, другой - для регистрации емкости.

Изучаемые диоды распаяны в двухполюсные вилки типа ВД1, с помощью которых подключаются к измерителю ВФХ переходов в гнезда «Д5» (рис.5).

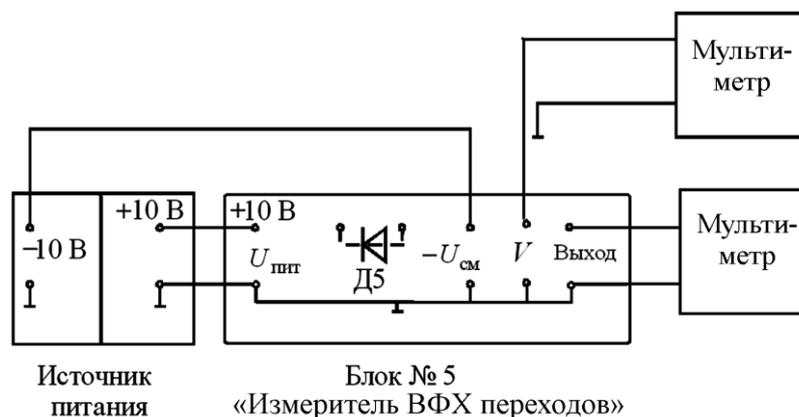


Рис.4. Схема соединения приборов в измерительном стенде

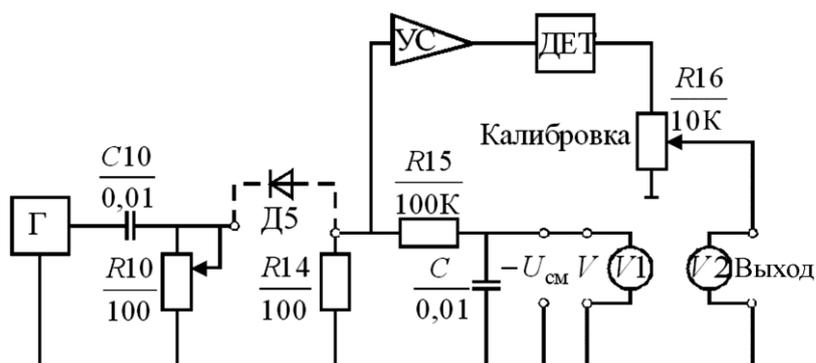


Рис.5. Структурная схема блока № 5 (измерителя ВФХ переходов)

Обозначения элементов в схеме рис.5 соответствуют гравировке на панели блока № 5 лабораторного макета. Генератор (Г), усилитель (УС) и детектор собраны на транзисторах непосредственно в блоке № 5. Для питания этих устройств подается постоянное напряжение +10 В в гнезда « $U_{пит}$ » на передней панели блока № 5 с первого выхода источника питания. В гнезда « $-U_{см}$ » подается регулируемое отрицательное напряжение смещения на диод в диапазоне 0 - 10 В со второго выхода источника питания. Для контроля напряжения смещения в гнезда « V » включается мультиметр $V1$.

Измерение емкости осуществляется с помощью второго мультиметра $V2$, который подключается к гнездам «Выход». Калибровка схемы производится с помощью резистора $R16$.

Методика выполнения работы

В данной работе измерение емкости p - n -перехода или барьера Шоттки при заданном обратном напряжении смещения выполняется по методу емкостно-резистивного делителя. Этот метод основан на том, что полное сопротивление диода в соответствии с эквивалентной схемой (рис.6,*a*) в некотором диапазоне частот (рис.6,*б*) имеет чисто емкостной характер. Нижняя граница диапазона f_1 определяется влиянием шунтирующего сопротивления утечки $r_{ут}$: $f_1 \gg (2\pi r_{ут} C_{изм})^{-1}$, где $C_{изм} = C_б + C_0$. Верхняя граница диапазона f_2 связана с уменьшением емкостного импеданса $1/\omega C_б$ до величины, сравнимой с последовательным сопротивлением $r_б$: $f_2 \ll (2\pi r_б C_б)^{-1}$.

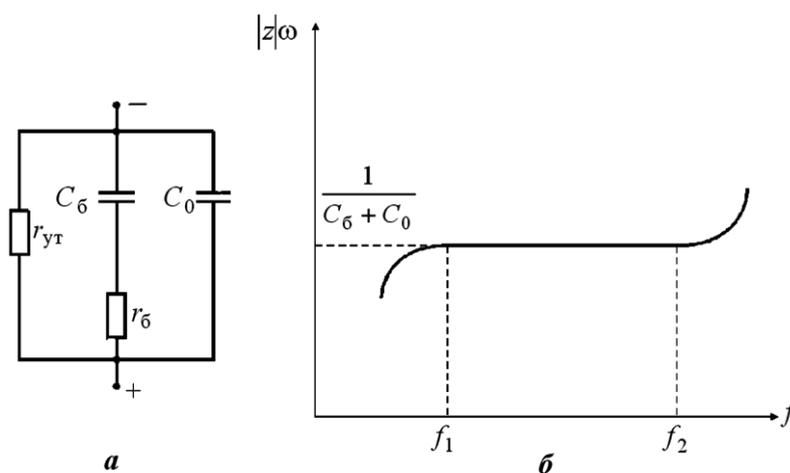


Рис.6. Эквивалентная схема диода (*a*) и частотная зависимость модуля полного сопротивления p - n -перехода $|z|\omega$ (*б*) при обратном смещении на переходе

В этом методе емкость диода определяется по падению напряжения на резисторе емкостно-резистивного делителя, создаваемого током, который зависит от величины измеряемой емкости $C_{изм}$. Схема включения диода при измерении емкости показана на рис.7,*a*. Здесь Г - генератор синусоидального напряжения частоты f с внутренним сопротивлением R_i , Д - изучаемый диод, $U_{см}$ - источник обратного напряжения смещения. На рис.7,*б* диод заменен эквивалентной схемой. Сопротивлением утечки $r_{ут}$ можно пренебречь, если выбрать достаточно высокую измерительную частоту $f \geq f_1$. Аналогично можно пренебречь $r_б$ при $f \leq f_2$. Емкости полупроводниковых диодов обычно измеряются на частоте $f = 10$ МГц. Для СВЧ-диодов, имеющих малую емкость и невысокое сопротивление утечки при обратном смещении, измерение $C_{изм}$ проводят на частотах 50 - 180 МГц.

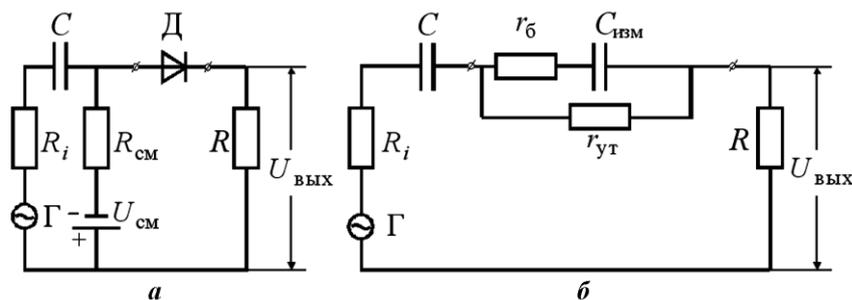


Рис.7. Схема измерения барьерной емкости диода методом емкостно-резистивного делителя: *a* - схема включения диода *Д*; *б* - представление диода эквивалентной схемой при обратном смещении на переходе

Как видно из рис.7,*б*, выходное напряжение на сопротивлении R без учета $r_{ут}$ определяется соотношением

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\omega RC_{\text{ИЗМ}}U}{\sqrt{1 + (R_i + r_{\text{б}} + R)^2 \omega^2 C_{\text{ИЗМ}}^2}}, \quad (10)$$

где U - эффективное напряжение генератора.

При выполнении условия

$$(R_i + r_{\text{б}} + R)\omega C_{\text{ИЗМ}} \ll 1 \quad (11)$$

выражение (10) принимает вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = kU, \quad (12)$$

где $k = \omega RC_{\text{ИЗМ}}$ - коэффициент передачи напряжения емкостно-резистивного делителя.

Таким образом, при выборе измерительной частоты f в интервале от f_1 до f_2 (см. рис.6,*б*), емкость диода может быть определена через коэффициент передачи делителя k .

Если $U = \text{const}$, то

$$C_{\text{ИЗМ}} = \frac{1}{\omega R} \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U} = \frac{k}{\omega R}. \quad (13)$$

Как следует из (11) и (12), коэффициент передачи емкостно-резистивного делителя $k = \omega RC_{\text{ИЗМ}} \ll 1$, т.е. большая часть приложенного напряжения U падает на диоде. Поскольку емкость $C_{\text{ИЗМ}}$ зависит от напряжения смещения, при измерениях на диоде необходимо иметь малую амплитуду переменного напряжения. Переменное напряжение на диоде обычно выбирается в диапазоне 10 - 50 мВ.

Методику измерений емкости диода по схеме рис.7 можно видоизменить, если использовать калибровочную емкость. В этом случае в схему рис.7,*а* вместо диода вначале включают образцовый (эталонный) конденсатор емкости C_0 . При этом на выходе емкостно-резистивного делителя напряжение равно

$$U_3 = \omega RC_3 U. \quad (14)$$

При фиксированном напряжении генератора U из (14) и (13) получим

$$C_{\text{изм}} = \frac{C_3}{U_3} U_{\text{вых}}. \quad (15)$$

Таким образом, при использовании эталонного конденсатора согласно (15) для определения емкости диода не требуется знать величин напряжения генератора U и сопротивления R , которые входят в выражение (13). При этом калибровочная емкость может быть измерена заранее с большой точностью с помощью измерительного моста.

Относительная погрешность измерения $C_{\text{изм}}$ с помощью эталонной емкости согласно (15) равна

$$\delta C_{\text{изм}} = \frac{\Delta C_{\text{изм}}}{C_{\text{изм}}} = \frac{\Delta U_3}{U_3} + \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} + \frac{\Delta C_3}{C_3}.$$

Погрешность измерения $C_{\text{изм}}$ будет в основном определяться погрешностями измерения напряжений U_3 и $U_{\text{вых}}$ на выходе емкостно-резистивного делителя.

Порядок выполнения работы

Рекомендуется следующий порядок выполнения работы.

1. Собрать измерительный стенд согласно схеме рис.4. Установить максимальное значение напряжения $U_{\text{пит}} = +10\text{В}$ и минимальное значение напряжения смещения $-U_{\text{см}}$ с выходов источника питания.

2. Произвести калибровку стенда. Для этого в гнезда «Д5» включить эталонный конденсатор, распаянный в вилку типа ВД1. Ручкой «Калибровка» на блоке № 5 установить показания мультиметра, соответствующие номиналу эталонного конденсатора C_3 :

$$U_{\text{вых}} [B] = 0,1 C_3, [\text{пФ}].$$

3. Снять зависимости емкости от напряжения смещения для всех изучаемых типов диодов. Для этого один из диодов, распаянный в вилке ВД1, включить в гнезда «Д5» и снять зависимость $C(U_{\text{см}})$. Затем аналогичным образом произвести измерения и для других диодов. Измеренную емкость диодов определить по формуле

$$C_{\text{изм}} = 10 U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{вых}}$ - выходное напряжение в гнездах «Выход», выраженное в вольтах.

Рекомендуется измерять емкости диодов при следующих напряжениях смещения:
 $U_{\text{см}} = 0; -0,5; -1; -1,5; -2; -3; -4; -6; -8; -10\text{В}$.

Следует иметь в виду, что измеренная емкость реального диода, кроме барьерной емкости, включает емкость выводов корпуса и металлизации (см. эквивалентную схему диода на рис.6,а). При этом барьерная емкость диода определяется формулой

$$C_б = C_{изм} - C_0,$$

где $C_{изм}$ - измеренная емкость диода; C_0 - суммарная емкость выводов корпуса диода, металлизации с учетом емкости выводов вилки ВД1, $C_0 = 0,1 - 0,3$ пФ.

4. Построить зависимость барьерной емкости диодов от напряжения смещения в логарифмических координатах $\{\lg C_б, \lg U_{см}\}$. По полученным графикам определить показатель степени m в выражении (6) при $|U| \geq 3$ В (из наклона прямых). Принять $U = U_{см}$. При этом

$$m = \frac{\Delta \lg C_б}{\Delta \lg |U_{см}|}.$$

5. Построить график зависимости барьерной емкости диодов в координатах $\{1/C^m, U_{см}\}$ для $m = 2$ и 3 . Путем экстраполяции полученных зависимостей до пересечения с осью напряжений определить контактную разность потенциалов (диффузионный потенциал) для полупроводниковых диодов и высоту потенциального барьера на границе металл - полупроводник для диода Шоттки.

6. Для диода со ступенчатым переходом, у которого $m \approx 2$, определить концентрацию примесей $N_δ = N_d$ в базе по формуле (8) из наклона экспериментальной прямой.

7. Сравнить найденное значение высоты потенциального барьера Φ_{ms} для диода Шоттки со значением высоты потенциального барьера, определенным из ВАХ в лабораторной работе № 5.

Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- 1) краткие теоретические сведения о ВФХ диодов, краткое описание методики измерения барьерной емкости диодов;
- 2) схемы измерений емкости диода;
- 3) зависимости барьерной емкости диодов от напряжения смещения в виде графиков (на одном рисунке) в координатах $\{\lg C_б, \lg U_{см}\}$;
- 4) зависимости барьерной емкости диодов от напряжения смещения в координатах $\{1/C^m, U_{см}\}$ (для $m = 2$ и $m = 3$), построенные на одном рисунке с различным масштабом по оси ординат;
- 5) вычисленные на основе зависимостей $\{1/C^m, U_{см}\}$ значения параметров диодов: Φ_k, Φ_{ms}, N_d .

Контрольные вопросы

1. Какова зависимость барьерной емкости полупроводникового диода со ступенчатым $p - n$ -переходом от напряжения смещения?
2. Какова зависимость барьерной емкости полупроводникового диода от напряжения смещения для линейного перехода?
3. Какими физическими процессами в $p - n$ -переходе обусловлена барьерная емкость?
4. Из каких элементов состоит эквивалентная схема реального диода?
5. При каких условиях эквивалентная схема реального диода может быть представлена в виде нелинейной емкости?
6. Какая методика измерения емкости диода применяется в работе?
7. Какая методика определения диффузионного потенциала (или высоты потенциального барьера для диодов Шоттки) используется в работе?
8. Как из измерений ВФХ определить концентрацию примесей в базе диода с несимметричным резким $p - n$ -переходом?

Литература

1. **Старосельский В.И.** Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. - М.: Высшее образование, 2009. - С. 393 - 411.
2. **Степаненко И.П.** Основы микроэлектроники. - СПб.: Лаборатория Базовых Знаний, 2004. - С. 89 - 95.
3. Полупроводниковые диоды. Диоды Шоттки: лаб. практикум по физике полупроводниковых приборов / **Под ред. Ю.А. Парменова.** - М.: МИЭТ, 2005. - С. 59 - 80.

Лабораторная работа № 7 Исследование статических характеристик биполярных транзисторов

Цель работы: изучение вольт-амперных характеристик (ВАХ) биполярных транзисторов, режимов их работы и основных параметров.

Продолжительность работы - 4 ч.

Приборы, используемые в работе: характериограф (прибор для наблюдения на экране ВАХ электронных элементов).

Теоретические сведения

Структура и принцип действия транзистора

Биполярный транзистор представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру с чередующимся типом проводимости слоев ($n - p - n$ или $p - n - p$). Схематично структура $n - p - n$ -транзистора представлена на рис.1, где показаны также направления токов и полярности напряжений, принятые за положительные (для $p - n - p$ -транзистора направления токов и полярности обратные).

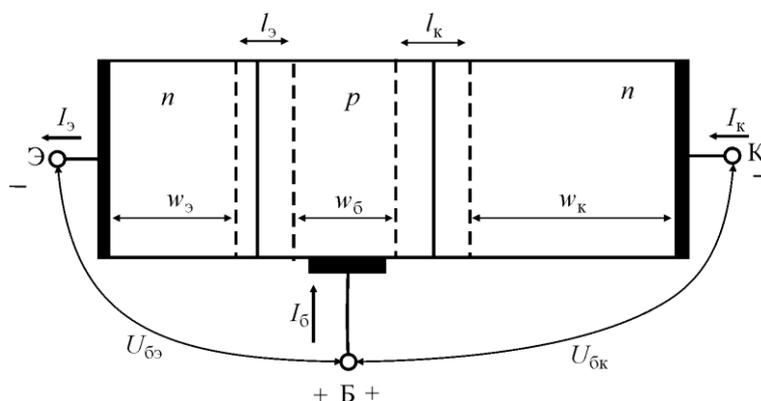


Рис.1. Структура биполярного $n - p - n$ -транзистора

Основным режимом работы транзистора является **нормальный режим**: $U_{бэ} > 0$, $U_{бк} \leq 0$. В этом режиме наилучшим образом проявляются усилительные свойства транзистора.

На рис.2 представлена структура токов в транзисторе при $U_{бэ} > 0$, $U_{бк} = 0$.

Транзисторный эффект состоит в том, что неосновные носители, инжектированные в базу из эмиттера (ток $I_{эн}$ на рис.2), достигают коллекторного перехода, создавая ток в цепи коллектора (ток $I_{кн} = I_k$ на рис.2).

Основным параметром транзистора является **коэффициент передачи эмиттерного тока** в нормальном режиме работы

$$\alpha_N = I_k / I_э \Big|_{U_{бк} = 0} < 1. \quad (1)$$

В хорошем транзисторе значение α_N должно отличаться от 1 не более чем на 0,05. Факторами, снижающими значение α_N , являются: рекомбинация электронов, инжектированных из эмиттера в базу (ток $I_{брек}$ на рис.2), дырочная составляющая эмиттерного тока $I_{эп}$, а также ток рекомбинации-генерации носителей заряда в эмиттерном переходе $I_{эр-г}$.

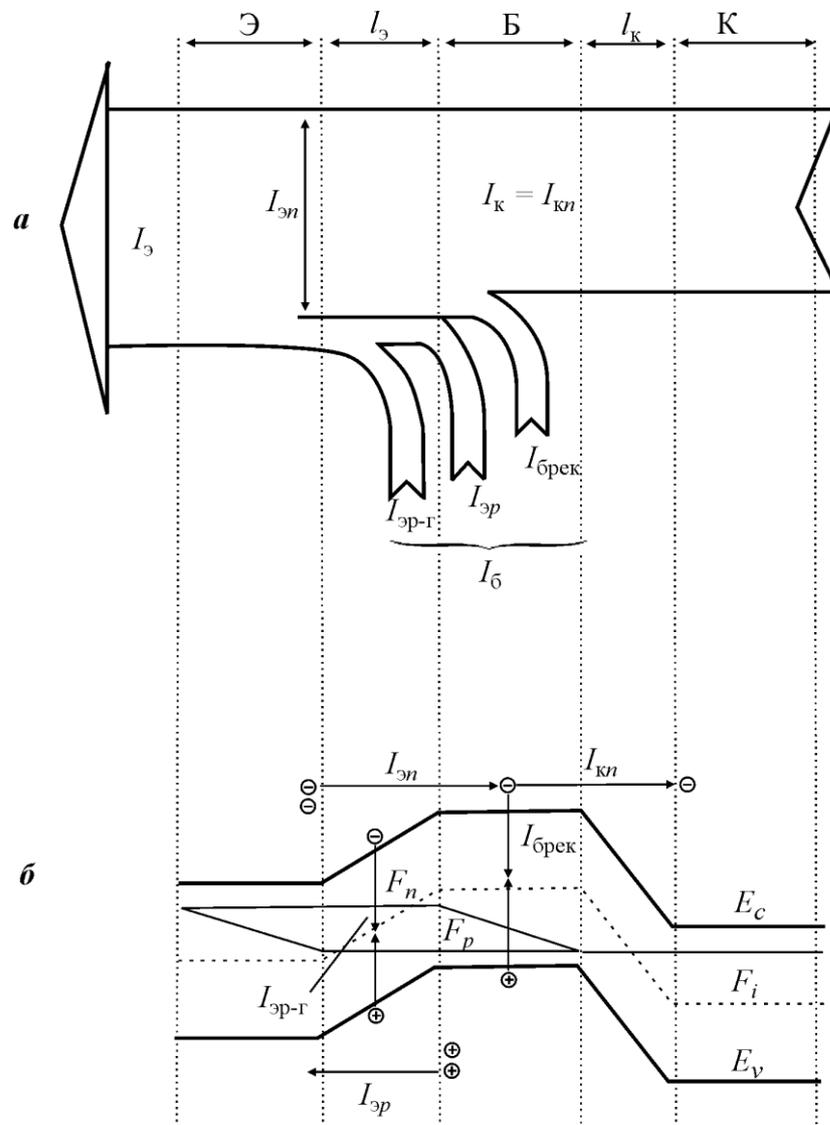


Рис.2. Структура токов в транзисторе (а) и энергетическая диаграмма (б) при $U_{бэ} > 0$, $U_{бк} = 0$

Коэффициент передачи эмиттерного тока может быть представлен в виде

$$\alpha_N = \frac{I_K}{I_{Эн}} \cdot \frac{I_{Эн}}{I_3} = \eta_N \gamma_N, \quad (2)$$

где

$$\eta_N = I_K / I_{Эн} - \quad (3)$$

коэффициент переноса (вероятность пролета электронов через базу без рекомбинации);

$$\gamma_N = I_{Эн} / I_3 - \quad (4)$$

эффективность эмиттера (доля электронного тока в полном токе через эмиттерный переход).

Близкое к 1 значение коэффициента переноса η_N обеспечивается условием

$$w_6 / L_6 \ll 1, \quad (5a)$$

где w_6 - толщина базы (см. рис.1); $L_6 = \sqrt{D_6 \tau_6}$ - диффузионная длина неосновных носителей в базе; D_6 и τ_6 - коэффициент диффузии и время жизни неосновных носителей в базе.

Условие (5a) эквивалентно условию

$$T_N / \tau_6 \ll 1, \quad (5b)$$

где

$T_N = w_6^2 / 2D_6$ - **среднее время пролета неосновных носителей через базу** в нормальном направлении (от эмиттера к коллектору)*.

Близкое к 1 значение эффективности эмиттера γ_N обеспечивается условием

$$N_6 / N_3 \ll 1, \quad (6)$$

где N_6 и N_3 - результирующие концентрации примеси в базе и эмиттере.

Представление о физических процессах в транзисторе дает распределение неосновных носителей заряда в базе в нормальном режиме работы (рис.3). При низком уровне инжекции ($n \ll N_6$) граничные концентрации неосновных носителей определяются граничными условиями Шокли:

$$n(0) = n_0 e^{U_{63} / \phi_T}; \quad (7a)$$

$$n(w_6) = n_0 e^{U_{6к} / \phi_T}, \quad (7б)$$

где ϕ_T - температурный потенциал.

* Приведенные соотношения справедливы в **бездрейфовом приближении**, когда основным механизмом тока неосновных носителей в базе является диффузия, а действием электрического поля (дрейфовым током) можно пренебречь.

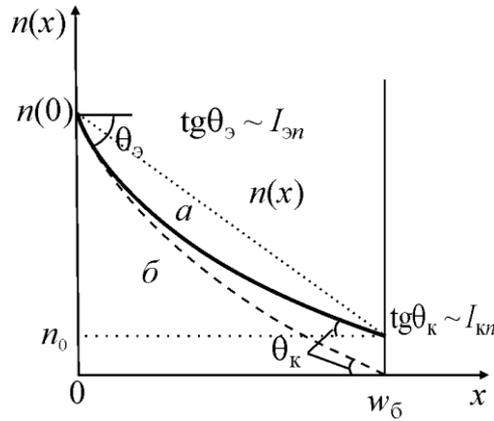


Рис.3. Распределение неосновных носителей заряда в базе транзистора в нормальном режиме работы: кривая *a* - $U_{бк} = 0$; кривая *б* - $U_{бк} < -3\phi_T$

Из (7а) и (7б) следует, что граничные концентрации $n(0)$ и $n(w_б)$ на рис.3 соответствуют напряжениям на эмиттерном $U_{бэ}$ и коллекторном $U_{бк}$ переходах. Электронные составляющие токов эмиттера и коллектора в бездрейфовом приближении определяются соотношениями

$$I_{эп} = eD_б \frac{dn}{dx}(0); \quad (8а)$$

$$I_{кп} = eD_б \frac{dn}{dx}(w_б). \quad (8б)$$

Из (8а) и (8б) следует, что граничные градиенты концентрации неосновных носителей $dn/dx(0)$ и $dn/dx(w_б)$ (тангенсы углов $\theta_э$ и $\theta_к$ на рис.3) соответствуют электронным составляющим токов эмиттера и коллектора. Таким образом, из определения (3) следует, что

$$\eta_N = \text{tg}\theta_к / \text{tg}\theta_э. \quad (9)$$

При отсутствии рекомбинации в базе ($\tau_б = \infty$, $I_{\text{рек}} = 0$) $\eta_N = 1$, $\theta_э = \theta_к$, и распределение неосновных носителей заряда в базе является линейным (пунктирная прямая на рис.3).

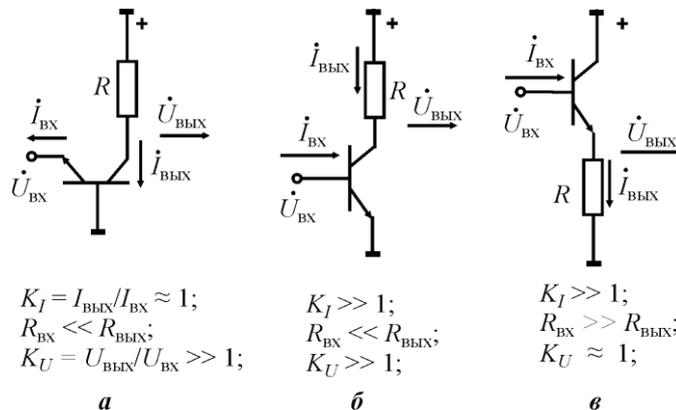


Рис.4. Схемы включения транзистора: *a* - с общей базой; *б* - с общим эмиттером; *в* - с общим коллектором

Схемы включения транзистора

Существуют три основных схемы включения транзистора в нормальном режиме работы (рис.4): с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Эти схемы различаются по способу подачи входных сигналов на электроды транзистора, а также по способу снятия выходных сигналов с нагрузочного сопротивления R .

В *схеме ОБ* выходной токовый сигнал $\dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \dot{I}_K$ (точками отмечены малые переменные составляющие токов и напряжений - сигналы) меньше входного $\dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_Э$, хотя и близок к нему по величине:

$$K_I = \dot{I}_{\text{ВЫХ}} / \dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_K / \dot{I}_Э = \alpha_N.$$

Выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{БК}}$ на закрытом коллекторном переходе может быть значительно больше входного $\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{БЭ}}$. Входное сопротивление транзистора $R_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} / \dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{БЭ}} / \dot{I}_Э$ значительно меньше выходного $R_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{БК}} / \dot{I}_K$, так как коллекторный ток практически не зависит от напряжения на закрытом коллекторном переходе. Таким образом, в схеме ОБ транзистор выполняет функции повторителя тока, может усиливать напряжение и является повышающим трансформатором сопротивления.

В *схеме ОЭ* коэффициент усиления тока значительно превышает 1. С учетом того, что $I_Б = I_Э - I_K$, получим:

$$K_I = \frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_Б} = \frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_Э - \dot{I}_K} = \frac{\dot{I}_K / \dot{I}_Э}{1 - \dot{I}_K / \dot{I}_Э} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = \beta_N. \quad (10)$$

Коэффициент $\beta_N = \alpha_N / (1 - \alpha_N)$ называется *коэффициентом усиления тока базы*.

Выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{КЭ}} = \dot{U}_{\text{БЭ}} - \dot{U}_{\text{БК}}$ по абсолютной величине может быть много большим, чем входное $\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{БЭ}}$. Входное сопротивление транзистора $R_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} / \dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{БЭ}} / \dot{I}_Б$ больше, чем в схеме ОБ, однако значительно меньше выходного $R_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{КЭ}} / \dot{I}_K$. Таким образом, в схеме ОЭ транзистор выполняет функции усилителя тока, может усиливать напряжение и является повышающим трансформатором сопротивления. Это основная схема включения транзистора.

В *схеме ОК* изменение напряжения на открытом эмиттерном переходе $\dot{U}_{\text{БЭ}}$ под действием входного сигнала мало, поэтому $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{КЭ}} = \dot{U}_{\text{КЭ}} - \dot{U}_{\text{КБ}} \approx \dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{БК}}$, и транзистор выполняет функции повторителя напряжения. Выходной ток $\dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \dot{I}_Э$ много больше входного тока $\dot{I}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_Б$, а входное сопротивление $R_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} / \dot{I}_Б$ много больше выходного

$R_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{кз}} / \dot{I}_3$. Таким образом, в схеме ОК транзистор выполняет функции повторителя напряжения, усилителя тока и понижающего трансформатора сопротивления.

Режимы работы транзистора

В зависимости от полярности напряжений на $p - n$ -переходах транзистора можно выделить четыре режима его работы:

- нормальный ($U_{\text{бэ}} \geq 0$; $U_{\text{бк}} \leq 0$);
- инверсный ($U_{\text{бэ}} < 0$; $U_{\text{бк}} > 0$);
- насыщения ($U_{\text{бэ}} > 0$; $U_{\text{бк}} > 0$);
- отсечки ($U_{\text{бэ}} < 0$; $U_{\text{бк}} < 0$).

В режиме насыщения оба $p - n$ -перехода открыты и имеют малое сопротивление, поэтому все токи транзистора определяются внешней схемой. В режиме отсечки оба $p - n$ -перехода закрыты, и все токи транзистора близки к нулю. Инверсный режим аналогичен нормальному с переменной электродов эмиттера и коллектора, однако в силу конструктивной несимметрии транзисторной структуры усилительные свойства транзистора в инверсном режиме обычно значительно хуже, чем в нормальном.

В импульсных переключателях транзисторы могут работать во всех четырех режимах. В линейных устройствах, как правило, используется только нормальный режим.

Модель Эберса - Молла

На рис.5 представлена эквивалентная схема транзистора, соответствующая *модели Эберса - Молла*.

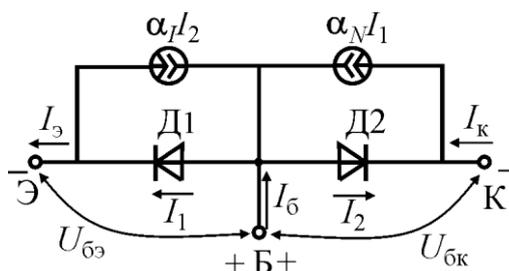


Рис.5. Эквивалентная схема транзистора Эберса - Молла

Диоды Д1 и Д2 моделируют эмиттерный и коллекторный переходы. Их ВАХ определяются токами I_1 и I_2 , которые инжектируются через эмиттерный и коллекторный переходы:

$$I_1 = I_{1s} (e^{U_{\text{бэ}}/\Phi_T} - 1); \quad (11a)$$

$$I_2 = I_{2s} (e^{U_{\text{бк}}/\Phi_T} - 1), \quad (11б)$$

где I_{1s} и I_{2s} - тепловые токи эмиттерного и коллекторного диодов.

Генераторы токов $\alpha_N I_1$ и $\alpha_I I_2$ моделируют транзисторный эффект - собирание p - n -переходами неосновных носителей заряда, инжектированных в базу через противоположный переход. Параметры α_N и α_I называются **нормальным и инверсным коэффициентами передачи тока**.

Подстановка соотношений (11а) и (11б) в уравнения Кирхгофа для токов на эквивалентной схеме на рис.5

$$I_3 = I_1 - \alpha_I I_2,$$

$$I_k = \alpha_N I_1 - I_2,$$

$$I_6 = I_3 - I_k$$

дает **уравнения Эберса - Молла**, связывающие токи транзистора с напряжениями на p - n -переходах:

$$I_3 = I_{1s}(e^{U_{63}/\varphi_T} - 1) - \alpha_I I_{2s}(e^{U_{6k}/\varphi_T} - 1); \quad (12a)$$

$$I_k = \alpha_N I_{1s}(e^{U_{63}/\varphi_T} - 1) - I_{2s}(e^{U_{6k}/\varphi_T} - 1); \quad (12б)$$

$$I_6 = (1 - \alpha_N)I_{1s}(e^{U_{63}/\varphi_T} - 1) + (1 - \alpha_I)I_{2s}(e^{U_{6k}/\varphi_T} - 1). \quad (12в)$$

Таким образом, в модели Эберса - Молла ВАХ транзистора определяются четырьмя параметрами:

$$\alpha_N, \alpha_I, I_{1s}, I_{2s}.$$

Эти параметры связаны уравнением

$$\alpha_N I_{1s} = \alpha_I I_{2s}, \quad (13)$$

поэтому число независимых параметров уменьшается до трех.

Модель Эберса - Молла является приближенной, так как описывает идеализированный транзистор в рамках целого ряда допущений. Обычно ее используют в случаях, когда необходимо приближенно описать характеристики транзистора в различных режимах работы.

Статические характеристики транзистора

Электрическое состояние транзистора характеризуется тремя напряжениями (U_{6k} , U_{63} , $U_{к3}$) и тремя токами (I_3 , I_k и I_6). Четыре из них связаны уравнениями Эберса - Молла (12) и уравнением Кирхгофа для напряжений

$$U_{к3} = U_{63} - U_{6k}. \quad (14)$$

Поэтому электрическое состояние транзистора полностью определено заданием любых двух величин из перечисленных шести.

Характеристики транзистора принято описывать семействами входных и выходных ВАХ, каждое из которых соответствует включению ОБ или ОЭ (для включения ОК входные и выходные ВАХ практически не используются):

1) включение ОБ:

- входные ВАХ: $I_3(U_{бэ})$ с параметром $U_{бк}$;
- выходные ВАХ: $I_к(U_{бк})$ с параметром I_3 ;

2) включение ОЭ:

- входные ВАХ: $I_б(U_{бэ})$ с параметром $U_{кэ}$;
- выходные ВАХ: $I_к(U_{кэ})$ с параметром $I_б$.

Входные ВАХ. При включении ОБ входные ВАХ описываются уравнением (12а). Вид входных ВАХ представлен на рис.6,а для случаев $U_{бк} = 0$, $U_{бк} < 0$ и $U_{бк} > 0$. При $U_{бк} = 0$ из (12а) получим диодную характеристику:

$$I_3 = I_{1s} (e^{U_{бэ}/\varphi_T} - 1). \quad (15)$$

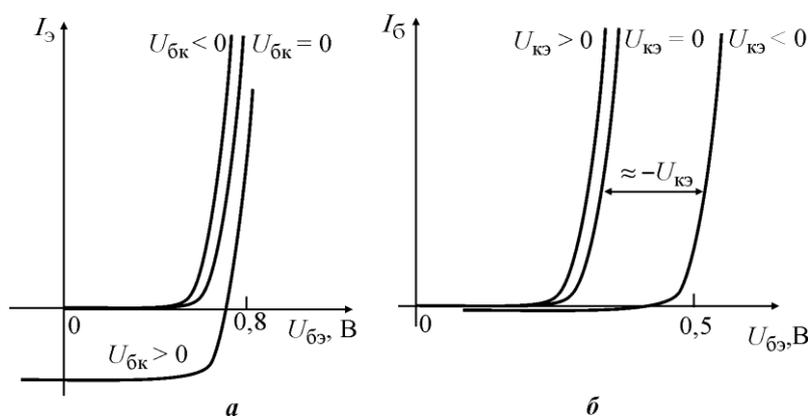


Рис.6. Входные ВАХ транзистора: а - включение ОБ; б - включение ОЭ

Для реальных транзисторов соотношение (15) соблюдается не вполне точно из-за влияния сопротивления базы, токов генерации-рекомбинации в области эмиттерного перехода, а также возможных нарушений граничных условий Шокли при высоком уровне инжекции.

Из уравнения (12а) следует, что при $U_{бк} < 0$ входные ВАХ сдвигаются в сторону больших токов на малую величину $\alpha_I I_{2s} (e^{U_{бк}/\varphi_T} - 1)$. При $U_{бк} < -3\varphi_T \approx 80$ мВ величина этого сдвига составляет $\alpha_I I_{2s} = \alpha_N I_{1s}$, и входные характеристики не зависят от $U_{бк}$. При $U_{бк} > 0$ входные

ВАХ сдвигаются в сторону меньших токов на величину $\alpha_I I_{2s} (e^{U_{\text{бк}}/\varphi_T} - 1)$. Эта величина уже не является малой и экспоненциально зависит от $U_{\text{бк}}$.

На рис.6,б представлены входные ВАХ для включения ОЭ. Они имеют такой же характер, как и при включении ОБ, но сильно отличаются по масштабу ($I_{\text{б}} \ll I_{\text{э}}$). Кроме того, параметром ВАХ является $U_{\text{кэ}}$, а не $U_{\text{бк}}$. Входные ВАХ могут быть получены из уравнения (12б) после подстановки $U_{\text{бк}} = U_{\text{бэ}} - U_{\text{кэ}}$. При $U_{\text{кэ}} = 0$

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{Is}}}{\beta_I} \cdot \frac{\beta_N + \beta_I}{\beta_N + 1} (e^{U_{\text{бэ}}/\varphi_T} - 1),$$

где

$$\beta_N = \alpha_N / (1 - \alpha_N) \quad (16a)$$

и

$$\beta_I = \alpha_I / (1 - \alpha_I) - \quad (16б)$$

нормальный и инверсный коэффициенты усиления тока базы. При $U_{\text{кэ}} > 0$ ВАХ сдвигается в сторону меньших напряжений на величину $\sim \varphi_T$. При $U_{\text{кэ}} < 0$ ВАХ сдвигается в сторону больших напряжений на величину $\sim U_{\text{кэ}}$.

Выходные ВАХ. При включении ОБ выходные ВАХ можно получить из уравнений (12а) и (12б), исключив из них $U_{\text{бэ}}$ и воспользовавшись соотношением (13). Для нормального режима работы получим

$$I_{\text{к}} = \alpha_N I_{\text{э}} - I_{\text{к0}} (e^{U_{\text{бк}}/\varphi_T} - 1),$$

где

$$I_{\text{к0}} = (1 - \alpha_N \alpha_I) I_{2s} - \quad (17)$$

тепловой ток коллектора.

При $U_{\text{бк}} < -3\varphi_T$

$$I_{\text{к}} = \alpha_N I_{\text{э}} + I_{\text{к0}}. \quad (18)$$

Вид выходных ВАХ представлен на рис.7,а. В реальных транзисторах **неуправляемая часть коллекторного тока** $I_{\text{к0}}$ может зависеть от напряжения $U_{\text{бк}}$ из-за тока термогенерации в коллекторном переходе, не учтенного в модели Эберса - Молла. **Управляемая часть коллекторного тока** $\alpha_N I_{\text{э}}$ зависит от эмиттерного тока. Кроме того, ток коллектора несколько возрастает при увеличении запирающего напряжения $-U_{\text{бк}}$. Это явление связано с **эффектом Эрли**, который заключается в расширении коллекторного перехода и соответственном уменьшении толщины базы $w_{\text{б}}$. При этом коэффициент передачи эмит-

терного тока α_N увеличивается с ростом $-U_{6к}$. Вследствие описанных эффектов его удобно определять дифференциальным образом (см. рис.7,*a*):

$$\alpha_N = \Delta I_K / \Delta I_3 |_{U_{6к} = \text{const}} \quad (19)$$

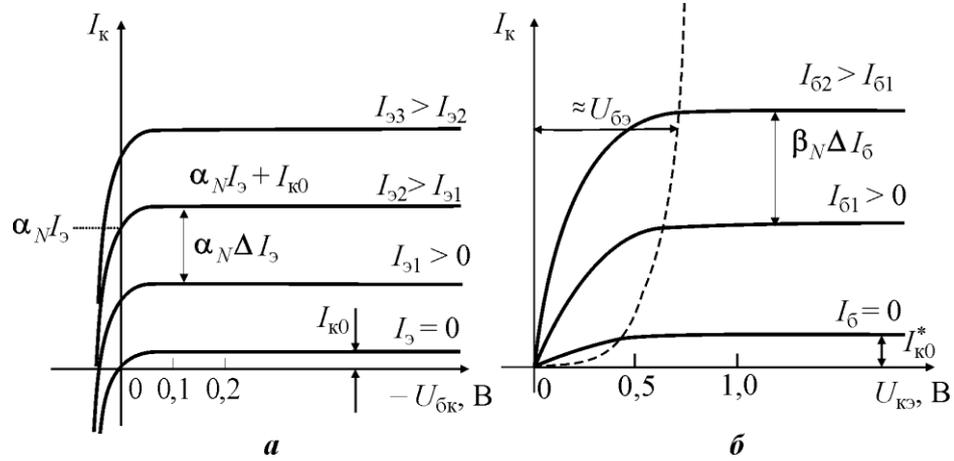


Рис.7. Выходные ВАХ транзистора: *a* - включение ОБ; *б* - включение ОЭ

Влияние эффекта Эрли можно учесть, приписав коллекторному переходу конечное дифференциальное сопротивление

$$r_k = -\Delta U_{6к} / \Delta I_K |_{I_3 = \text{const}} \quad (20)$$

При этом для нормального режима работы получим:

$$\Delta I_K = \alpha_N \Delta I_3 - \Delta U_{6к} / r_k \quad (21)$$

Для измерения параметров α_N и r_k с высокой точностью необходимы специальные измерительные приборы, так как практически важно знать малое отличие α_N от 1, а величина r_k обычно велика (порядка 1 МОм) и наклон выходных ВАХ очень мал.

При включении ОЭ выходные ВАХ можно получить из уравнений (12б) и (12в), исключив из них $U_{6э}$ и приняв во внимание, что $U_{6к} = U_{6э} - U_{кэ}$:

$$I_K = \frac{(e^{U_{кэ}/\varphi_T} - 1)(\beta_N I_6 + I_{к0}^*) - \beta_N I_6 / \beta_I}{e^{U_{кэ}/\varphi_T} + \beta_N / \beta_I}, \quad (22)$$

где коэффициенты β_N и β_I определены в (16), **тепловой ток коллектора** в схеме ОЭ

$$I_{к0}^* = I_{к0} (\beta_N + 1). \quad (23)$$

В нормальном режиме работы при $U_{6к} < -3\varphi_T$ получим:

$$I_K = \beta_N I_6 + I_{к0}^*. \quad (24)$$

Сравнение соотношений (22) и (18) показывает, что включение ОЭ обеспечивает значительное усиление по току. Так, при типичном значении $\alpha_N = 0,98$ значение $\beta_N = 49$. При этом тепловой ток $I_{к0}^*$ в 50 раз больше, чем ток $I_{к0}$ в схеме ОБ. Эффект увеличения теплового тока в схеме ОЭ можно объяснить следующим образом. Оба тока $I_{к0}^*$ и $I_{к0}$ измеряются при закрытом коллекторном переходе. Однако ток $I_{к0}$ соответствует нулевому току эмиттера, следовательно, он протекает через цепь коллектора и базы. Ток $I_{к0}^*$ соответствует нулевому току базы. Это означает, что при его измерении в цепь базы добавляется дополнительный ток $I_{к0}$ по сравнению с режимом, в котором измерялся ток $I_{к0}$. Этот «лишний» ток усиливается транзистором в β_N раз, что и дает значение $I_{к0}^* = I_{к0}(\beta_N + 1)$.

Отличие выходных ВАХ в схеме ОЭ состоит в том, что насыщение коллекторного тока при увеличении выходного напряжения происходит при больших значениях напряжения, чем в схеме ОБ. Как следует из соотношения (14), транзистор входит в нормальный режим работы ($U_{бк} \leq 0$) при $U_{кэ} > U_{бэ}$. При этом выходные ВАХ, соответствующие положительным значениям коллекторного тока, оказываются полностью расположенными в первом квадранте (см. рис.7,б), в то время как в схеме ОБ они заходят во второй квадрант (см. рис.7,а). Из соотношения (12) следует, что насыщение коллекторного тока наступает при $U_{кэ} > 3\varphi_T \ln(\beta_N/\beta_I)$.

Как и в схеме ОБ, выходные ВАХ реальных транзисторов в схеме ОЭ в нормальном режиме работы имеют конечный наклон. Однако при включении ОЭ этот наклон значительно больше, чем при включении ОБ. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме ОЭ определяется соотношением

$$r_k^* = \Delta U_{кэ} / \Delta I_k |_{I_б = \text{const}}. \quad (25)$$

Подставив в (20) $\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б$ и приняв во внимание, что $\Delta U_{кэ} \approx -\Delta U_{бк}$ ($\Delta U_{бэ}$ мало, так как эмиттерный переход открыт), получим:

$$r_k^* = \frac{r_k}{1 + \beta_N}. \quad (26)$$

Еще одно отличие выходных ВАХ в схемах ОБ и ОЭ состоит в том, что в схеме ОБ равным изменениям входного тока $\Delta I_э$ соответствуют практически равные изменения выходного тока $\Delta I_к$, независимо от величины $I_э$. Это связано с тем, что $\alpha_N \approx 1$ и $\Delta I_к \approx \Delta I_э$. В схеме ОЭ небольшая зависимость коэффициента передачи α_N от эмиттерного тока приводит к существенным изменениям дифференциального значения коэффициента усиления базового тока

$$\beta_N = \Delta I_к / \Delta I_б |_{U_{кэ} = \text{const}} \quad (27)$$

(при уменьшении α_N от 0,98 до 0,96 значение β_N уменьшается вдвое). Поэтому при равных изменениях параметра $I_{\bar{c}}$ выходные ВАХ не являются эквидистантными.

Особенности ВАХ в инверсном режиме. Входные и выходные ВАХ транзистора для инверсного режима (эмиттерный и коллекторный электроды меняются местами) отличаются от ВАХ для нормального режима только количественно. Наиболее сильно отличаются ВАХ в схеме ОЭ, так как они зависят от коэффициента усиления базового тока, значение которого в инверсном режиме может быть даже менее 1 (при $\alpha_I < 0,5$).

Лабораторное задание

1. Снять входные ВАХ транзистора в схеме ОБ (нормальный режим) при условии $-0,3 \text{ В} < U_{\text{бк}} < 0,3 \text{ В}$ для пяти-шести значений $U_{\text{бк}}$.

2. Снять входные ВАХ транзистора в схеме ОЭ (нормальный режим) при следующих условиях: $-0,6 \text{ В} < U_{\text{кэ}} < 0$ для пяти-шести значений $U_{\text{кэ}} > 0$, $0 < I_{\bar{c}} < 50 \text{ мкА}$. Измерить сдвиг ВАХ по напряжению при токе базы 40 мкА.

3. Снять выходные ВАХ транзистора в схеме ОБ (нормальный режим) в диапазоне $0 > U_{\text{бк}} > -3 \text{ В}$, $0 < I_{\text{к}} < 3 \text{ мА}$ для пяти-шести значений $I_{\bar{c}}$. Оценить значения α и $r_{\text{к}}$ при $I_{\text{к}} = 1,5 - 2 \text{ мА}$ и $U_{\text{бк}} = -2 \text{ В}$. Измерить значение $I_{\text{к0}}$ при $U_{\text{бк}} = -2 \text{ В}$.

4. Снять выходные ВАХ транзистора в схеме ОЭ (нормальный режим) в диапазоне $0 > U_{\text{кэ}} > -3 \text{ В}$, $0 < I_{\text{к}} < 3 \text{ мА}$ для пяти-шести значений $I_{\bar{c}}$. Измерить значения β , β_N и $r_{\text{к}}^*$ при $I_{\text{к}} = 1,5 - 2 \text{ мА}$ и $U_{\text{кэ}} = -2,5 \text{ В}$. Измерить значение $I_{\text{к0}}^*$ при $U_{\text{кэ}} = -2,5 \text{ В}$.

5. Снять выходные ВАХ транзистора в схеме ОЭ (инверсный режим) в диапазоне $0 > U_{\text{кэ}} > -3 \text{ В}$, $0 < I_{\text{к}} < 3 \text{ мА}$ для пяти-шести значений $I_{\bar{c}}$. Измерить значение β_I при $I_{\bar{c}} = 1,5 - 2 \text{ мА}$ и $U_{\text{эк}} = -2,5 \text{ В}$.

6. Сравнить входные ВАХ для включения транзистора по схемам ОБ и ОЭ (нормальный режим) и сделать заключение о результатах сравнения.

7. Сравнить выходные ВАХ для включения транзистора по схемам ОБ и ОЭ (нормальный режим) и сделать заключение о результатах сравнения.

8. Сравнить выходные ВАХ для включения ОЭ в нормальном и инверсном режимах и сделать заключение о результатах сравнения.

9. Проверить справедливость соотношений (23) и (26).

Порядок выполнения работы

Рекомендуется следующий порядок выполнения работы.

1. Подключить исследуемый транзистор к клеммам характеристикографа согласно схеме включения, представленной на рис.8,*a*. В работе используется прибор для наблюдения ВАХ электрических элементов (диодов и транзисторов) на экране характеристикографа.

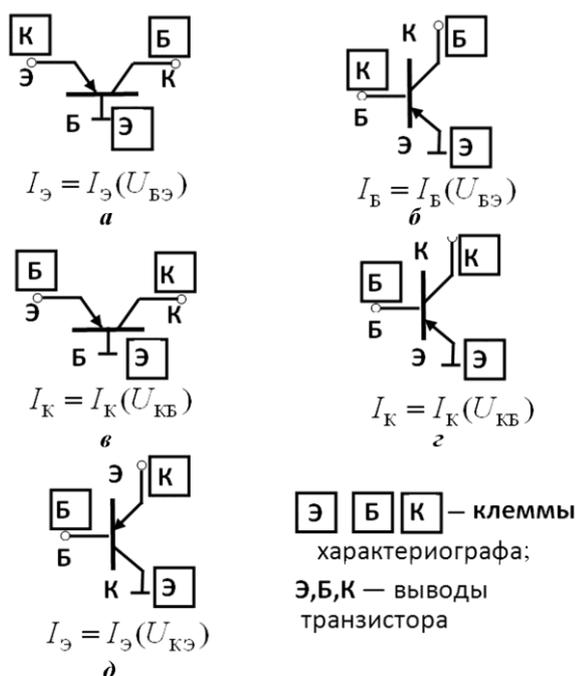


Рис.8. Схемы подключения транзистора к характеристикографу: *a* - входные ВАХ в схеме ОБ; *б* - входные ВАХ в схеме ОЭ; *в* - выходные ВАХ в схеме ОБ; *г* - выходные ВАХ в схеме ОЭ (нормальный режим); *д* - выходные ВАХ в схеме ОЭ (инверсный режим)

2. Снять с экрана характеристикографа характеристики исследуемого транзистора согласно п. 1 раздела «Лабораторное задание», оформив их в виде графика на миллиметровой бумаге.

3. Повторить пп. 1 и 2 для схем включения на рис.8,*б* - 8,*д* и пп. 2 - 5 раздела «Лабораторное задание» соответственно.

4. Сделать расчеты, указанные в лабораторном задании. Значение α_N оценить по формуле (19). Значения r_k , β_N и r_k^* рассчитать по формулам (20), (27) и (25) соответственно. Значение β_I рассчитать аналогично β_N по выходным ВАХ в схеме ОЭ (инверсный режим).

5. Оформить отчет.

Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- 1) ВАХ на миллиметровой бумаге с обозначением осей и масштабов;
- 2) измеренные значения сдвига входных ВАХ по напряжению так, как это показано на рис.9;
- 3) измеренные значения параметров, необходимых для выполнения расчетов по п. 4 раздела «Порядок выполнения работы» (обозначенных стрелками на выходных ВАХ с указанием измеренных значений);
- 4) таблицу полученных значений параметров по п. 4 раздела «Порядок выполнения работы»;
- 5) заключение о результатах сравнения ВАХ;
- 6) заключение об экспериментальной проверке соотношений (23) и (26).

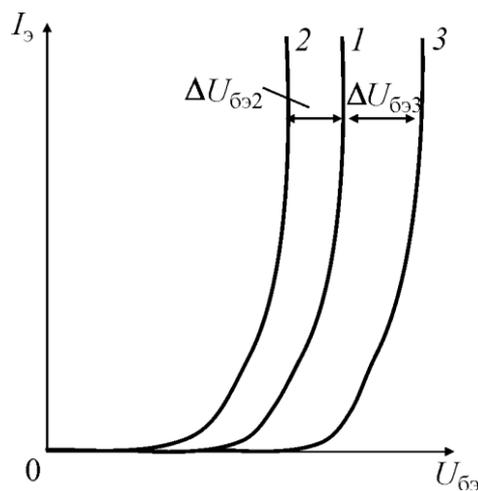


Рис.9. Входные ВАХ

Контрольные вопросы

1. В чем заключается транзисторный эффект?
2. Какими свойствами должны обладать области базы и эмиттера для эффективной работы транзистора?
3. Какой режим работы называется нормальным? инверсным?
4. Какими свойствами обладает транзистор при включении по схеме ОБ? ОЭ? ОК?
5. Какой вид имеют входные ВАХ в схемах ОБ и ОЭ?
6. Чем отличаются входные ВАХ в схемах ОБ и ОЭ?

7. Какой вид имеют выходные ВАХ?
8. Чем отличаются выходные ВАХ в схемах ОБ и ОЭ?
9. Как измерить параметры $I_{к0}$, $I_{к0}^*$, α , α_N , β , β_N , r_k , r_k^* , β_I ?
10. Нарисовать эквивалентную схему Эберса - Молла и пояснить смысл ее элементов.

Литература

1. **Старосельский В.И.** Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. - М.: Высшее образование, 2009. - С. 254 - 292.
2. **Степаненко И.П.** Основы микроэлектроники. - СПб.: Лаборатория Базовых Знаний, 2004. - С. 125 - 155.
3. Транзисторы: лаб. практикум по физике полупроводниковых приборов / **Под ред. Ю.А. Парменова.** - М.: МИЭТ, 2005. - С. 3 - 20.

Лабораторная работа № 8 Изучение динамических параметров биполярных транзисторов

Цель работы: 1) изучение малосигнальных эквивалентных схем биполярного транзистора; 2) исследование зависимости коэффициента усиления базового тока от тока эмиттера; 3) исследование динамических характеристик биполярного транзистора в схемах включения ОБ и ОЭ; 4) определение граничных частот транзистора в схемах включения ОБ и ОЭ.

Продолжительность работы - 4 ч.

Приборы, используемые в работе: генератор Tektronix серии AFG3000, осциллограф Tektronix серии 4000, регулируемый источник питания Agilent E3648A, мультиметры Agilent 344 11 А.

Теоретические сведения

Малосигнальные эквивалентные схемы транзистора

Инерционные свойства транзисторов определяются двумя основными факторами - инерционностью процесса переноса носителей через базу и наличием барьерных емкостей $p - n$ -переходов. В самых высококачественных дрейфовых транзисторах процессы переноса происходят настолько быстро, что для них инерционные свойства определяются в основном емкостями переходов.

На рис.1 представлены два варианта **физической** малосигнальной (линеаризованной) эквивалентной схемы транзистора для нормального режима работы. В схемах опущены элементы, моделирующие эффект Эрли. Точками помечены **малые переменные составляющие** токов и напряжений.

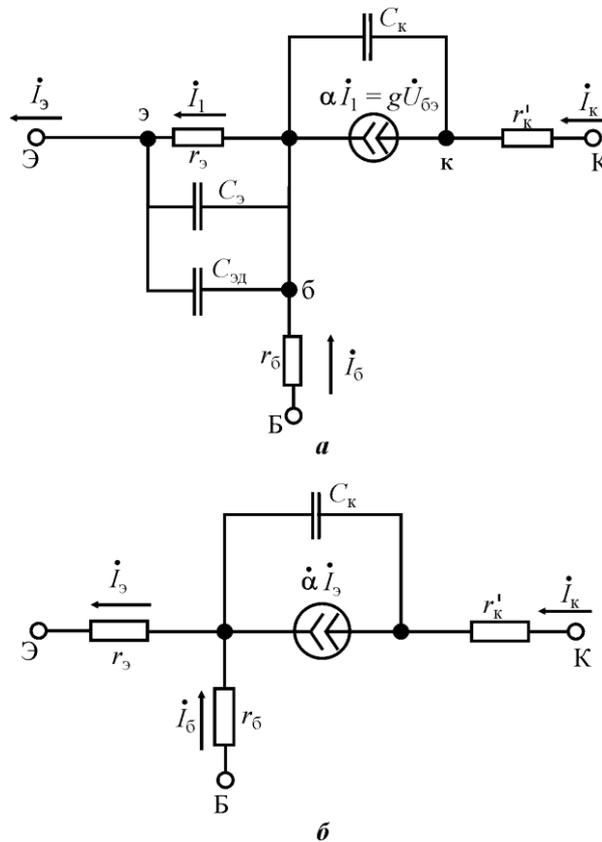


Рис.1. Упрощенные малосигнальные эквивалентные схемы биполярного транзистора:
a - с диффузионной емкостью эмиттера и барьерной емкостью эмиттерного перехода;
б - с частотно-зависимым генератором тока

В эквивалентной схеме рис.1,*a* (эквивалентная схема Джиаколетто) транзисторный эффект моделируется управляемым генератором тока

$$\alpha \dot{i}_1 = g \dot{U}_{бэ}, \quad (1)$$

где $\alpha = \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_э} \right|_{U_{бэ} = \text{const}}$ - коэффициент передачи эмиттерного тока;

$$g = \alpha \dot{i}_1 / \dot{U}_{бэ} = \alpha / r_э - \quad (2)$$

крутизна ВАХ транзистора;

$$r_э = dU_{бэ} / dI_1 - \quad (3)$$

дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода. Для идеализированной ВАХ эмиттерного диода

$$I_1 = I_{1s} (e^{U_{бэ} / \Phi_T} - 1), \quad (4)$$

из (3) при $I_1 \gg I_{1s}$ получим:

$$r_э = \Phi_T / I_1 = \Phi_T / I_{э0}. \quad (5)$$

Равенство (5) основано на том, что ток I_1 есть **постоянная** составляющая тока инжекции через эмиттерный переход, которая в нормальном режиме работы транзистора практически совпадает с постоянной составляющей тока эмиттера I_{30} .

Сопротивления r_6 и r'_k моделируют сопротивления тела базы и тела коллектора в транзисторной структуре. Емкости C_3 и C_k - **барьерные емкости** эмиттерного и коллекторного переходов, соответствующие постоянным составляющим напряжений $U_{63} > 0$ и $U_{6k} < 0$. **Диффузионная емкость** $C_{эд}$ моделирует накопление зарядов неосновных носителей в электронейтральных областях базы (главным образом) и эмиттера. Она определяется соотношением

$$C_{эд} \approx T_N / r_3, \quad (6)$$

где T_N - среднее время пролета неосновных носителей через базу от эмиттера к коллектору. В бездрейфовом приближении

$$T_N = w_6^2 / 2D_6, \quad (7)$$

где w_6 - толщина базы; D_6 - коэффициент диффузии неосновных носителей заряда в базе.

Отметим, что из-за влияния сопротивлений r_6 и r'_k напряжения между электродами транзистора $U_{БЭ}$ и $U_{БК}$ отличаются от напряжений на p - n -переходах U_{63} и U_{6k} .

Эквивалентная схема рис.1,б отличается от рассмотренной тем, что в управляемом генераторе тока коэффициент передачи эмиттерного тока $\dot{\alpha}$ является частотно-зависимым:

$$\dot{\alpha}(\omega) = \frac{\alpha}{1 + i\omega\tau_\alpha}, \quad (8)$$

где $\tau_\alpha = T_N + C_3 r_3$ - **постоянная времени коэффициента передачи эмиттерного тока**.

Введение частотной зависимости коэффициента передачи эмиттерного тока $\dot{\alpha}$ в форме (8) эквивалентно использованию диффузионной и барьерной емкостей $C_{эд}$ и C_3 .

Для импульсных сигналов применяется операторное изображение коэффициента передачи эмиттерного тока, соответствующее частотной характеристике (8):

$$\dot{\alpha}(s) = \frac{\alpha}{1 + s\tau_\alpha}. \quad (9)$$

Оригинал этого изображения - **переходная характеристика коэффициента передачи эмиттерного тока**

$$\alpha(t) \approx \alpha \left(1 - e^{-t/\tau_\alpha} \right). \quad (10)$$

Соотношение (10) описывает реакцию генератора тока $\dot{\alpha}I_3$ в эквивалентной схеме рис.1,б на ступенчатый перепад тока I_3 .

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ) входным током является ток базы. Поэтому для аналитических расчетов удобно использовать специальную эквивалентную схему, которая включает генератор тока, управляемый током базы (рис.2).

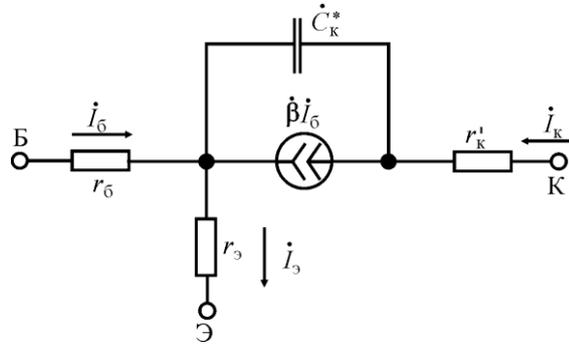


Рис.2. Малосигнальная эквивалентная схема биполярного транзистора для включения по схеме ОЭ

В этой схеме

$$\dot{\beta} = \dot{\alpha}/(1 - \dot{\alpha}) \quad (11)$$

коэффициент усиления базового тока, представляющий собой комплексную функцию частоты. Подставив (8) в (11), получим:

$$\dot{\beta}(\omega) = \frac{\beta}{1 + i\omega\tau_\beta}, \quad (12)$$

где

$$\beta = \left. \frac{\partial I_к}{\partial I_б} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (13)$$

коэффициент усиления базового тока на низкой частоте;

$$\tau_\beta = \tau_\alpha/(1 - \alpha) = (1 + \beta)\tau_\alpha \quad (14)$$

постоянная времени коэффициента усиления базового тока.

Из соотношений (13) и (14) следует, что

$$\beta/\alpha = \tau_\alpha/\tau_\beta.$$

Это означает, что повышение усиления тока в схеме ОЭ по сравнению со схемой ОБ сопровождается равным снижением частотных свойств коэффициента передачи тока.

Переходная характеристика коэффициента усиления базового тока имеет вид:

$$\beta(t) \approx \beta \left(1 - e^{-t/\tau_\beta} \right). \quad (15)$$

Емкость коллекторного перехода в схеме ОЭ (\dot{C}_k^* на рис.2) определяется соотношением

$$\dot{C}_k^* = (\dot{\beta} + 1) C_k. \quad (16)$$

Отметим, что эта емкость в $\dot{\beta} + 1$ раз больше, чем в схеме ОБ. Физически этот факт объясняется тем, что заряд в емкости \dot{C}_k^* создается не только входным током $\dot{I}_{\text{в1}}$, но и управляемым генератором тока $\dot{\beta} \dot{I}_{\text{в1}}$ (эффект Миллера). Соотношение (16) показывает, что емкость \dot{C}_k^* , как и коэффициент $\dot{\beta}$, является **комплексной функцией частоты**.

Частотные и переходные характеристики транзистора в схеме ОБ

Для транзистора, включенного по схеме ОБ и нагруженного на сопротивление R_k в цепи коллектора, **коэффициент передачи тока**

$$\dot{K}_{I\text{в}} = \dot{I}_k / \dot{I}_3$$

можно определить с помощью эквивалентной схемы рис.1,б, дополненной нагрузочным сопротивлением R_k (рис.3).

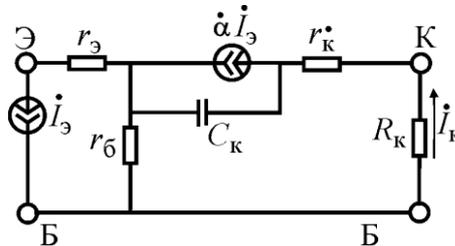


Рис.3. Эквивалентная схема для расчета $\tau_{\text{Б}}$

Пренебрегая прямым прохождением входного тока \dot{I}_3 через емкость C_k , а также членами, содержащими ω^2 , с учетом (8) и (9) получим:

$$\dot{K}_{I\text{в}} \approx \frac{\alpha}{1 + i\omega [\tau_\alpha + C_k (r_б + r'_к + R_k)]} = \frac{\alpha}{1 + i\omega \tau_{\text{Б}}}, \quad (17)$$

где

$$\tau_{\text{Б}} = \tau_\alpha + C_k (r_б + r'_к + R_k) = T_N + r_3 C_3 + (r_б + r'_к + R_k) C_k - \quad (18)$$

постоянная времени транзистора в схеме ОБ, нагруженного на сопротивление R_k . В отличие от постоянной времени коэффициента передачи эмиттерного тока τ_α постоянная времени $\tau_{\text{Б}}$ учитывает не только инерционность процесса переноса носителей через базу и отвлечение входного тока в барьерную емкость C_3 , но также наличие барьерной емкости коллекторного перехода и паразитных сопротивлений тела базы и тела коллектора.

Частотной характеристике (17) соответствует **переходная характеристика транзистора в схеме ОБ**, нагруженного на сопротивление R_k :

$$K_{I_B}(t) \approx \alpha (1 - e^{-t/\tau_B}). \quad (19)$$

Эта характеристика описывает форму коллекторного тока при ступенчатом изменении тока эмиттера (рис.4).

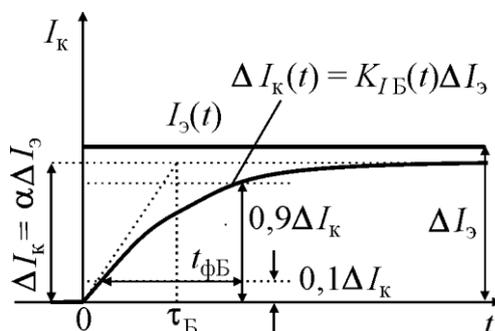


Рис.4. Форма коллекторного тока при ступенчатом изменении тока эмиттера

Частотные и переходные характеристики транзистора в схеме ОЭ

Для транзистора, включенного по схеме ОЭ и нагруженного на сопротивление R_k в цепи коллектора, **коэффициент передачи тока**

$$\dot{K}_{I_{\text{Э}}} = \dot{I}_k / \dot{I}_6$$

можно определить с помощью эквивалентной схемы рис.2. Эквивалентная схема для расчета коэффициента передачи тока представлена на рис.5.

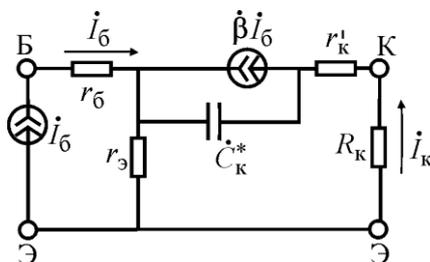


Рис.5. Эквивалентная схема для расчета $\tau_{\text{Э}}$

Пренебрегая прямым прохождением входного тока \dot{I}_6 через емкость \dot{C}_k^* , а также членами, содержащими ω^2 , с учетом (12) и (16) получим:

$$\dot{K}_{IЭ} \approx \frac{\beta}{1 + i\omega [\tau_\beta + C_k (\tau_3 + \tau'_k + R_k)(1 + \beta)]} = \frac{\beta\alpha}{1 + i\omega\tau_Э}, \quad (20)$$

где

$$\tau_Э = \tau_\beta + C_k (r_3 + r'_k + R_k)(1 + \beta) -$$

постоянная времени транзистора в схеме ОЭ, нагруженного на сопротивление R_k . Применяв соотношения (14) и (9), эту постоянную можно представить в виде

$$\tau_Э = [T_N + C_3 r_3 + C_k (r_3 + r'_k + R_k)](1 + \beta). \quad (21)$$

В отличие от постоянной времени коэффициента усиления базового тока τ_β постоянная времени $\tau_Э$ учитывает наличие барьерной емкости коллекторного перехода и паразитных сопротивлений тела базы и коллектора.

Частотной характеристике (20) соответствует *переходная характеристика транзистора в схеме ОЭ*, нагруженного на сопротивление R_k :

$$K_{IЭ}(t) \approx \beta(1 - e^{-t/\tau_Э}). \quad (22)$$

Эта характеристика соответствует форме коллекторного тока при ступенчатом изменении тока базы (рис.6).

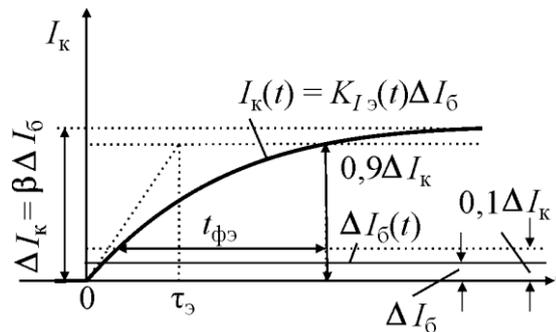


Рис.6. Форма коллекторного тока при ступенчатом изменении тока базы

Сравнение соотношений (17) и (13) показывает, что

$$\tau_\beta/\tau_Э \approx \beta/\alpha \quad (23)$$

(при $r_6 = r_3$ или при $C_k = 0$ равенство выполнено точно). Это означает, что повышение усиления тока в схеме ОЭ по сравнению со схемой ОБ сопровождается примерно равным снижением частотных свойств коэффициента передачи тока.

Малосигнальные параметры транзистора и граничные частоты

В режиме малого сигнала транзистор описывается как четырехполюсник системой линейных уравнений, связывающих входные и выходные токи и напряжения. В системе ***h*-параметров** аргументами этих

уравнений являются входной ток \dot{I}_1 и выходное напряжение \dot{U}_2 , а функциями - выходной ток \dot{I}_2 и входное напряжение \dot{U}_1 :

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2; & 24a) \\ \dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2, & 24б) \end{cases}$$

где

$h_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 \Big|_{\dot{U}_2=0}$ - входной импеданс в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{21} = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 \Big|_{\dot{U}_2=0}$ - комплексный коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания на выходе;

$h_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 \Big|_{\dot{I}_1=0}$ - выходной адмиттанс в режиме холостого хода на выходе;

$h_{12} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2 \Big|_{\dot{I}_1=0}$ - обратный коэффициент передачи напряжения в режиме холостого хода на входе.

При включении транзистора **по схеме ОБ** входным током является ток эмиттера ($\dot{I}_1 = \dot{I}_э$), выходным током - ток коллектора ($\dot{I}_2 = \dot{I}_к$), входным напряжением - напряжение база - эмиттер ($\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЭ}$) и выходным напряжением - напряжение база - коллектор ($\dot{U}_2 = \dot{U}_{БК}$). Итак, *h*-параметры транзистора при включении по схеме ОБ определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} h_{11Б} &= \dot{U}_{БЭ} / \dot{I}_э \Big|_{\dot{U}_{БК}=0}; & h_{21Б} &= \dot{I}_к / \dot{I}_э \Big|_{\dot{U}_{БК}=0}; \\ h_{12Б} &= \dot{U}_{БЭ} / \dot{U}_{БК} \Big|_{\dot{I}_э=0}; & h_{22Б} &= \dot{I}_к / \dot{U}_{БК} \Big|_{\dot{I}_э=0}. \end{aligned}$$

При включении транзистора **по схеме ОЭ** входным током является ток базы ($\dot{I}_1 = \dot{I}_б$), выходным током - ток коллектора ($\dot{I}_2 = \dot{I}_к$), входным напряжением - напряжение база - эмиттер ($\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЭ}$) и выходным напряжением - напряжение коллектор - эмиттер ($\dot{U}_2 = \dot{U}_{КЭ}$). Итак, *h*-параметры транзистора при включении по схеме ОЭ определяются следующим образом:

$$h_{11Э} = \dot{U}_{БЭ} / \dot{I}_б \Big|_{\dot{U}_{КЭ}=0}; \quad h_{21Э} = \dot{I}_к / \dot{I}_б \Big|_{\dot{U}_{КЭ}=0};$$

$$\dot{h}_{12Э} = \dot{U}_{БЭ} / \dot{U}_{КЭ} \Big|_{i_6=0}; \quad \dot{h}_{22Э} = \dot{I}_к / \dot{U}_{КЭ} \Big|_{i_6=0}.$$

На низкой частоте h -параметры являются действительными числами. Используя физические эквивалентные схемы транзистора (см. рис.1 и 2), можно выразить их через физические параметры транзистора:

$$\begin{aligned} h_{11Б} &= r_3 + r_6(1 - \alpha); & h_{21Б} &= \alpha; & h_{12Б} &= 0; & h_{22Б} &= 0. \\ h_{11Э} &= r_6 + r_3(1 + \beta); & h_{21Э} &= \beta; & h_{12Э} &= 0; & h_{22Э} &= 0. \end{aligned}$$

Эти выражения, как и эквивалентные схемы рис.1 и 2, являются приближенными, так как не учитывают эффект Эрли.

Главными параметрами являются параметры h_{21} , характеризующие усилительные свойства транзистора. На высокой частоте h -параметры - комплексные числа.

Граничными частотами транзистора называются частоты, на которых абсолютные величины параметров \dot{h}_{21} уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с их низкочастотными значениями:

$$|\dot{h}_{21Б}(f_Б)| = h_{21Б} / \sqrt{2}; \quad (25a)$$

$$|\dot{h}_{21Э}(f_Э)| = h_{21Э} / \sqrt{2}, \quad (25б)$$

где $f_Б = \omega_Б / 2\pi$ - **граничная частота транзистора в схеме ОБ**; $f_Э = \omega_Э / 2\pi$ - **граничная частота транзистора в схеме ОЭ**.

Отметим, что режимам измерения параметров $\dot{h}_{21Б}$ и $\dot{h}_{21Э}$ соответствуют эквивалентные схемы рис.3 и 5 при нулевых сопротивлениях $R_к$ в цепи коллектора. Поэтому для частотных и переходных характеристик параметров $\dot{h}_{21Б}$ и $\dot{h}_{21Э}$ справедливы соотношения (17) - (22) в пределе $R_к \rightarrow 0$:

$$\dot{h}_{21Б}(\omega) \approx \frac{\alpha}{1 + i\omega \tau_{Б0}}; \quad (26a)$$

$$\dot{h}_{21Э}(\omega) \approx \frac{\beta\alpha}{1 + i\omega \tau_{Э0}}; \quad (26б)$$

$$h_{21Б}(t) \approx \alpha(1 - e^{-t/\tau_{Б0}}); \quad (27a)$$

$$h_{21Э}(t) \approx \beta(1 - e^{-t/\tau_{Э0}}), \quad (27б)$$

где

$$\tau_{Б0} = \tau_Б \Big|_{R_к \rightarrow 0} = T_N + r_3 C_3 + (r_6 + r'_к) C_к; \quad (28a)$$

$$\tau_{Э0} = \tau_Э \Big|_{R_к \rightarrow 0} = [T_N + C_3 r_3 + C_к (r_3 + r'_к)] (1 + \beta). \quad (28б)$$

Из соотношений (25а,б) и (26а,б) следует, что

$$f_B = \frac{\omega_B}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_{B0}}; \quad (29a)$$

$$f_E = \frac{\omega_E}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_{E0}}. \quad (29б)$$

Таким образом, граничные частоты транзистора f_B и f_E могут быть определены путем измерения постоянных времени τ_B и τ_E (см. рис.4 и 6) при $R_K \rightarrow 0$.

При экспоненциальном характере переходного процесса постоянные времени принято определять путем измерения длительности фронтов $t_{фб}$ и $t_{фэ}$ - временных интервалов между моментами достижения переходной характеристикой уровней 0,1 и 0,9 от установившегося значения перепада (см. рис.4 и 6):

$$\tau_B = t_{фб} / 2,2; \quad (30a)$$

$$\tau_E = t_{фэ} / 2,2. \quad (30б)$$

Лабораторное задание

1. Наблюдать переходные процессы в транзисторе при включении ОБ и ОЭ.
2. Измерить зависимость коэффициента усиления базового тока β от постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э0}$ при фиксированном значении постоянной составляющей напряжения коллектор - эмиттер $U_{КЭ0} = 3$ В. Построить график $\beta(I_{Э0})|_{U_{КЭ0}=3В}$.
3. Измерить зависимости постоянной времени τ_B от сопротивления R_K в цепи коллектора для фиксированного значения постоянной составляющей напряжения база - коллектор $U_{БК0} = 3$ В при нескольких значениях постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э0}$. Построить графики $\tau_B(R_K)|_{U_{БК0}=3В}$ для принятых значений $I_{Э0}$.
4. Измерить зависимости постоянной времени τ_E от сопротивления R_K в цепи коллектора для фиксированного значения постоянной составляющей напряжения коллектор - эмиттер $U_{КЭ0} = 3$ В при нескольких значениях постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э0}$. Построить графики $\tau_E(R_K)|_{U_{КЭ0}=3В}$ для принятых значений $I_{Э0}$.
5. Найти значения постоянных времени τ_{B0} и τ_{E0} , а также значения верхних граничных частот f_B и f_E для принятых значений $I_{Э0}$. Построить зависимости $f_B(I_{Э0})|_{U_{БК0}=3В}$ и $f_E(I_{Э0})|_{U_{КЭ0}=3В}$.
6. Проверить справедливость соотношения (23).

Методика измерений

Схема измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОБ представлена на рис.7. Постоянная составляющая тока эмиттера $I_{\text{Э0}}$ задается источником напряжения E_1 (первый выход) и сопротивлением $R_{\text{Э1}}$ и контролируется мультиметром А. Постоянная составляющая напряжения база - коллектор $U_{\text{БК0}}$ задается источником напряжения E_2 (второй выход) и контролируется мультиметром V (см. разделы 3 и 4 лаб. работы № 1).

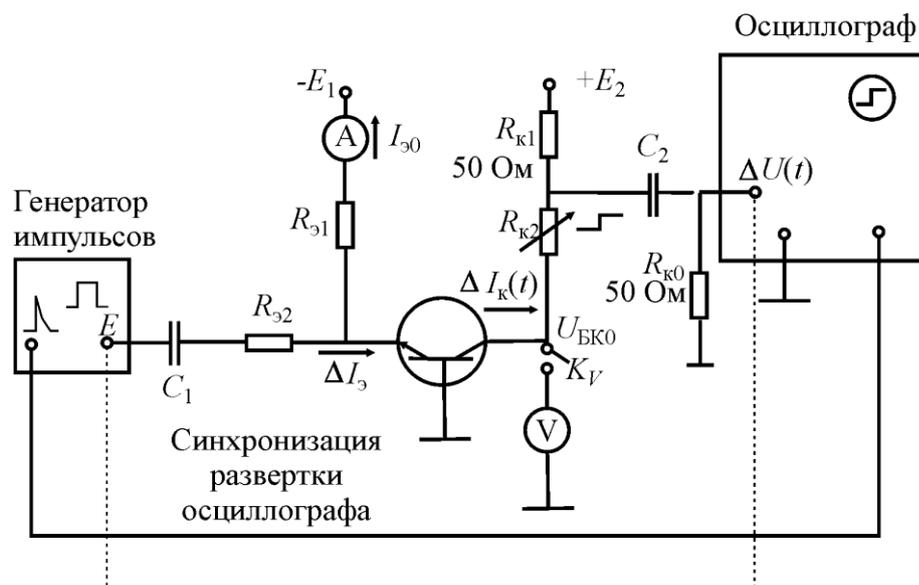


Рис. 7. Схема измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОБ

Импульс тока $\Delta I_{\text{Э}}(t)$ задается в цепь эмиттера от генератора импульсов (см. раздел 1 лаб. работы № 1).

Сопротивления $R_{\text{Э2}}$ и $R_{\text{Э1}}$ выбираются много большими, чем входное сопротивление транзистора. Поэтому

$$\Delta I_{\text{Э}} = E / R_{\text{Э2}}, \quad (31)$$

где E - амплитуда импульса на выходе генератора. Амплитуда импульса E выбирается таким образом, чтобы амплитуда импульса тока $\Delta I_{\text{Э}}$ была в 5...10 раз меньше тока $I_{\text{Э0}}$ (малый сигнал).

Эквивалентное сопротивление $R_{\text{к}}$ в цепи коллектора (см. рис.3) составляет

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к2}} + R_{\text{к0}}R_{\text{к1}} / (R_{\text{к0}} + R_{\text{к1}}). \quad (32)$$

Его величина регулируется изменением сопротивления $R_{\text{к2}}$ (см. рис.7).

На осциллографе наблюдается импульс напряжения

$$\Delta U(t) = \Delta I_{\kappa}(t) R_{\kappa}', \quad (33)$$

где $R_{\kappa}' = R_{\kappa 0} R_{\kappa 1} / (R_{\kappa 0} + R_{\kappa 1}) = R_{\kappa} - R_{\kappa 2}$. Форма импульса $\Delta U(t)$ соответствует форме импульса коллекторного тока $\Delta I_{\kappa}(t)$, представленной на рис.4. При наблюдении ключ K_V размыкается, чтобы исключить влияние емкости мультиметра.

Для определения зависимости $\tau_{\text{Б}}(R_{\kappa})|_{U_{\text{БК}0}=3\text{В}}$ (п. 3 лабораторного задания) измеряются длительности фронтов $t_{\text{фб}}$ (см. рис.4), после чего значения $\tau_{\text{Б}}$ вычисляются с помощью соотношения (30а). В соответствии с соотношением (18) зависимости $\tau_{\text{Б}}(R_{\kappa})|_{U_{\text{БК}0}=3\text{В}}$ линейны. Экстраполяция прямых до пересечения с осью времени дает значения $\tau_{\text{Б}0}$ для различных токов эмиттера $I_{\text{Э}0}$ (рис.8).

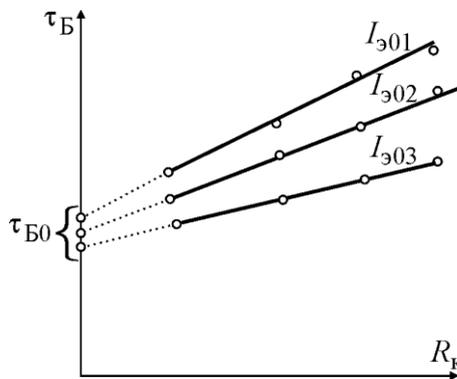


Рис.8. Измерение зависимости постоянной времени $\tau_{\text{Б}}$ от сопротивления R_{κ}

Значения верхних граничных частот $f_{\text{Б}}$ (п. 3 лабораторного задания) определяются из соотношения (29а).

Схема измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОЭ представлена на рис.9. Постоянная составляющая тока эмиттера $I_{\text{Э}0}$ задается источником ЭДС E_1 и сопротивлением $R_{\text{Б}1}$ и контролируется мультиметром А. Постоянная составляющая напряжения коллектор - эмиттер $U_{\text{КЭ}0}$ задается источником ЭДС E_2 и контролируется мультиметром В.

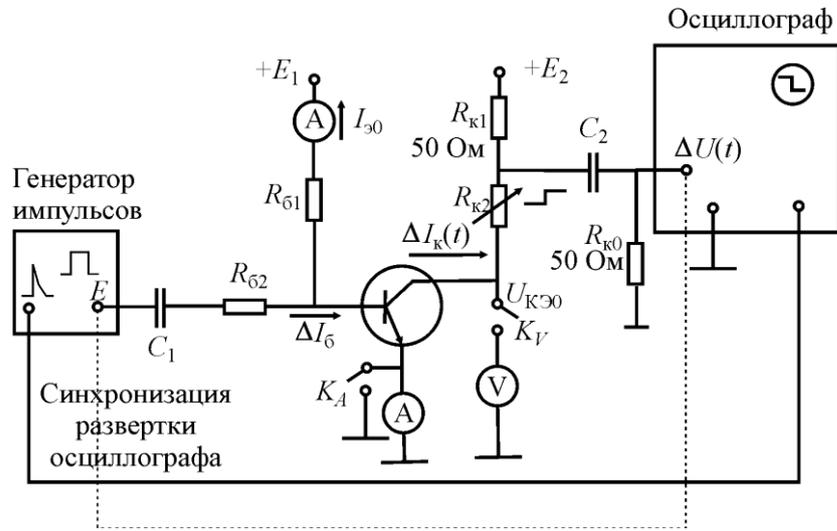


Рис.9. Схема измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОЭ

Импульс тока ΔI_6 задается в цепь базы от генератора импульсов. Сопротивления R_{62} и R_{61} выбираются много большими, чем входное сопротивление транзистора. Поэтому

$$\Delta I_6 = E / R_{62}, \quad (34)$$

где E - амплитуда импульса на выходе генератора. Амплитуда импульса E выбирается таким образом, чтобы амплитуда импульса тока ΔI_6 была в 5...10 раз меньше тока $I_{60} \approx I_{60} / \beta \approx I_{30} / 50$ (малый сигнал).

Эквивалентное сопротивление R_k в цепи коллектора (см. рис.5) определяется соотношением (32). Его величина регулируется изменением сопротивления R_{k2} (см. рис.9).

На осциллографе наблюдается импульс напряжения

$$\Delta U(t) = -\Delta I_k(t) R_k', \quad (35)$$

где $R_k' = R_{k0} R_{k1} / (R_{k0} + R_{k1}) = R_k - R_{k2}$. Форма импульса $\Delta U(t)$ соответствует форме импульса коллекторного тока $\Delta I_k(t)$ (см. рис.6). При наблюдении ключ K_V размыкается, а ключ K_A замыкается, чтобы исключить влияние емкости и индуктивности мультиметров.

Для определения коэффициента усиления базового тока β (п. 2 лабораторного задания) измеряется установившееся значение перепада напряжения ΔU , а затем с помощью соотношений (34) и (35) рассчитывается значение β :

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} = \frac{\Delta U R_{62}}{E R_k'}. \quad (36)$$

Для определения зависимости $\tau_{\Sigma}(R_k) \Big|_{U_{кэ0}=3\text{В}}$ (п. 4 лабораторного задания) измеряются длительности фронтов $t_{ф\Delta}$ (см. рис.6), после чего значения τ_{Σ} вычисляются с помощью соотношения (30б). В соответствии с соотношением (21) зависимости $\tau_{\Sigma}(R_k) \Big|_{U_{кэ0}=3\text{В}}$

линейны. Экстраполяция прямых до пересечения с осью времени дает значения $\tau_{Э0}$ для различных токов эмиттера $I_{Э0}$.

Значения верхних граничных частот $f_{Э}$ (п. 5 лабораторного задания) определяются из соотношения (29б).

Порядок выполнения работы

Рекомендуется следующий порядок выполнения работы.

1. Исследовать динамические характеристики биполярного транзистора в схеме ОБ.

1.1. Собрать схему измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОБ, показанную на рис.7 (ключ K_V замкнут). Включить источники питания $-E_1$ и $+E_2$ (см. раздел 4 лаб. работы № 1).

1.2. Регулировкой напряжения $-E_1$ установить значение постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э01} = 1$ мА (минимальное значение).

1.3. Установить значение сопротивления $R_{к2} = 0$. Используя соотношение (32), рассчитать эквивалентное сопротивление R_k в цепи коллектора (см. рис.3).

1.4. Регулировкой напряжения $+E_2$ установить значение постоянной составляющей напряжения база - коллектор $U_{кБ0} = 3$ В.

1.5. Включить генератор и осциллограф. Подключить вход осциллографа к выходу генератора (см. рис.29 лаб. работы № 1). Наблюдать на экране осциллографа импульс генератора. Используя соотношение (31), установить амплитуду импульса тока ΔI_s в 5...10 раз меньше тока $I_{Э01}$.

1.6. Подключить вход осциллографа к точке соединения резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ (см. рис.7). Наблюдать на экране осциллографа импульс $\Delta U(t)$. Установить длительность импульса генератора, достаточную для наблюдения установившегося значения ΔU (см. раздел 1, лаб. работы № 1).

1.7. Измерить длительность фронта $t_{фб}$ (см. рис.4) и с помощью соотношения (30а) вычислить значение τ_B .

1.8. Повторить измерения по пп. 1.3 - 1.7 для значений сопротивления $R_{к2} = 20$ Ом и $R_{к2} = 50$ Ом.

1.9. Занести результаты измерений постоянных времени τ_B для установленного значения $I_{Э01} = 1$ мА в форму табл.1.

Результаты измерения параметров транзистора при включении ОБ

$R_k, \text{ Ом}$		0	20	50
$\tau_B, \text{ нс}$	$I_{\text{Э01}} = 1 \text{ мА}$			
	$I_{\text{Э02}} = 3 \text{ мА}$			
	$I_{\text{Э03}} = 5 \text{ мА}$			
$f_B, \text{ МГц}$	$I_{\text{Э01}} = 1 \text{ мА}$			
	$I_{\text{Э02}} = 3 \text{ мА}$			
	$I_{\text{Э03}} = 5 \text{ мА}$			

1.10. Повторить измерения по пп. 1.3 - 1.9 для значений $I_{\text{Э02}} = 3 \text{ мА}$ и $I_{\text{Э03}} = 5 \text{ мА}$. Занести результаты измерений в форму табл.1.

1.11. По данным табл.1 построить линейные зависимости $\tau_B(R_k)|_{U_{\text{КЭ0}}=3\text{В}}$ (см. рис.8). Экстраполяцией прямых до пересечения с осью времени найти значения $\tau_{\text{Б0}}$ для различных токов эмиттера $I_{\text{Э0}}$.

1.12. Используя соотношение (29а) и данные табл.1, вычислить значения верхней граничной частоты транзистора $f_B|_{U_{\text{БК0}}=3\text{В}}$, завершив заполнение формы табл.1. Построить график $f_B(I_{\text{Э0}})|_{U_{\text{БК0}}=3\text{В}}$.

2. Исследовать динамические характеристики биполярного транзистора в схеме ОЭ.

2.1. Собрать схему измерения параметров переходных характеристик транзистора при включении ОЭ, показанную на рис.9 (ключ K_V замкнут, ключ K_A разомкнут). Включить источники питания $+E_1$ и $+E_2$ (см. раздел 4 лаб. работы № 1).

2.2. Регулировкой напряжения $+E_1$ установить значение постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{\text{Э01}} = 1 \text{ мА}$ (минимальное значение).

2.3. Установить значение сопротивления $R_{\text{к2}} = 0$. Используя соотношение (32), рассчитать эквивалентное сопротивление R_k в цепи коллектора (см. рис.3).

2.4. Регулировкой напряжения $+E_2$ установить значение постоянной составляющей напряжения коллектор - эмиттер $U_{\text{КЭ0}} = 3 \text{ В}$.

2.5. Включить генератор и осциллограф. Подключить вход осциллографа к выходу генератора (см. рис.29 лаб. работы № 1). Наблюдать на экране осциллографа импульс генератора. Используя соотношение (34), установить амплитуду импульса тока ΔI_B так, чтобы она была в 5...10 раз меньше тока $I_{\text{Б0}} \approx I_{\text{Б0}}/\beta \approx I_{\text{Э0}}/50$.

2.6. Подключить вход осциллографа к точке соединения резисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$ (см. рис.9). Наблюдать на экране осциллографа импульс $\Delta U(t)$. Установить длительность импульса генератора, достаточную для наблюдения установившегося значения ΔU .

2.7. Измерить установившееся значение перепада напряжения ΔU , а затем с помощью соотношения (36) рассчитать значение коэффициента усиления базового тока:

$$\beta = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} = \frac{\Delta U R_{б2}}{E R'_{к}}$$

2.8. Измерить длительность фронта $t_{фэ}$ (см. рис.6) и с помощью соотношения (30б) вычислить значение $\tau_{э}$.

2.9. Повторить измерения по пп. 2.3 - 2.8 для значений сопротивления $R_{к2} = 20$ Ом и $R_{к2} = 50$ Ом.

2.10. Занести результаты измерений коэффициентов усиления базового тока β в форму табл.2, а результаты измерений постоянных времени $\tau_{э}$ для установленного значения $I_{э01} = 1$ мА - в форму табл.3.

2.11. Повторить измерения по пп. 2.3 - 2.10 для значений $I_{э02} = 3$ мА и $I_{э03} = 5$ мА. Занести результаты измерений в формы табл.2 и 3.

Форма таблицы 2

Результаты измерения коэффициента усиления базового тока

$I_{э0}$, мА	1	3	5
β			

Форма таблицы 3

Результаты измерения параметров транзистора при включении ОЭ

	$R_{к}$, Ом	0	20	50
$\tau_{э}$, нс	$I_{э01} = 1$ мА			
	$I_{э02} = 3$ мА			
	$I_{э03} = 5$ мА			
$f_{э}$, МГц	$I_{э01} = 1$ мА			
	$I_{э02} = 3$ мА			
	$I_{э03} = 5$ мА			

2.12. По данным табл.2 построить зависимость $\beta(I_{э0})$.

2.13. По данным табл.3 построить линейные зависимости $\tau_{э}(R_{к})|_{U_{кэ0}=3В}$ (аналогично рис.8). Экстраполяцией прямых до пересечения с осью времени найти значения $\tau_{э0}$ для различных токов эмиттера $I_{э0}$.

2.14. Используя соотношение (29б) и данные табл.3, вычислить значения верхней граничной частоты транзистора $f_{\Delta}|_{U_{КЭ0}=3В}$, завершив заполнение формы табл.3. Построить график $f_{\Delta}(I_{Э0})|_{U_{КЭ0}=3В}$.

3. По результатам измерений проверить справедливость соотношения (23).

Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- 1) краткий конспект теоретической части;
- 2) схемы проведения экспериментов;
- 3) осциллограммы переходных процессов;
- 4) заполненные табл.1 - 3;
- 5) графики зависимостей $\beta(I_{Э0})$, $f_{\Delta}(I_{Э0})|_{U_{БК}=3В}$ и $f_{\Delta}(I_{Э0})|_{U_{КЭ}=3В}$;
- 6) заключение о справедливости соотношения (23).

Контрольные вопросы

1. Перечислить факторы, определяющие инерционные свойства биполярного транзистора.
2. Нарисовать упрощенные малосигнальные эквивалентные схемы транзистора для включений ОБ и ОЭ. Объяснить их параметры.
3. Записать частотные и переходные характеристики коэффициентов передачи α и β .
4. Записать постоянные времени τ_{α} и τ_{β} .
5. Записать постоянные времени транзистора, нагруженного на сопротивление $R_{к}$, в схемах включения ОБ и ОЭ.
6. Объяснить смысл h -параметров транзистора в схемах включения ОБ и ОЭ.
7. Нарисовать эквивалентные схемы транзистора, соответствующие системе h -параметров, для включений ОБ и ОЭ.
8. Дать определение граничных частот транзистора для включений ОБ и ОЭ.
9. Объяснить характер зависимостей $\beta(I_{Э0})$, $f_{\Delta}(I_{Э0})|_{U_{БК0}=3В}$ и $f_{\Delta}(I_{Э0})|_{U_{КЭ0}=3В}$.

Литература

1. **Старосельский В.И.** Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. - М.: Высшее образование, 2009. - С. 292 - 367.
2. Транзисторы: лаб. практикум по физике полупроводниковых приборов / **Под ред. Ю.А. Парменова.** - М.: МИЭТ, 2005. - С. 21 - 41.

Лабораторная работа № 9 Исследование статических характеристик МДП-транзисторов

Цель работы: 1) изучение принципа работы полевых транзисторов со структурой металл - диэлектрик - полупроводник (МДП); 2) исследование ВАХ МДП-транзисторов, режимов их работы и основных параметров.

Продолжительность работы - 4 ч.

Приборы, используемые в работе: характериограф (прибор для наблюдения на экране ВАХ электрических элементов), регулируемый источник питания Agilent E3648A.

Теоретические сведения

Структура и принцип действия МДП-транзистора

МДП-транзистор представляет собой четырехполосный полупроводниковый прибор (рис.1), состоящий из *подложки* с омическим контактом; высоколегированных областей *стока* и *истока* с омическими контактами на поверхности; тонкого слоя диэлектрика толщиной 50 - 100 нм; металлического электрода, называемого *затвором*, расположенного на слое диэлектрика. МДП-транзисторы, в которых в качестве диэлектрика используется оксид кремния, называются МОП-транзисторами. Затвор МДП-транзистора может быть также поликремниевым или силицидным.

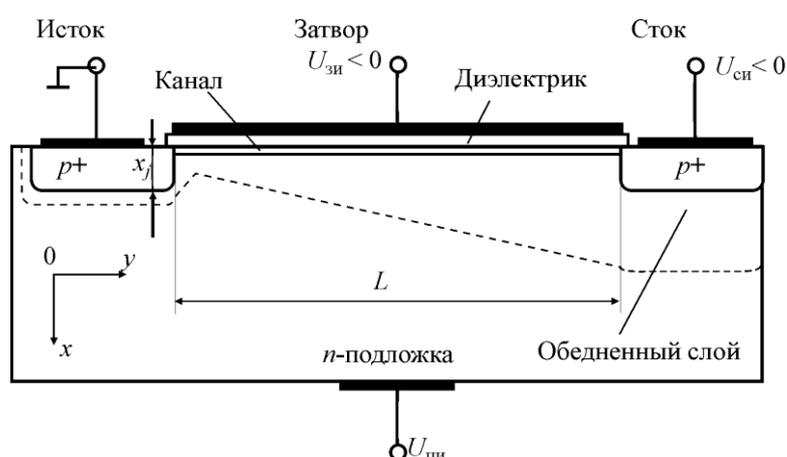


Рис.1. Поперечное сечение p-канального МДП-транзистора

Работа МДП-транзистора основана на *эффекте поля*, который заключается в модуляции проводимости приповерхностного слоя полупроводника между стоком и истоком под действием напряжения, подаваемого на затвор (напряжение затвор - исток $U_{зи}$).

Проводящий слой под затвором инверсного по отношению к подложке типа проводимости, соединяющий области стока и истока, называется **каналом**. В зависимости от способа формирования канала и типа его проводимости различают четыре основные модификации МДП-транзисторов: *p*- и *n*-канальные, *нормально закрытые* и *нормально открытые* (рис.2).

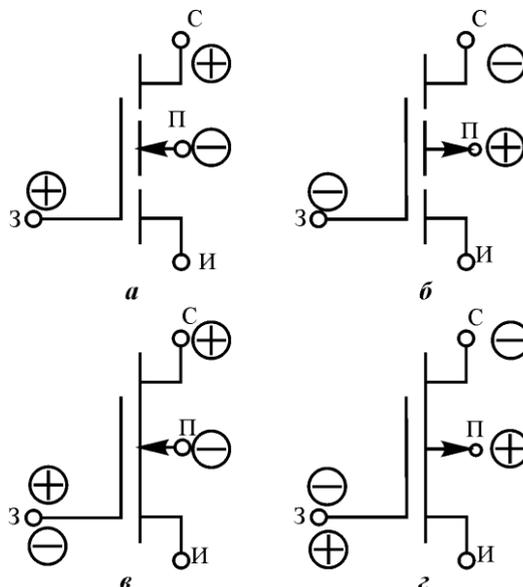


Рис.2. Условные обозначения МДП-транзисторов и полярности рабочих напряжений относительно истока: *a* - нормально закрытый *n*-канальный; *б* - нормально закрытый *p*-канальный; *в* - нормально открытый; *n*-канальный; *г* - нормально открытый *p*-канальный

В нормально закрытых МДП-транзисторах, называемых также МДП-транзисторами с индуцированным каналом, при нулевом напряжении $U_{зи}$ канал отсутствует. В этом случае электрическая цепь сток - исток представляет собой два навстречу друг другу включенных *p* - *n*-перехода, и ток в этой цепи равен обратному току закрытого *p* - *n*-перехода сток - подложка (исток - подложка). Для протекания в цепи исток - сток рабочего тока стока I_c необходимо подать на затвор напряжение выше некоторого напряжения U_0 , называемого **пороговым**, при котором в подложке возникает инверсный слой (канал) с высокой проводимостью.

В реальных МДП-транзисторах заметный ток стока появляется при напряжении затвор - исток несколько ниже порогового (подпороговый ток). Это напряжение называется **напряжением отпирания** $U_{отп}$ и является экспериментальной характеристикой транзистора. Напряжение $U_{отп}$ определяется условно как напряжение $U_{зи}$, при котором ток стока $I_c = 5$ мкА при фиксированном напряжении $U_{си} = 0,1$ В. С достаточной точностью можно считать $U_{отп} = U_0$.

В нормально открытых МДП-транзисторах, называемых также МДП-транзисторами со встроенным каналом, канал под затвором существует при нулевом напряжении на затворе. Изменяя величину и полярность напряжения на затворе, можно в

этом случае как уменьшать, так и увеличивать проводимость канала. Напряжение, при котором канал исчезает, называется **напряжением отсечки**.

В настоящей работе исследуются характеристики нормально закрытых МДП-транзисторов.

Основными конструктивными параметрами МДП-транзистора являются:

1) длина канала L - расстояние по поверхности полупроводника между металлургическими p - n -переходами исток - подложка и сток - подложка. Минимально возможная величина L определяется уровнем технологии изготовления и влияет на быстродействие и усилительные свойства транзистора;

2) ширина канала W вдоль поверхности полупроводника в направлении, перпендикулярном потоку носителей заряда от истока к стоку. Величина W определяет максимальный ток транзистора;

3) толщина подзатворного диэлектрика d . Эта величина влияет на пороговое и пробивное напряжения транзистора;

4) глубина залегания p - n -переходов x_j сток - подложка и исток - подложка;

5) материал затвора (металл, поликремний или силицид).

Пороговое напряжение

В зависимости от величины и полярности напряжения на затворе приповерхностный слой полупроводника между стоком и истоком может находиться в обогащенном, обедненном или инверсном состоянии. Эти состояния удобно характеризовать величиной и знаком **поверхностного потенциала** полупроводника ϕ_S , принимая потенциал в глубине полупроводника равным нулю. Поскольку на энергетической диаграмме полупроводника потенциал отсчитывается вниз, изгиб зон у поверхности полупроводника вниз означает, что $\phi_S > 0$, а вверх - что $\phi_S < 0$. На величину и знак поверхностного потенциала влияют разность работ выхода материала затвора Φ_m и полупроводника Φ_S , а также эффективный поверхностный заряд Q_S в диэлектрике и на границе раздела полупроводник - диэлектрик.

Рассмотрим вначале в качестве примера p -канальный нормально закрытый МДП-транзистор, у которого $\Phi_m = \Phi_S$ и $Q_S = 0$, при напряжениях $U_{си} = U_{пи} = 0$. В таком транзисторе при отсутствии напряжения на затворе зоны плоские и $\phi_S = 0$.

Режим обогащения ($\phi_S > 0$) реализуется при напряжении $U_{зи} > 0$ (рис.3,а). Энергетические зоны изгибаются вниз, и приповерхностная область обогащается электронами. Их концентрация $n_S = n_0 \exp(e\phi_S/kT) \gg n_0$, где n_0 - концентрация электронов в глубине подложки.

Режим обеднения ($\varphi_S < 0, |\varphi_S| \leq \varphi_0$) реализуется при подаче на затвор отрицательного напряжения $U_{зи}$ (рис.3,б). Электрическое поле E_x , возникающее при этом в системе затвор - подложка, вытесняет подвижные электроны из поверхностной области в глубину подложки, обнажая ионы донорной примеси. Вблизи поверхности полупроводника возникает слой объемного заряда ионов донорной примеси, а концентрация подвижных носителей заряда стремится к собственной концентрации. Границей режима обеднения является условие $|\varphi_S| = \varphi_0$. При этом

$$\varphi_0 = \left| \frac{E_F - E_i}{e} \right| = \varphi_T \ln \frac{N}{n_i},$$

где E_F, E_i - положение уровня Ферми и середины запрещенной зоны в глубине полупроводника соответственно; e - заряд электрона; φ_T - температурный потенциал; N - концентрация примеси в подложке; n_i - собственная концентрация.

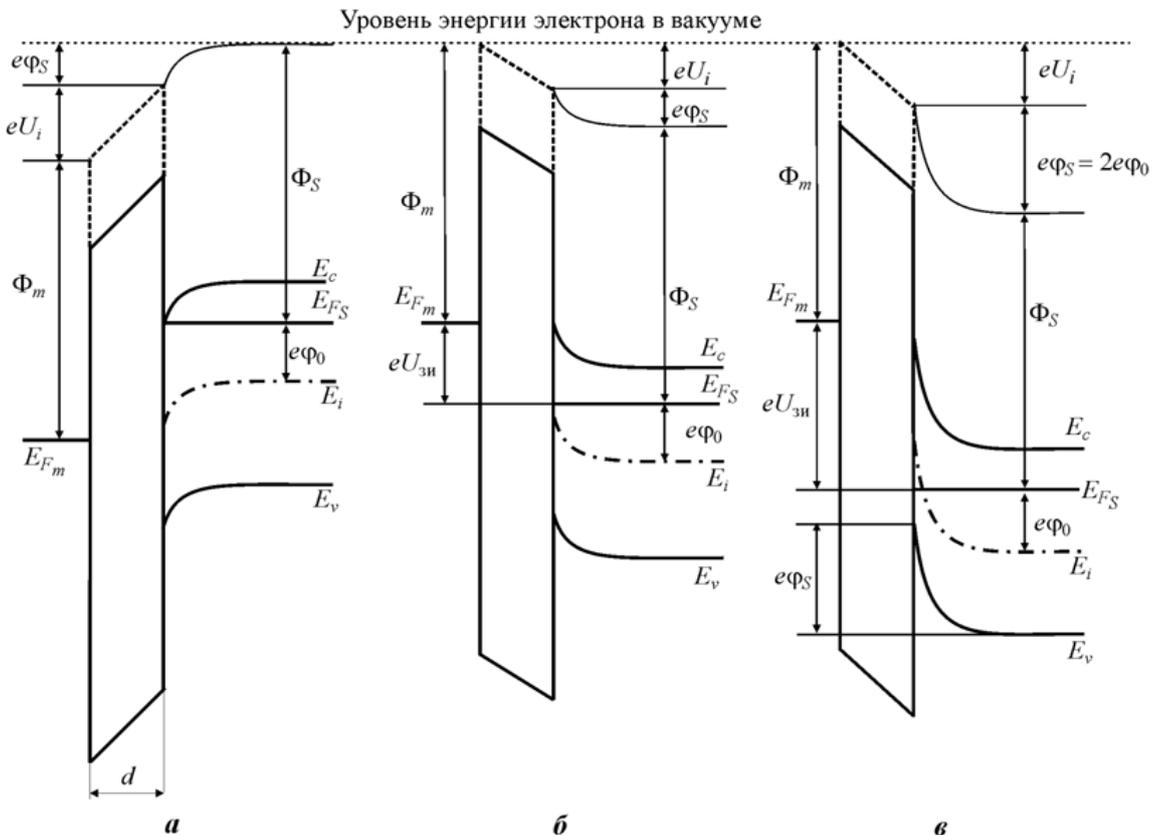


Рис.3. Энергетические диаграммы МДП-транзистора при различных напряжениях на затворе: а - режим обогащения, $U_{зи} > 0, \varphi_S > 0$; б - режим обеднения, $U_{зи} < 0, |\varphi_S| \leq \varphi_0$; в - граница сильной инверсии, $U_{зи} = U_0, \varphi_S = 2\varphi_0$

Режим слабой инверсии ($\varphi_S < 0, \varphi_0 \leq |\varphi_S| \leq 2\varphi_0$). При дальнейшем увеличении отрицательного смещения на затворе происходит дополнительное искривление зон, так что уровень Ферми пересекает середину запрещенной зоны, и происходит инверсия проводимости полупроводника. Однако пока выполняется условие $\varphi_0 < |\varphi_S| < 2\varphi_0$, поверхностная

концентрация дырок в инверсном слое p_S оказывается значительно меньше, чем концентрация электронов в объеме полупроводника: $p_S \ll n_0$. Поэтому проводимость инверсного слоя очень мала.

Режим сильной инверсии достигается при $|\varphi_S| \geq 2\varphi_0$. На границе сильной инверсии ($|\varphi_S| = 2\varphi_0$) концентрация дырок на поверхности $p_S = n_0$. Напряжение на затворе, при котором достигается граница сильной инверсии, называется пороговым напряжением. Увеличение напряжения на затворе выше порогового приводит к сильному росту концентрации дырок в инверсном слое и возникновению канала (рис.3,в).

Таким образом, пороговое напряжение рассматриваемого идеализированного p -канального МДП-транзистора состоит из двух слагаемых - напряжения, необходимого для удержания заряда в обедненной области, и напряжения, необходимого для достижения режима сильной инверсии:

$$U_0 = -2\varphi_0 - \frac{Q_{об}}{C_i} = -2\varphi_T \ln \frac{N}{n_i} - \frac{Q_{об}}{C_i},$$

где $Q_{об} = \sqrt{2\varepsilon_S \varepsilon_0 e N 2\varphi_0}$ - заряд в обедненной области полупроводника;

$$C_i = \varepsilon_i \varepsilon_0 / d -$$

удельная емкость между затвором и полупроводником. Здесь $\varepsilon_S, \varepsilon_I$ - диэлектрическая проницаемость полупроводника и диэлектрика соответственно; ε_0 - электрическая постоянная.

В реальном p -канальном МДП-транзисторе $\Phi_m \neq \Phi_S$ и $Q_S^+ \neq 0$, поэтому энергетические зоны полупроводника изогнуты уже в состоянии термодинамического равновесия. При $\Phi_m < \Phi_S$ и $Q_S^+ > 0$ зоны изогнуты вниз. Поэтому для достижения режима сильной инверсии вначале необходимо достичь режима плоских зон. Для этого нужно подать на затвор дополнительное отрицательное напряжение, называемое **напряжением плоских зон** U_{FB} :

$$U_{FB} = -\frac{Q_S^+}{C_i} + \varphi_{mS},$$

где $\varphi_{mS} = \frac{\Phi_m - \Phi_S}{e}$ - контактная разность потенциалов между затвором и подложкой.

Таким образом, для реального МДП-транзистора пороговое напряжение равно

$$U_0 = \varphi_{mS} \mp 2\varphi_T \ln \frac{N}{n_i} \mp \frac{|Q_{об}|}{C_i} - \frac{Q_S^+}{C_i}, \quad (1)$$

где верхний знак относится к p -канальному транзистору, а нижний - к n -канальному.

Вольт-амперные характеристики МДП-транзистора

ВАХ МДП-транзистора представляют собой зависимость тока стока I_c от рабочих напряжений затвор - исток $U_{зи}$, сток - исток $U_{си}$, подложка - исток $U_{пи}$. В зависимости от параметра в семействе ВАХ различают:

- выходные характеристики:

$$I_c = I_c(U_{си}) \text{ при параметрах } U_{зи}, U_{пи};$$

- передаточные характеристики:

$$I_c = I_c(U_{зи}) \text{ при параметрах } U_{си}, U_{пи}.$$

Рассмотрим в качестве примера ВАХ p -канального МДП-транзистора при напряжении $U_{пи} = 0$ (рис.4).

При подаче на затвор отрицательного напряжения $U_{зи} > U_0$ ток стока I_c вначале увеличивается с ростом отрицательного напряжения $U_{си}$ на стоке. Это так называемая **крутая область ВАХ** (рис.4,*а*). Для крутой области ВАХ характерно наличие канала под всеми точками затвора. При этом если увеличить напряжение на затворе, то концентрация основных носителей в канале и его проводимость увеличиваются, следовательно, увеличивается ток стока, и характеристики идут круче.

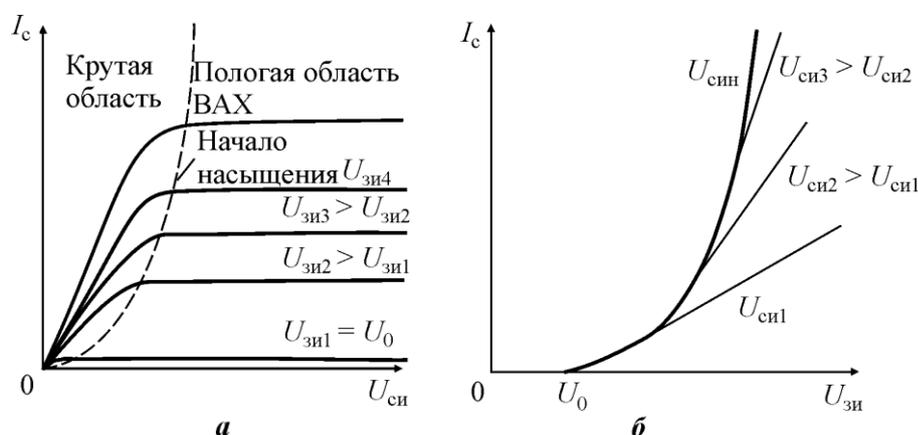


Рис.4. Вольт-амперные характеристики МДП-транзистора:
а - выходные; *б* - передаточные

Однако при дальнейшем увеличении напряжения $U_{си}$ рост тока стока I_c замедляется, а при некотором напряжении $|U_{син}| = |U_{зи} - U_0|$ почти прекращается. Это напряжение $U_{син}$ называется **напряжением насыщения**, а область ВАХ, для которой выполняется условие $|U_{си}| > |U_{син}|$ - **пологой областью ВАХ**.

Физической причиной насыщения тока стока является **перекрытие канала** вблизи его стокового конца. Это происходит потому, что с увеличением напряжения на стоке

снижается разность потенциалов $U_{зи} - U_{си}$, уменьшается электрическое поле E_x и его величина оказывается недостаточной, чтобы обеспечивать режим сильной инверсии. В результате вблизи стока концентрация дырок в канале резко уменьшается, канал перекрывается (исчезает) и в области перекрытия устанавливается режим обеднения. Сопротивление этого участка канала ΔL становится очень большим. Поэтому при дальнейшем приращении напряжения на стоке оно падает в основном на участке перекрытия, а на оставшейся непокрытой части канала напряжение по-прежнему остается равным $U_{син}$:

$$U_{си} = U_{син} + \Delta U_{си}.$$

Поскольку участок перекрытия канала $\Delta L \ll L$ - длины канала, то длина непокрытого канала и его сопротивление, а следовательно, и ток стока мало меняются при увеличении напряжения на стоке.

Описанное явление модуляции длины канала подобно эффекту Эрли в биполярных транзисторах и определяет конечный наклон характеристик в пологой области.

Через область перекрытия канала носители пролетают вследствие сильного электрического поля E_y в этой области. Это явление подобно прохождению носителей через область пространственного заряда (ОПЗ) коллекторного $p - n$ -перехода биполярного транзистора.

Аналитические выражения для ВАХ МДП-транзистора с длиной канала более 5 мкм, используемые в инженерных расчетах, имеют вид:

- в крутой области ($|U_{си}| \leq |U_{зи} - U_0|, U_{пи} = 0$):

$$I_c = \beta [2(U_{зи} - U_0)U_{си} - U_{си}^2];$$

- в пологой области ($|U_{си}| \geq |U_{зи} - U_0|, U_{пи} = 0$):

$$I_c = \beta (U_{зи} - U_0)^2,$$

где $\beta = \frac{\mu_p C_i W}{2L}$ - *удельная крутизна* транзистора; μ_p - средняя подвижность дырок

в канале (примерно в два раза меньше объемной подвижности).

Влияние подложки. Проводимостью канала, а следовательно, и током стока можно управлять также изменяя напряжение смещения подложки. При работе транзистора между каналом и подложкой образуется $p - n$ -переход. С изменением смещения на подложке изменяется ширина $p - n$ -перехода, что приводит к расширению или сужению канала и изменению тока стока. Таким образом, подложка действует подобно затвору. При фиксированных напряжениях на остальных электродах повышение обратного смещения, приложенного к подложке, приводит к уменьшению тока стока.

Формула (1), определяющая пороговое напряжение, получена при $U_{\text{пи}} = 0$. Подача обратного смещения на подложку приводит к расширению ОПЗ p - n -перехода канал - подложка и увеличению заряда в обедненной области:

$$Q_{\text{об}} = \sqrt{2\varepsilon_S\varepsilon_0eN|2\varphi_0 + U_{\text{пи}}|}. \quad (2)$$

Пороговое напряжение при этом также возрастает, поскольку обогащение канала основными носителями происходит только после накопления на затворе заряда, необходимого для компенсации заряда в обедненной области.

Используя выражения (1) и (2), при условии $|U_{\text{пи}}| \ll 2\varphi_0$ можно получить связь порогового напряжения с напряжением на подложке в виде

$$U_0(U_{\text{пи}}) = U_0(0) + \eta U_{\text{пи}}, \quad (3)$$

где

$$\eta = \frac{1}{2C_i} \sqrt{\frac{\varepsilon_S\varepsilon_0eN}{\varphi_0}} - \text{коэффициент влияния подложки.}$$

На практике выражением (3) пользуются и при значительных напряжениях на подложке. Смещение на подложке влияет также и на величину напряжения насыщения тока стока $U_{\text{син}}$. С увеличением обратного смещения $U_{\text{пи}}$ это напряжение уменьшается по абсолютной величине. Это происходит по двум причинам: во-первых, уменьшается концентрация носителей в канале, во-вторых, канал сужается (так как расширяется обедненный слой). Оба фактора способствуют уменьшению напряжения на стоке, при котором происходит перекрытие канала.

С учетом влияния подложки ВАХ МДП-транзистора можно записать в виде:

- в крутой области ($|U_{\text{си}}| \leq \frac{|U_{\text{зи}} - U_0|}{1 + \eta}$):

$$I_c = \beta[2(U_{\text{зи}} - U_0)U_{\text{си}} - (1 + \eta)U_{\text{си}}^2]; \quad (4)$$

- в пологой области ($|U_{\text{си}}| \geq \frac{|U_{\text{зи}} - U_0|}{1 + \eta}$):

$$I_c = \beta \frac{(U_{\text{зи}} - U_0)^2}{1 + \eta}. \quad (5)$$

Величина порогового напряжения в этих формулах определяется выражением (3).

Методика определения параметров МДП-транзистора

Семейство ВАХ МДП-транзистора позволяет определять ряд его важных параметров.

Пороговое напряжение можно определить из выходных характеристик транзистора. Для этого зададим на стоке напряжение $U_{си} = 0,1$ В и измерим ток стока при увеличении напряжения на затворе. При достижении величины $I_c = 5$ мкА получим $U_{зи} \approx U_0$. Пороговое напряжение можно определить также из семейства передаточных характеристик транзистора как точку, из которой выходят эти характеристики (рис.4,б).

Удельная крутизна определяется из семейства выходных ВАХ в крутой области. При малых напряжениях $U_{си}$, пренебрегая квадратичным членом в уравнении (4), имеем

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{2\Delta U_{си}(U_{зи} - U_0)}.$$

Коэффициент влияния подложки определяем, исходя из соотношения (3):

$$\eta = \frac{U_0(U_{пи}) - U_0(0)}{U_{пи}}.$$

Дифференциальные параметры МДП-транзистора определяем из его выходных ВАХ.

Крутизна характеристик:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \text{ при } U_{си} = \text{const}, U_{пи} = \text{const}.$$

Крутизна по подложке:

$$S_{п} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{пи}} \text{ при } U_{си} = \text{const}, U_{зи} = \text{const}.$$

Внутреннее сопротивление:

$$R_c = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \text{ при } U_{пи} = \text{const}, U_{зи} = \text{const}.$$

Коэффициент усиления:

$$k_y = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}} \text{ при } I_c = \text{const}, U_{пи} = \text{const}.$$

Лабораторное задание

1. Снять передаточные ВАХ МДП-транзистора $I_c = I_c(U_{зи})$ при параметре $U_{пи}$ в режимах, приведенных в форме табл.1. Установить тип транзистора. Определить параметры U_0, β, η .

2. Снять выходные ВАХ МДП-транзистора $I_c = I_c(U_{си})$ при параметре $U_{пи}$ в режимах, приведенных в форме табл.1. Определить параметры S , $S_{п}$, R_c , k_y .

Форма таблицы 1

ВАХ МДП-транзистора при параметре $U_{пи}$, В

Номер бригады		1	2	3	4
$U_{пи},$ В	Режим 1	0	0	0	0
	Режим 2	1,5	2	3	5
	Режим 3	2,5	4	6	7,5
	Режим 4	4,5	6	9	15

Методика выполнения работы

Поскольку МДП-транзистор является четырехвыводным прибором, то три его вывода подключаются к характериографу (исток к клемме «эмиттер», сток к клемме «коллектор», затвор к клемме «база»), а режим на четвертом выводе задается с помощью подачи напряжения с источника питания (см. раздел 4 лаб. работы № 1). При исследовании МДП-транзистора четвертым выводом является контакт к подложке, на котором необходимо задать напряжение относительно заземленного истокового вывода. Режимы напряжения задаются согласно форме табл.1 для каждой бригады студентов отдельно.

Порядок выполнения работы

Рекомендуется следующий порядок выполнения работы:

1. Подключить исследуемый МДП-транзистор к клеммам характериографа.
2. Снять с экрана характериографа ВАХ исследуемого транзистора.
3. Оформить ВАХ в виде графиков на миллиметровой бумаге.
4. Провести расчеты, указанные в лабораторном задании.
5. Оформить отчет по лабораторной работе.

Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- 1) краткий конспект теоретической части;
- 2) выходные и передаточные ВАХ, построенные на миллиметровой бумаге;
- 3) рассчитанные по снятым ВАХ параметры МДП-транзистора: S , $S_{п}$, R_c , k_y , U_0 , β ,

η.

Контрольные вопросы

1. Перечислить основные элементы конструкции МДП-транзистора.
2. Какими элементами структуры МДП-транзистора определяется его тип?
3. В чем заключается принцип работы МДП-транзистора?
4. В каких режимах может находиться структура металл - диэлектрик - полупроводник?
5. Нарисовать энергетическую диаграмму полупроводника n -типа (p -типа) в режиме сильной инверсии (обеднения, обогащения).
6. Дать определение порогового напряжения МДП-транзистора.
7. Какими параметрами структуры определяется пороговое напряжение?
8. Нарисовать энергетическую диаграмму полупроводника при подаче на затвор порогового напряжения.
9. Нарисовать выходные и передаточные ВАХ нормально закрытого p -канального (n -канального) МДП-транзистора.
10. Объяснить причины перехода выходной ВАХ МДП-транзистора из крутой области в пологую.
11. Как влияет обратное смещение на подложке на пороговое напряжение?
12. В чем состоит физический смысл коэффициента влияния подложки?
13. Как экспериментально определить параметры S , $S_{п}$, R_c , k_y , U_0 , β , η ?

Литература

1. **Старосельский В.И.** Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники. - М.: Высшее образование, 2009. - С. 133 - 253.
2. **Парменов Ю.А.** Элементы твердотельной нанoeлектроники. - М.: МИЭТ, 2010. - С. 12 - 33, 36 - 52.
3. Транзисторы: лаб. практикум по физике полупроводниковых приборов / **Под ред. Ю.А. Парменова.** - М.: МИЭТ, 2005. - С. 42 - 55.

Приложение

Справочные данные для выполнения лабораторных работ

Таблица П1

Физические постоянные

Постоянная	Обозначение	Числовое значение
Постоянная Больцмана	k	$1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К ⁻¹
Заряд электрона	e	$1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл
Масса свободного электрона	m_0	$0,91 \cdot 10^{-30}$ кг
Электрон-вольт	эВ	1 эВ = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Дж
Электрическая постоянная	ϵ_0	$8,85 \cdot 10^{-14}$ Ф·см ⁻¹
Температурный потенциал	$\varphi_T = kT/e$	0,026 В ($T = 300$ К)
Постоянная Ричардсона	A	120 А·см ⁻² ·К ⁻²

Таблица П2

Физические свойства важнейших полупроводников при $T = 300$ К

Полупроводник	Ширина запрещенной зоны E_g , эВ	Собственная концентрация n_i , см ⁻³	Подвижность, см ² /(В·с)		Диэлектрическая проницаемость ϵ
			электронов μ_n	дырков μ_p	
Ge	0,66	$2,4 \cdot 10^{13}$	3900	1900	16
Si	1,12	$1,5 \cdot 10^{10}$	1450	500	11,9
GaAs	1,43	$\approx 2 \cdot 10^6$	8000	400	12,9

Таблица П3

Экспериментальные значения высоты барьера Шоттки, В, при $T = 300$ К

Полупроводник n -типа	Металл						
	Ag	Al	Au	Cu	Mo	Pt	W
Si	0,78	0,72	0,80	0,58	0,42	-	0,45
GaAs	0,88	0,8	0,9	0,82	-	0,84	0,8

Отношения величин A^*/A для различных полупроводников

Тип и кристаллографическая ориентация полупроводника	Si	GaAs
<i>p</i> -типа	0,66	0,62
<i>n</i> -типа <111>	2,2	0,068 (слабые поля) 1,2 (сильные поля)
<i>n</i> -типа <100>	2,1	0,068 (слабые поля) 1,2 (сильные поля)