Комплект методических пособий по лабораторному практикуму «Твердотельная электроника»

№№ 5, 12, 13, 16

<u>№</u>5.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВОГО МДП-ТРАНЗИСТОРА

<u>№</u> 12.

ИЗУЧЕНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТИРИСТОРА

<u>№</u> 13.

ИЗУЧЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

<u>№</u> 16.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОДИОДА

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5

«Статические характеристики полевого МДП-транзистора»

Цели работы:

1. Измерить статические характеристики *p*-канального МДП-транзистора КП301Б – зависимости тока стока I_D от напряжения на затворе $I_D(V_G)$ и на стоке $I_D(V_D)$;

2. По измеренным характеристикам рассчитать пороговое напряжение $V_{\rm T}$, напряжение отсечки $V_{\rm D}^{\rm sat}$ и подвижность дырок $\mu_{\rm p}$ в канале;

3. Изучить влияние обратного смещения подложки V_B на пороговое напряжение МДП-транзистора и подвижность дырок в канале;

4. Рассчитать уровень легирования полупроводниковой подложки *N*_B по характеристикам МДП-транзистора.

1. Краткие теоретические сведения

Транзисторным эффектом называют способность полупроводникового прибора управлять <u>выходными</u> значениями тока или напряжения через изменение <u>входных</u> значений тока или напряжения. Транзисторный эффект реализуется в различных типах биполярных и полевых транзисторов.

Физической основой работы МДП-транзистора эффект является поля. Эффект поля — изменение концентрации свободных носителей заряда в приповерхностной области полупроводника действием под внешнего электрического поля. Для описания влияния эффекта поля на полупроводник применяют зонные диаграммы. Зонная диаграмма — графический способ отображения уровней энергии носителей заряда в зависимости от их пространственного положения в кристаллическом материале.

2



Рис. 5.1. Зонная диаграмма приповерхностной области полупроводника *n*-типа при различных состояниях поверхности: *a*) обогащение; *b*) обеднение; *b*) слабая инверсия; *c*) сильная инверсия.

Состояние поверхности во		Тип полупро- водника	Соотношение концентраций на поверхности и в объёме	Направ ление изгиба зон	Знак поверх- ност- ного потен- циала	Величина поверхностного потенциала	Знак напря жения на за- творе V _G
Обогащение		n	$n_{\rm s} > n_{\rm n0}$	вниз	$\psi_{\rm s} > 0$	$\psi_{\rm s} > 0$	$V_{\rm G} > 0$
		р	$p_{\rm s} > p_{\rm p0}$	вверх	$\psi_{\rm s} < 0$	$\psi_{\rm s} < 0$	$V_{\rm G} < 0$
Обеднение		п	$n_{\rm s} > p_{\rm s}, n_{\rm s} < n_{\rm n0}$	вверх	$\psi_{\rm s} < 0$	$ \psi_{\rm s} < \varphi_0$	$V_{\rm G} < 0$
		р	$p_{\rm s} > n_{\rm s}, p_{\rm s} < p_{\rm p0}$	ВНИЗ	$\psi_{\rm s} > 0$	$\psi_{\rm s} < \varphi_0$	$V_{\rm G} > 0$
	Слабая	п	$n_{\rm s} < p_{\rm s}, p_{\rm s} < n_{\rm n0}$	вверх	$\psi_{\rm s} < 0$	$arphi_0 < arphi_{ m s} < 2arphi_0$	$V_{\rm G} < 0$
Инверсия	инверсия	р	$p_{\rm s} < n_{\rm s}, n_{\rm s} < p_{\rm p0}$	ВНИЗ	$\psi_{\rm s} > 0$	$\varphi_0 < \psi_{\rm s} < 2\varphi_0$	$V_{\rm G} > 0$
	Сильная	п	$n_{\rm s} < p_{\rm s}, p_{\rm s} > n_{\rm n0}$	вверх	$\psi_{\rm s} < 0$	$ \psi_{\rm s} > 2\varphi_0$	$V_{\rm G} < 0$
	инверсия	р	$p_{\rm s} < n_{\rm s}, n_{\rm s} > p_{\rm p0}$	ВНИЗ	$\psi_{\rm s} > 0$	$\psi_{\rm s} > 2\varphi_0$	$V_{\rm G} > 0$

Таблица. Состояния поверхности легированных полупроводников



Рис. 5.2. Зонная диаграмма МДП-структуры:

a – отсутствие эффекта поля $V_{\rm G} = 0$, $\psi_{\rm s} = 0$; δ – обогащение, $V_{\rm G} > 0$, $\psi_{\rm s} > 0$; e – обеднение, $V_{\rm G} < 0$, $\psi_{\rm s} < 0$, $\left|\psi_{\rm s}\right| < \left|\varphi_{\rm 0}\right|$; c – инверсия, $V_{\rm G} << 0$, $\psi_{\rm s} < 0$ ($\left|\varphi_{\rm 0}\right| < \left|\psi_{\rm s}\right| < \left|2\varphi_{\rm 0}\right|$ – слабая инверсия, $\left|\psi_{\rm s}\right| > \left|2\varphi_{\rm 0}\right|$ – сильная инверсия)

В структурах металл – диэлектрик – полупроводник внешнее поле обусловлено приложенным напряжением на металлический электрод (затвор) относительно полупроводниковой подложки. В зависимости от знака и величины приложенного напряжения различают четыре состояния приповерхностной области полупроводника.

1) Обогащение. Этому состоянию соответствует знак напряжения на металлическом электроде (затворе), притягивающий основные носители (для *n*-типа: $V_G > 0$) (рис. 5.26). В состоянии обогащения концентрация основных носителей на поверхности n_s больше концентрации основных носителей в квазинейтральном объеме n_{n0} : $n_s > n_{n0}$.

2) **Обеднение**. Этому состоянию соответствует небольшое по величине напряжение, отталкивающее основные носители (для *n*-типа: $V_{\rm G} < 0$) (рис. 5.2*в*). В состоянии обеднения концентрация основных носителей на поверхности $n_{\rm s}$ больше концентрации неосновных носителей $p_{\rm s}$, но меньше концентрации основных носителей в квазинейтральном объеме $n_{\rm n0}$.

3) Слабая инверсия. Такому состоянию соответствует большее по величине напряжение на затворе, соответствующее значительным изгибам зон, и вызывающее увеличение на поверхности концентрации неосновных носителей заряда (для *n*-типа: $V_G < 0$) (рис. 5.2*г*). В состоянии слабой инверсии концентрация основных носителей на поверхности n_s меньше концентрации неосновных носителей p_s , но при этом концентрация неосновных носителей на поверхности p_s остается меньше концентрации основных носителей в квазинейтральном объеме n_{n0} .

4) *Сильная инверсия*. В состоянии сильной инверсии концентрация неосновных носителей на поверхности p_s больше концентрации основных носителей на поверхности n_s и больше концентрации основных носителей в квазинейтральном объеме n_{n0} .

Когда на поверхности полупроводника сформировался инверсионный канал, величина концентрации неосновных носителей заряда (дырок) в инверсионном канале равна концентрации основных носителей (электронов) в объеме полупроводника. При этом величина поверхностного потенциала $\psi_s = 2\varphi_0$, где φ_0 – расстояние от середины запрещенной зоны до уровня Ферми в квазинейтральном объеме. Изменяя величину напряжения на затворе, можно менять концентрацию дырок в инверсионном канале, и тем самым менять (модулировать) его проводимость. При этом дырки в канале отделены от свободных носителей в объеме полупроводника областью пространственного заряда.

Рассмотрим полевой транзистор со структурой МОП (металл – окисел – полупроводник), схема которого приведена на рисунке 5.3.



Рис. 5.3. Схема МДП-транзистора. $V_{\rm D} = 0, V_{\rm G} < 0$

Основными элементами конструкции МДП-транзистора являются:

1) *исток* и *сток* – сильно легированные области, обладающие проводимостью противоположного типа по отношению к типу проводимости подложки;

2) *диэлектрический слой*, отделяющий металлический электрод – *затвор* – от полупроводниковой *подложки*, и лежащий над активной областью транзистора – *инверсионным каналом* – соединяющим сток и исток.

Ток в канале МДП-транзистора, изготовленного на подложке *n*-типа, обусловлен свободными дырками, концентрация которых *p*. Электрическое поле E_y обусловлено напряжением между стоком и истоком V_D . Согласно закону Ома плотность тока канала

$$j(x, y, z) = qp(x)\mu_{\rm p}E_{\rm y} = qp(x)\mu_{\rm p}\frac{dV_{\rm D}}{dy},$$
(5.1)

где q – заряд электрона, μ_p – подвижность и p(x) – концентрация дырок в канале. Проинтегрируем (5.1) по ширине z и глубине x канала. Тогда интеграл в левой части (5.1) дает полный ток канала I_D , а для правой получим

$$I_{\rm D} = Z \mu_{\rm p} \frac{dV_{\rm D}}{dy} \int_{0}^{x} qp(x) dx \,.$$
(5.2)

Величина под интегралом есть полный заряд дырок $Q_{\rm p}$ в канале на единицу площади. Тогда

$$I_{\rm D} = Z\mu_{\rm p}Q_{\rm p}\frac{dV_{\rm D}}{dy}, \, \text{где } Q_{\rm p} = Q_{\rm p}(y).$$
(5.3)

Найдем величину заряда дырок Q_p . Запишем уравнение электронейтральности для зарядов на единицу площади в виде

$$Q_{\rm M} = Q_{\rm ox} + Q_{\rm p} + Q_{\rm B} \,.$$
 (5.4)

Согласно (5.4) заряд на металлическом электроде $Q_{\rm M}$ уравновешивается суммой зарядов на полупроводнике: свободных дырок $Q_{\rm p}$, ионизованных доноров $Q_{\rm B}$ и встроенных зарядов в окисле $Q_{\rm ox}$. На рисунке 5.4 приведена схема расположения этих зарядов.



Рис. 5.4. Схема расположения зарядов в активной области *р*-канального МДП-транзистора:

 $Q_{\rm B}$ – заряд ионизованных доноров; $Q_{\rm p}$ – заряд свободных дырок; $Q_{\rm ox}$ – заряд, встроенный в окисле; $Q_{\rm M}$ – заряд на металлическом электроде

Из определения емкости следует, что полный заряд на металлической обкладке $Q_{\rm M}$ конденсатора:

$$Q_{\rm M} = C_{\rm ox} \cdot V_{\rm ox}$$

где $V_{\rm ox}$ – падение напряжения на окисном слое,

C_{ох} – <u>удельная емкость подзатворного диэлектрика</u> (отнесённая к единичной площади S):

$$C_{\rm ox} = \frac{\mathcal{E}_{\rm ox} \cdot \mathcal{E}_0}{d_{\rm ox}}.$$
(5.5)

Поскольку полное приложенное напряжение $V_{\rm G}$ есть сумма падений напряжения в окисле $V_{\rm ox}$ и в полупроводнике $\psi_{\rm s}$, то

$$V_{\rm ox} = V_{\rm G} - \Delta \varphi_{\rm ms} - \psi_{\rm s} - V_{\rm D}(y), \qquad (5.6)$$

где $\Delta \varphi_{\rm ms}$ – разность работ выхода металл-полупроводник, $\psi_{\rm s}$ – величина поверхностного потенциала в равновесных условиях, т.е. при $V_{\rm D} = 0$.

Из (5.4), (5.5) и (5.6) следует, что заряд подвижных дырок в инверсионном канале

$$Q_{\rm p}(y) = C_{\rm ox} \left(V_{\rm G} - \Delta \varphi_{\rm ms} - \psi_{\rm s} - V_{\rm D}(y) \right) - Q_{\rm ox} - Q_{\rm B} \,.$$
(5.7)

Поскольку в области сильной инверсии при значительном изменении $V_{\rm G}$ величина $\psi_{\rm s}$ меняется слабо (условие плавного канала), будем в дальнейшем считать ее постоянной и равной потенциалу начала области сильной инверсии $\psi_{\rm s} = 2\varphi_0$.

Введем пороговое напряжение $V_{\rm T}$ как напряжение на затворе $V_{\rm G}$, соответствующее открытию канала в равновесных условиях $Q_{\rm p}(V_{\rm D}=0)=0.$ Из (5.7) следует, что

$$\left[V_{\rm T} = \Delta\varphi_{\rm ms} + 2\varphi_0 + \frac{Q_{\rm ox}}{C_{\rm ox}} + \frac{Q_{\rm B}}{C_{\rm ox}}\right].$$
(5.8)

Тогда с учетом (5.8)

$$Q_{\rm p}(y) = C_{\rm ox} [V_{\rm G} - V_{\rm T} - V_{\rm D}(y)].$$
(5.9)

Подставляя (5.9) в (5.3) и проводя интегрирование вдоль канала, при изменении у от 0 до L, а $V_{\rm D}(y)$ – от 0 до $V_{\rm D}^{\rm sat}$, получаем

$$I_{\rm D} = Z\mu_{\rm p}C_{\rm ox} \left[\left(V_{\rm G} - V_{\rm T} \right) - V_{\rm D}(y) \right] \frac{dV_{\rm D}}{dy}; \quad \int_{0}^{L} I_{\rm D}dy = Z\mu_{\rm p}C_{\rm ox} \int_{0}^{V_{\rm D}^{-1}} \left[\left(V_{\rm G} - V_{\rm T} \right) - V_{\rm D} \right] dV_{\rm D}; \\ \left[I_{\rm D} = \frac{Z}{L}\mu_{\rm p}C_{\rm ox} \left[\left(V_{\rm G} - V_{\rm T} \right) V_{\rm D} - \frac{V_{\rm D}^{2}}{2} \right] \right].$$
(5.10)

<u>Для случая малых значений напряжения на стоке</u> V_D уравнение (10) упрощается</sub>

$$\left[I_{\rm D} \approx \frac{Z}{L} \mu_{\rm p} C_{\rm ox} \left[(V_{\rm G} - V_{\rm T}) V_{\rm D} \right] \right].$$
(5.10a)

Уравнение (5.10а) показывает, что вольт-амперная характеристика полевого транзистора в области **плавного канала** при малых значениях напряжения на стоке V_D имеет линейный вид.

Экстраполяция линейной части зависимости $I_D(V_G)$ к значению $I_D = 0$ позволяет определить пороговое напряжение V_T . (рис. 5.6)

Из этой же зависимости можно <u>определить величину подвижности свободных носителей</u> μ_p в инверсионном канале по соотношению:

$$\mu_{\rm p} = \frac{tg\,\alpha}{\frac{Z}{L}C_{\rm ox}V_{\rm D}},\tag{5.106}$$

где
$$tg \alpha = \frac{dI_{\rm D}}{dV_{\rm G}}$$
. (5.10в)

Как следует из (5.9), по мере роста напряжения на стоке $V_{\rm D}$ может наступить такой момент, когда заряд подвижных дырок в канале станет равным нулю $Q_{\rm p} = 0$, $V_{\rm G} - V_{\rm T} - V_{\rm D}(y) = 0$, т.е. произойдет <u>отсечка канала</u>. Это соответствует условию:

$$\left[V_{\rm D}^{\rm sat} = V_{\rm G} - V_{\rm T}\right]. \tag{5.11}$$

Напряжение на стоке V_D , необходимое для смыкания канала вблизи стока, называется напряжением отсечки, V_D^{sat} . На рисунке 5.5 показаны два состояния отсеченного канала: при достижении напряжения отсечки и при напряжении на стоке, большем напряжения отсечки.



Рис. 5.5. Схема МДП-транзистора в области отсечки при различных значениях напряжения на стоке V_D

С ростом напряжения стока $V_{\rm D}$ точка канала, соответствующая отсечке, сдвигается от стока к истоку. В первом приближении, при этом на участке плавного канала от истока до точки отсечки падает одинаковое напряжение $V_{\rm D}^{\rm sat} = V_{\rm G} - V_{\rm T}$, не зависящее от напряжения исток-сток $V_{\rm D}$. Поскольку эффективная длина канала L и $\Delta L = L - L' \ll L$, это обуславливает, в первом приближении, не зависящий от напряжения стока $V_{\rm D}$ ток стока $I_{\rm D}$. Подставив (5.11) в (5.10) вместо $V_{\rm D}$, получаем для области отсечки:

$$\left[I_{\rm D} = \frac{Z}{2L} \mu_{\rm p} C_{\rm ox} \left(V_{\rm G} - V_{\rm T}\right)^2\right].$$
(5.12)

Для области плавного и отсеченного канала зависимость тока стока I_D от напряжения на затворе V_G различная: линейная в области плавного канала (5.10a) и квадратичная в области отсеченного канала (5.12).

На рисунке 5.6*a* приведены характеристики транзистора: $I_D = f(V_D)$ при различных напряжениях на затворе (V_G) с указанием напряжения отсечки V_D^{sat} .

На рисунке 5.66 приведены характеристики $I_D = f(V_G)$ при малых значениях напряжения на стоке V_D <u>в режиме плавного канала</u>. Эта зависимость $I_D = f(V_G)$ используется для определения порогового напряжения – при экстраполяции линейного участка зависимости $I_D = f(V_G)$ к нулевому значению тока.





a) Зависимость тока стока I_D от напряжения на стоке V_D при разных V_G . Отмечены значения напряжения стока, равные напряжению отсечки V_D^{sat} ; отклонение зависимости $I_D(V_G)$ от горизонтали обусловлено эффектом Эрли δ) Зависимость тока стока I_D от напряжения на затворе V_G в области плавного канала (при малом значении V_D). Пунктиром указано напряжение затвора, соответствующее экстраполированному к нулю значению тока стока

Для области отсечки величину порогового напряжения также можно определить графическим способом, если экстраполировать зависимость корня тока стока $\sqrt{I_{\rm D}}$ от напряжения на затворе $V_{\rm G}$ к нулевому значению тока (см. уравнение 5.12).



Рис. 5.7. Поиск порогового напряжения МДП-транзистора с использованием переходной ВАХ в области отсечки. 1 - исходная зависимость; $2 - зависимость \sqrt{I_{\rm D}}(V_{\rm G})$ для расчета $V_{\rm T}$.

При приложении напряжения канал-подложка $V_{\rm B}$ увеличивается ширина области пространственного заряда W и меняется величина заряда ионизованных доноров $Q_{\rm B}$. Из теории *p-n* перехода следует, что величина заряда $Q_{\rm B}$ в области обеднения при обратном смещении индуцированного *p-n* перехода канал-подложка $V_{\rm B}$.

$$Q_{\rm B} = \sqrt{2q\varepsilon_{\rm s}\varepsilon_0 N_{\rm B}(2\varphi_0 - V_{\rm B})}.$$
(5.13)

Поскольку величина $Q_{\rm B}$ входит в выражение (5.8) для порогового напряжения $V_{\rm T}$, то изменение $V_{\rm B}$ вызовет соответствующее изменение $V_{\rm T}$. При этом

$$\Delta V_{\rm T} = \frac{\sqrt{2\varepsilon_{\rm s}\varepsilon_0}qN_{\rm B}}{C_{\rm ox}}(\sqrt{2\varphi_0 + V_{\rm B}} - \sqrt{2\varphi_0}). \tag{5.14}$$



Рис. 5.8. Влияние напряжения смещения канал-подложка $V_{\rm B}$ на проходные характеристики транзистора в области плавного канала $V_{\rm D}$ = -0,1 В

Зная толщину окисла d_{0x} и примерное значение N_B (с точностью до порядка), можно рассчитать величину объемного положения уровня Ферми φ_0 :

$$\varphi_0 = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_{\rm B}}{n_{\rm i}}\right). \tag{5.15}$$

Если построить график зависимости $\Delta V_{\rm T}(\sqrt{2\varphi_0 + V_{\rm B}})$, то из угла наклона β зависимости (5.14) можно рассчитать величину (уровень) легирующей примеси $N_{\rm B}$ в подложке МДП-транзистора:

$$N_{\rm B} = \frac{C_{\rm ox}^2 \cdot tg^2 \beta}{2\varepsilon_{\rm s}\varepsilon_0 q}, \quad \text{где tg } \beta = \frac{\partial (\Delta V_{\rm T})}{\partial (\sqrt{2\varphi_0 + V_{\rm B}})}.$$
(5.16)

Для транзистора КП301Б необходимые для расчета параметры имеют значения:

Z = 100 MKM: L = 20 MKM; $d_{\text{ox}} = 100$ HM; $\varepsilon_{\text{s}} = 11,8$; $\varepsilon_{\text{ox}} = 3,82$; $\underline{\varphi_0} = 0,3$ B; $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14}$ Φ/cm.

2. Порядок выполнения работы

2.1. Ознакомиться с установкой

Ознакомиться со схемой измерения статических характеристик МДП-транзистора (рис. 5.9).

Регулировка напряжений $V_{\rm G}$, $V_{\rm D}$ и $V_{\rm B}$ осуществляется ручками потенциометров, смонтированных на панели. Ток $I_{\rm D}$ измеряется микровольтметром по падению напряжения $V_{\rm R}$ на нагрузочном сопротивлении R = 100 Ом. Значение тока $I_{\rm D}$ определяется как $V_{\rm R} / R$.

Значение *R* выбрано много меньше (примерно в 100 раз) сопротивления канала, чтобы выполнялось соотношение $V_{\rm R} \ll V_{\rm D}$.



Рис. 5.9. Электрическая схема установки

Знаки напряжений $V_{\rm G}$, $V_{\rm D}$, $V_{\rm B}$ выбираются следующим образом. Полярность напряжения на затворе $V_{\rm G}$ выбирается так, чтобы обеспечить состояние инверсии поверхности полупроводника. Полярность напряжения на стоке $V_{\rm D}$ должна обеспечить обратное смещение стокового перехода. Напряжение на подложке $V_{\rm B}$ должно быть подано с таким знаком, чтобы обеспечивать обратное смещение индуцированного перехода подложка–канал. Соответственно, знаки напряжений для *p*-канального МДП-транзистора: $V_{\rm G} < 0, V_{\rm D} < 0, V_{\rm B} > 0$.

ВНИМАНИЕ! Во избежание пробоя статическим электричеством подзатворного диэлектрика запрещается прикасаться к выводам затвора руками без предварительного заземления затворной цепи

2.2. Таблицы измерений

<i>V</i> _G , B	V _D , B	0	-1	-2	-3	-4	-6	-8	-10
-4	V _R , B								
-6	V _R , B								
-8	V _R , B								
-10	V _R , B								

Таблица 1. Измерение семейства стоковых (проходных, выходных) ВАХ

Таблица 2. Измерение семейства затворных (переходных) ВАХ

V _D , B	V _G , B	0	-1	-2	-3	-4	-6	-8	-10
-4	V _R , B								
-6	V _R , B								
-10	V _R , B								

Таблица 3. Влияние напряжения на подложке на затворные BAX

	V _B , B	V _G , B	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7
	0	$V_{\rm R},{ m B}$								
3	1	$V_{\rm R},{ m B}$								
$V_{\rm D} = -0,1$ B	2	$V_{\rm R},{ m B}$								
	4	$V_{\rm R},{ m B}$								
	7	$V_{\rm R},{ m B}$								
	10	$V_{\rm R},{ m B}$								

2.3. Выполнить измерения

Перед выполнением каждого из трёх заданий по измерениям снизить до нуля значения напряжений на выводах транзистора (затвор, подложка, сток).

1. Измерить семейство проходных характеристик $I_D = f(V_D)$ при изменении напряжения на стоке V_D от 0 до -10 В: через 1 В в крутой части и через 2 В в пологой части характеристики.

Напряжения на затворе V_G устанавливаются: -4 B, -6 B, -8 B, -10 B.

Результаты измерений занести в таблицу 1.

2. Измерить семейство переходных характеристик $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ при изменении напряжения на затворе $V_{\rm G}$ в диапазоне от -1 В до -10 В.

Напряжения на стоке $V_{\rm D}$ устанавливаются: -4 B, -6 B, -10 B (область отсечки). Если напряжение на стоке не достигает нужного значения, воспользоваться ручкой точной подстройки для повышения этого напряжения.

Результаты измерений занести в таблицу 2.

3. Задать на подложке полярность напряжения смещения $V_{\rm B}$, противоположную полярности напряжения стока $V_{\rm D}$.

Подать на сток малое отрицательное напряжение $V_{\rm D} = -0,1$ В (область плавного канала). Для этого ступенчатым переключателем вольтметра сменить предел шкалы вольтметра с 10 В на 1 В. Воспользоваться ручкой точной подстройки напряжения на стоке для установки значения – 0,1 В.

Измерить семейство переходных характеристик $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ при изменении напряжения на затворе $V_{\rm G}$ в диапазоне от 0 до -7 В.

Напряжения на подложке V_в устанавливаются: 0, 1 B, 2 B, 4 B, 7 B, 10 B.

Результаты измерений занести в таблицу 3.

2.4. Построить графики всех измеренных зависимостей

1. Построить графики зависимостей $I_{\rm D} = f(V_{\rm D})$ при различных значениях $V_{\rm G}$ (табл. 1).

- 2. Построить графики зависимостей $I_D = f(V_G)$ при различных значениях V_D (табл. 2).
- 3. Построить графики зависимостей $I_D = f(V_G)$ при различных значениях V_B (табл. 3).

3. Выполнить расчёты

1. По каждой из построенных зависимостей $I_{\rm D} = f(V_{\rm D})$ для различных $V_{\rm G}$ графически определить напряжение отсечки $V_{\rm D}^{\rm sat}$ как проекцию на ось напряжений точки графика, где крутая часть зависимости переходит в пологую.

2. По одной (выбрать самостоятельно) из построенных на основе данных таблицы 2 зависимостей $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ графически найти пороговое напряжение $V_{\rm T}$.

Поскольку данные зависимости $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ измерены в режиме отсечки, то применим формулу (5.12). Построим зависимость $\sqrt{I_{\rm D}}(V_{\rm G})$, как показано на рисунке 5.7. Экстраполяция этой зависимости к нулевому значению тока определит точку, соответствующую величине порогового напряжения $V_{\rm T}$ (см. рис. 5.7).

3. Для каждой из построенных зависимостей $I_{\rm D} = f(V_{\rm D})$ рассчитать напряжение отсечки $V_{\rm D}^{\rm sat}$. Поскольку данные кривые включают точку отсечки, то применим формулу (5.11). Для расчёта $V_{\rm D}^{\rm sat}$ нужно взять напряжение $V_{\rm G}$, выступавшее как параметр в ходе измерения каждой из зависимостей $I_{\rm D} = f(V_{\rm D})$. Напряжение $V_{\rm T}$ найдено в предыдущем пункте.

4. По первой из построенных на основе данных таблицы 3 зависимостей $I_D = f(V_G)$ для $V_B = 0$ В найти величину подвижности дырок в канале. Поскольку измерение данной зависимости проводилось в режиме плавного канала, применим формулы (5.106) и (5.10в):

$$\mu_{\rm p} = \frac{tg \, \alpha}{\frac{Z}{L} C_{\rm ox} V_{\rm D}},$$
 где $tg \, \alpha = \frac{dI_{\rm D}}{dV_{\rm G}}.$

Угол α показан на рисунке 5.66. Используя график $I_D = f(V_G)$ для $V_B = 0$ найдите $tg \alpha$ по линейной части графика. $V_D = -0,1$ В. Параметры Z (ширина канала) и L (длина канала) даны. Удельную (на единицу площади) емкость оксида (диэлектрика) следует искать по формуле плоского конденсатора, рассматривая канал как вторую обкладку конденсатора. Тогда

$$C_{ox} = \frac{\mathcal{E}_0 \mathcal{E}_{ox}}{d_{ox}}.$$

4. По каждой из построенных на основе данных таблицы 3 зависимостей $I_D = f(V_G)$ для различных V_B графически определить пороговое напряжение V_T .

Поскольку данные кривые измерены в режиме плавного канала, то применим формулу (5.10а)

Величина $V_{\rm T}$ определяется экстраполяцией прямолинейного участка зависимости $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ к нулевому значению тока (рис. 5.66, рис. 5.8).

5. Рассчитать величину легирующей концентрации доноров *N*_в в подложке МДП-транзистора.

Легирующую концентрацию найти по формуле (5.16):

$$N_{\rm B} = \frac{C_{\rm ox}^2 \cdot tg^2 \beta}{2\varepsilon_{\rm s}\varepsilon_0 q},$$
 где tg $\beta = \frac{\partial \Delta V_{\rm T}}{\partial \sqrt{2\varphi_0 + V_{\rm B}}}$

Для расчета удобно применить таблицу 4.

		· /		``	•• \
Tabmin A Pacuom	$\rho \rho \pi \eta $	аннаа марлина	гзаилпна <i>р</i> ига ин	11 NAA2AMAQVQ	0mu0ma\
1 u0лици 7. 1 uc icm	осличины гов (да	<i>umun muomu</i> qu	заполилется пр	a noocomoone	omacmu)

$V_{\rm B},{ m B}$	0	1	2	4	7	10
$V_{\mathrm{T}},\mathrm{B}$						
$\Delta V_{\mathrm{T}},\mathrm{B}$						
$\sqrt{2\varphi_0 + V_{ m B}}$						

Воспользуйтесь найденными в предыдущем пункте значениями $V_{\rm T}$. Внесите их в таблицу 4. Найдите приращения порогового напряжения для каждого следующего значения $V_{\rm T}$ относительно $V_{\rm T} = 0$: $\Delta V_{\rm T} = V_{\rm T}(V_{\rm B}) - V_{\rm T}(V_{\rm B} = 0)$. Внесите найденные значения $\Delta V_{\rm T}$ в таблицу 4.

Рассчитайте выражение $\sqrt{2\phi_0 + V_B}$ для каждого значения V_B , учитывая, что значение ϕ_0 уже известно и указано выше в перечислении параметров исследуемого транзистора: $\phi_0 = 0,3$ В. Внесите найденные значения в таблицу 4.

Постройте график зависимости $\Delta V_{\rm T} = V_{\rm T}(V_{\rm B}) - V_{\rm T}(V_{\rm B} = 0) = f(\sqrt{2\phi_0 + V_{\rm B}})$, и по (5.16) рассчитайте величину $N_{\rm B}$.

6. Отчет о работе должен содержать:

а) Схему для измерения характеристик МДП-транзистора;

б) Таблицы результатов измерений;

в) Графики переходных $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ и проходных $I_{\rm D} = f(V_{\rm D})$ характеристик МДП-транзистора, графики зависимости $I_{\rm D} = f(V_{\rm G})$ при различных напряжениях $V_{\rm B}$, график зависимости $\Delta V_{\rm T} = f(\sqrt{2\varphi_0 + V_{\rm B}})$;

г) Найденные из графика $I_D = f(V_D)$ значения напряжения отсечки и сравнение их с расчетными по (5.11);

д) Рассчитанные значения порогового напряжения $V_{\rm T}$, подвижности дырок $\mu_{\rm p}$ и уровня легирования подложки $N_{\rm B}$.

4. Контрольные вопросы

- 1) В чем состоит физический принцип работы полевого МДП-транзистора? Что такое эффект поля? Какое состояние поверхности полупроводника соответствует напряжению на затворе, равному пороговому?
- 2) Дать определение основных элементов, топологических и электрофизических параметров МДП-транзисторов.
- 3) Как выбирать знаки напряжения на затворе, стоке и подложке МДП-транзистора?
- 4) Зависит ли ток $I_{\rm D}$ от напряжения на стоке $V_{\rm D}$ в области отсечки?
- 5) Чем объяснить влияние напряжения подложки V_в на характеристики МДП-транзистора?
- 6) Каким образом из экспериментальных характеристик транзистора можно определить его электрофизические параметры?

5. Литература

- 1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М., Мир, 1984 кн. 1, 455 с., кн. 2, 455 с.
- 2. Гуртов В. А. Полевые транзисторы со структурой металл диэлектрик полупроводник. Петрозаводск, ПетрГУ, 1984. 92 с.
- 3. Гуртов В.А. Твердотельная электроника. (Главы 3, 6) 3-е изд., дополненное, М., Техносфера, 2008. 512 с.

Составили: Гуртов В.А., Артамонов О.Н.

Лабораторная работа № 12

«Изучение вольт-амперных характеристик тиристора»

Цель работы:

1) Познакомиться с основными физическими принципами, на которых основано действие полупроводниковых тиристоров;

2) Экспериментально измерить вольт-амперные характеристики кремниевого тиристора при различных значениях управляющего тока базы тиристора.

1. Структура и принцип действия тиристора

Тиристорным эффектом называют способность полупроводниковых устройств обладать двумя устойчивыми состояниями с высоким и низким сопротивлением, и многократно переключаться между этими состояниями. Тиристорным эффектом обладают динисторы, тринисторы, семисторы, однопереходные транзисторы, переключатели на халькогенидных стеклах. Наиболее распространенным прибором, реализующим тиристорный эффект, является тиристор.

Тиристором называют полупроводниковый прибор, состоящий из четырех последовательно чередующихся областей с различным типом проводимости, обладающий бистабильной характеристикой. Тиристоры способны управляемо переключаться из одного состояния в другое. В первом состоянии тиристор имеет высокое сопротивление и малый ток (закрытое, или высокоомное, состояние), в другом – низкое сопротивление и большой ток (открытое, или низкоомное, состояние).

Структура тиристора показана на рисунке 1а. Тиристор представляет собой четырехслойный p_1 - n_1 - p_2 - n_2 прибор, содержащий три последовательно соединенных p-n перехода Π_1 , Π_2 и Π_3 . Обе внешние области называют **эмиттерами** (Э₁, Э₂), а внутренние области – базами (Б₁, Б₂) тиристора (рис. 1а). Переходы Π_1 и Π_2 называются эмиттерными, переход Π_3 – коллекторным.



Рис. 1.1. Схема диодного тиристора:

а) структура диодного тиристора; б) зонная диаграмма

Управляющий электрод может быть подключен к любой из баз (Б₁, Б₂) тиристора, как показано на рис. 1.2.

Прибор без управляющих электродов работает как двухполюсник и называется *диодным тиристором*, или *динистором*. Прибор с управляющим электродом является трехполюсником и называется *триодным тиристором*, *или тринистором*.



Рис. 1.2. Схема триодного тиристора

При создании тиристора в качестве исходного материала выбирается подложка *n*- или *p*-типа. Типичный профиль легирующей примеси в диффузионно-сплавном приборе показан на рисунке 1.3. В качестве исходного материала выбрана подложка *n*-типа. Диффузией с обеих сторон подложки одновременно создают слои p_1 и p_2 . На заключительной стадии путем сплавления (или диффузии) с одной стороны подложки создают слой n_2 . Структура полученного тиристора имеет вид p_1^+ - n_1 - p_2 - n_2^+ .



Рис. 1.3. Профиль концентрации легирующей примеси (N_s) в эмиттерах и базах тиристора

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диодного тиристора, приведенная на рисунке 1.4, имеет различные участки. Прямое смещение тиристора соответствует положительному напряжению $V_{\rm G}$, подаваемому на первый p_1 -эмиттер тиристора.

Участок характеристики между точками 1 и 2 соответствует закрытому состоянию с высоким сопротивлением. В этом случае основная часть напряжения $V_{\rm G}$ падает на коллекторном переходе Π_3 , который смещен в обратном направлении. Эмиттерные переходы Π_1 и Π_2 включены в прямом направлении. Первый участок ВАХ тиристора аналогичен обратной ветви ВАХ *p-n* перехода.

При достижении напряжения $V_{\rm G}$, называемого напряжением включения $U_{\rm вкл}$, или тока J, называемого током включения $J_{\rm вкл}$, ВАХ тиристора переходит на участок, расположенный между точками 3 и 4, который соответствует открытому состоянию (низкое сопротивление). Между точками 2 и 3 находится переходный участок характеристики с отрицательным дифференциальным сопротивлением, ненаблюдаемый на статических ВАХ тиристора.



Рис. 1.4. ВАХ тиристора:

 $V_{\rm G}$ – напряжение между анодом и катодом; $I_{\rm yg}$, $V_{\rm yg}$ – минимальный удерживающий ток и напряжение; $I_{\rm вкл}$, $V_{\rm вкл}$ – ток и напряжение включения

2. ВАХ динистора

2.1. Двухтранзисторная модель диодного тиристора

Для объяснения ВАХ динистора используют двухтранзисторную модель. Из рис. 2.1 следует, что тиристор можно рассматривать как соединение *p-n-p* транзистора с *n-p-n* транзистором, причем коллектор каждого из них соединен с базой другого. Центральный переход действует как коллектор дырок, инжектируемых переходом Π_1 , и как коллектор электронов, инжектируемых переходом Π_2 .



Рис. 2.1. Двухтранзисторная модель диодного тиристора

Взаимосвязь между токами эмиттера I_{\ni} , коллектора I_{K} и статическим коэффициентом усиления по току $\alpha_1 p_1 - n_1 - p_2$ транзистора и $\alpha_2 n_2 - p_1 - n_1$ транзистора следующая. Представляя динистор как два транзистора, запишем следующие соотношения.

Пусть I_{Π_1} – ток через переход Π_1 . Тогда часть тока I_{Π_1} , дошедшая до коллекторного перехода $\Pi_3 I_{\Pi_1 \to \Pi_2}$, будет

$$I_{\Pi_1 \to \Pi_3} = \alpha_1 I_{\Pi_1}.$$

Если I_{Π_2} – ток через переход Π_2 , аналогично

$$I_{\Pi_2 \to \Pi_3} = \alpha_2 I_{\Pi_2}$$

Учтем еще один фактор – лавинное умножение в переходе Π_3 , через коэффициент лавинного умножения M. Тогда суммарный ток I_{Π_3} через переход Π_3 будет

$$I_{\Pi_3} = M(\alpha_1 I_{\Pi_1} + \alpha_2 I_{\Pi_2} + I_{K_0}),$$

где I_{K_0} – обратный ток перехода Π_3 (генерационный и тепловой).

В стационарном случае токи через переходы Π_1 , Π_2 и Π_3 равны $I = I_{\Pi_1} = I_{\Pi_2} = I_{\Pi_3}$, тогда $I = M (\alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K_0})$,

откуда

$$I = \frac{MI_{K_0}}{1 - M\alpha}.$$
 (1)

где $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 -$ суммарный коэффициент передачи тока первого (p_1 - n_1 - p_2) и второго (n_2 - p_2 - n_1) транзисторов.

Выражение (1) в неявном виде описывает ВАХ диодного тиристора на «закрытом» участке, поскольку коэффициенты M и α зависят от приложенного напряжения $V_{\rm G}$.

По мере роста α и M с ростом V_G , когда **значение** $M(\alpha_1 + \alpha_2)$ **станет равно 1**, из уравнения (1) следует, что ток I устремится к ∞ . Это и есть условие переключения тиристора из состояния «закрыто» в состояние «открыто».

Напряжение переключения составляет у тиристоров U_{перекл} от 20–50 В до 1000–2000 В, а ток переключения I_{перекл} – от долей микроампера до единиц миллиампера (зависит от площади).

Таким образом, в состоянии «закрыто» тиристор должен характеризоваться малыми значениями α и *M*, а в состоянии «открыто» – большими значениями коэффициентов α и *M*.

В закрытом состоянии (α – малы) все приложенное напряжение падает на коллекторном переходе П₃ и ток тиристора – это ток обратно смещенного *p*-*n* перехода. Энергетическая диаграмма тиристора в состоянии равновесия приведена на рисунке 1.16 и в режиме прямого смещения («+» на слое *p*₁) в закрытом состоянии представлена на рисунке 2.26.

Если полярность напряжения между анодом и катодом сменить на обратную, то переходы Π_1 и Π_3 будут смещены в обратном направлении, а Π_2 – в прямом. ВАХ тиристора в этом случае будет обычная ВАХ двух обратно смещенных *p*-*n* переходов.





Рис. 2.2. Зонная диаграмма и токи в тиристоре в закрытом состоянии

2.2. Зонные диаграммы и токи диодного тиристора в открытом состоянии

В открытом состоянии (α – велики) все три перехода смещены в прямом направлении. Это происходит вследствие накопления объемных зарядов в базах n_1 , p_2 тиристора.

Действительно, при больших значениях коэффициента передачи α_2 электроны, инжектированные из n_2 -эмиттера в p_2 -базу, диффундируют к p-n переходу коллектора Π_3 , проходят его и попадают в n_1 -базу. Дальнейшему прохождению электронов по тиристорной структуре препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода Π_1 . Поэтому часть электронов, оказавшись в потенциальной яме n_1 -базы, образуют отрицательный избыточный заряд.

Дырки, инжектированные из эмиттера p_1 в базу n_1 , диффундируют к *p*-*n* переходу коллектора Π_3 , проходят через него, и попадают в базу p_2 . Дальнейшему их продвижению препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода Π_2 . Следовательно, в базе p_2 происходит накопление избыточного положительного заряда.

В результате накопления избыточного положительного заряда в базе p_2 и отрицательного заряда в базе n_1 переход Π_3 смещается в прямом направлении, происходит резкое увеличение тока и одновременное уменьшение падения напряжения на тиристоре.

На рисунке 2.3 приведена зонная диаграмма тиристора с накопленным объемным зарядом в обеих базах n_1 и p_2 .

Величина падения напряжения на прямом участке ВАХ составляет прямое напряжение на 3-х прямо смещенных *p-n* переходах и имеет величину порядка 1-2 вольт.

Зонная диаграмма тиристора в открытом состоянии представлена на рисунке 2.3. В открытом состоянии на всех *p-n* переходах прямое смещение, на Π_1 и Π_2 смещение прямое за счет внешнего напряжения, на Π_3 – за счет объемных зарядов в базах $Б_1$ и $Б_2$.



Рис. 2.3. Зонная диаграмма и токи тиристора в открытом состоянии (везде прямое смещение)

Таким образом, тиристор имеет 2 устойчивых состояния: малый ток, большое напряжение, высокое сопротивление и большой ток, малое напряжение, малое сопротивление. Переход тиристора из «закрытого» в «открытое» состояние связан с накоплением объемного заряда в базах Б₁ и Б₂ из-за роста значения коэффициента передачи эмиттерного тока *α*, и коэффициента умножения *M*.

То есть рост α , M с ростом тока J и напряжения $V_{\rm G}$ в тиристоре является причиной перехода тиристора из закрытого в открытое состояние.

В открытом состоянии тиристор находится до тех пор, пока за счет проходящего тока поддерживаются избыточные заряды в базах, необходимые для понижения высоты потенциального барьера коллекторного перехода до величины, соответствующей его прямому включению. Если же ток уменьшить до значения I_{ya} , то в результате рекомбинации избыточные заряды в базах уменьшатся, *p-n* переход коллектора окажется включенным в обратном направлении, произойдет перераспределение падений напряжений на *p-n* переходах, уменьшатся коэффициенты передачи α и тиристор перейдет в закрытое состояние.

Таким образом, тиристор в области прямых смещений (прямое включение) является бистабильным элементом, способным переключаться из закрытого состояния с высоким сопротивлением и малым током в открытое состояние с низким сопротивлением и большим током, и наоборот.

2.3. Зависимость коэффициента передачи α от тока эмиттера

В области малых токов основная причина зависимости α от тока *I* связана с рекомбинацией в эмиттерном переходе. При наличии рекомбинационных центров в области пространственного заряда эмиттерного перехода прямой ток такого перехода в области малых прямых смещений – рекомбинационный $J_{\text{рек}}$. Зависимость этого тока от напряжения экспоненциальная, но показатель экспоненты в два раза меньше, чем для диффузионного тока J_{pD} .

$$\gamma = \frac{J_{\rm pD}}{J_{\rm pD} + J_{\rm pek}}$$

По мере роста прямого напряжения на *p-n* переходе диффузионная компонента тока J_{pD} начинает превалировать над рекомбинационной. В терминах эффективности эмиттера γ , это эквивалентно возрастанию эффективности эмиттера, а следовательно и увеличению коэффициента передачи $\alpha = \gamma \cdot \varkappa$.

На рисунке 2.2 показана зонная диаграмма эмиттерного перехода, которая иллюстрирует конкуренцию двух токов – рекомбинационного и диффузионного – в токе эмиттера, а на рисунке 2.4 – типичная зависимость коэффициента передачи α от тока эмиттера I_3 при наличии рекомбинационных центров в ОПЗ *p-n* перехода.



Рис. 2.4. Типичная зависимость коэффициента передачи *α* от тока эмиттера *I*₃ при наличии сильной рекомбинации в ОПЗ *p-n* переходов

2.4. Зависимость коэффициента M от напряжения $V_{\rm G}$. Умножение в коллекторном переходе

Другой физический механизм, приводящий к накоплению объемных зарядов в базах тиристора связан с лавинным умножением в коллекторном переходе. При больших значениях обратного напряжения на *p-n* переходе величина электрического поля *E* в области пространственного заряда может приблизиться к значению, соответствующему напряжению лавинного пробоя. В этом случае на длине свободного пробега λ электрон или дырка набирает энергию $q\lambda E$, большую, чем ширина запрещенной зоны полупроводника $q\lambda E > E_g$ и вызывает генерацию новой электронно-дырочной пары. Это явление аналогично лавинному пробою в стабилитронах.

Если *М* – коэффициент ударной ионизации, определяемый как количество носителей, рожденных при лавинном умножении одной частицей, то *М* описывается эмпирической формулой

$$M = \frac{I_{_{6bix}}}{I_{_{6x}}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_{_M}}\right)^n}$$

где U_м –напряжение лавинного пробоя, а значение коэффициента *n* для Ge, Si равно 3.

Таким образом, умножение в коллекторе может служить причиной накопления объемных зарядов в базах тиристора. С формальной точки зрения, умножение в коллекторе эквивалентно росту коэффициента передачи и величине коллекторного тока.

3. Тринистор

Как уже говорилось, чтобы перевести тиристор в открытое состояние, необходимо накопить избыточный отрицательный заряд в базе n_1 и положительный в базе p_2 . Это осуществляется путем увеличения уровня инжекции через эмиттерные переходы Π_1 и Π_2 при увеличении напряжения на тиристоре до $U_{перекл}$. Накоплением объемных зарядов в базах $Б_1$ и $Б_2$ можно управлять, если у одной из баз имеется контакт, который называется управляющим электродом. На рисунке 1.2а показана структура тиристора с управляющим электродом.

На управляющий электрод базы подается напряжение такой полярности, чтобы прилегающий к этой базе эмиттерный переход был включен в прямом направлении. Это приводит к росту тока через эмиттерный переход и снижению $U_{перекл}$. На рисунке 3.1 приведено семейство ВАХ тиристора при различных значениях управляющего тока.



Рис. 3.1. ВАХ тринистора при различных значениях управляющего тока базы Іупр

При достаточно больших значениях тока *I*_{упр} ВАХ тиристора вырождается в прямую ветвь ВАХ диода. Критическое значение тока *I*_{упр}, при котором на ВАХ тиристора исчезает участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, и тринистор включается, минуя запертое состояние, называется **током спрямления**.

Таким образом, наличие *I*_{упр} принципиально не меняет существа процессов, определяющих вид ВАХ тиристора, но меняет значения параметров – напряжение переключения и ток переключения.

3.1. ВАХ тринистора



Рис. 3.2. Схема включения тринистора для расчета ВАХ

Аналогично рассмотрению для динистора в разделе 2, при наличии управляющего тока I_y запишем систему уравнений для тока тиристора

$$I_{\Pi_1 \to \Pi_3} = \alpha_1 I_{\Pi_1} = \alpha_1 I_{\Im};$$

$$I_{\Pi_2 \to \Pi_3} = \alpha_2 I_{\Pi_2}; \quad I_{\Pi_2} = I_{\Im} + I_{\text{ymp}}.$$
(1)

Сумма всех токов, протекающих через переход П₃, будет

$$(I_{\mathfrak{Z}} + I_{ynp})\alpha_{2} + \alpha_{1}I_{\mathfrak{Z}} + I_{K_{0}} = I_{\mathfrak{Z}}$$

Сохраняя обозначение тока тиристора, как и ранее, через знак $I = I_{2}$, запишем

$$I = \frac{I_{K_0} + \alpha_2 I_{ynp}}{1 - \left[\alpha_1 + \alpha_2 \left(1 + \frac{I_{ynp}}{I}\right)\right]}.$$
(2)

При наличии лавинного умножения M в коллекторе Π_3 , ток через коллекторный переход будет

$$\alpha_2 M (I_{\mathfrak{Z}} + I_{ynp}) + \alpha_1 M I_{\mathfrak{Z}} + M I_{K_0} = I_{\mathfrak{Z}}.$$

Отсюда ВАХ тиристора на закрытом участке

$$I = \frac{MI_{\rm K_0} + M\alpha_2 I_{\rm ynp}}{1 - M\left[\alpha_1 + \alpha_2 \left(1 + \frac{I_{\rm ynp}}{I}\right)\right]}.$$
(3)

Уравнение (3) описывает ВАХ тиристора в закрытом состоянии, поскольку коэффициенты M, a_1 и a_2 зависят от напряжения $V_{\rm G}$.

Как следует из уравнений (2) и (3), роль управляющего тока в тиристоре при управлении по второй базе эквивалентна эффективному повышению коэффициента передачи второго транзистора. При положительных значениях управляющего тока напряжение переключения убывает, а при отрицательных значениях – возрастает.

Аналогично динистору, в открытом состоянии тиристор находится до тех пор, пока за счет проходящего тока поддерживаются избыточные заряды в базах, необходимые для понижения высоты потенциального барьера коллекторного перехода до величины, соответствующей прямому его включению.

Если же ток уменьшить до критического значения I_{yd} , то в результате рекомбинации и рассасывания избыточные заряды в базах уменьшатся, *p*-*n* переход коллектора окажется включенным в обратном направлении, произойдет перераспределение падений напряжений на *p*-*n* переходах, уменьшатся инжекции из эмиттеров и тиристор перейдет в закрытое состояние.

Описание установки

Установка состоит из измерительного блока и осциллографа.

На вход X осциллографа подается напряжение с исследуемого тиристора, а на вход У – напряжение с нагрузочного резистора, пропорциональное току. Управляющий ток измеряется амперметром A₂, имеющим два предела: 10 мA, 3 мA. Напряжение на тиристоре измеряется с помощью осциллографа. Для калибровки схемы включается резистор $R_{\kappa} = 500$ Ом.

Порядок выполнения работы

1. Включить измерительный блок и осциллограф;

2. Провести калибровку:

а) тумблер «калибровка / измерение» переключить в положение «калибровка»;

б) ручкой «установка выходного напряжения» блока измерений выставить напряжение 10 В (по горизонтальному масштабу осциллографа);

в) потенциометром «калибровка Х» блока измерений выставить такой масштаб, при котором изображение ВАХ калибровочного резистора занимает 2 клетки по горизонтали;

г) переключателем осциллографа выставить масштаб по вертикали 500 мВ/дел и убедиться, что получили размер изображения ВАХ калибровочного резистора 4 клетки по вертикали;

Таким образом, получаем масштаб по X: 10 В / 2 клетки = 5 В / клетку.

По Y: $I = U / R_{\kappa} = (10 \text{ B} / 500 \text{ Ом}) / 4$ клетки = **5 мА** / клетку.

После установки масштаба не меняйте положение ручки "Калибровка Х"!

3. Провести измерения:

а) тумблер «калибровка / измерение» переключить в положение «измерение»;

б) отключить управляющий ток;

в) включить прямую полярность: соответствующий тумблер – в положение «прямое»;

- г) выставить величину выходного напряжения;
- д) включить управляющий ток;

e) изменяя управляющий ток соответствующей ручкой блока измерений, найти точку переключения тиристора из закрытого в открытое состояние. Занести в таблицу значения координат точек для расчёта сопротивления тиристора в закрытом и открытом состояниях. Определить значения выходного напряжения, управляющего тока и тока переключения. Охарактеризовать вид ВАХ при величине управляющего тока 3 мА.

4. Получить **изображения ВАХ** для всех величин управляющего тока: 0; 1; 1,5; 2; 3 мА. Для этого можно использовать варианты: перерисовать по клеткам, сделать фото. Но удобнее записать на флэш-носитель изображения экрана, пользуясь меню осциллографа.

Таблица для измерения параметров тиристора при различных токах базы (I_{упр}, мА) и расчёта дифференциальных сопротивлений тиристора в состояниях «закрыт» и «открыт»

В таблицу нужно внести координаты точек в соответствии с масштабом по осям. По точкам производится расчёт сопротивлений тиристора на участках, где тиристор «закрыт» и «открыт». Столбцы отличаются управляющим током **I**_{упр}. Размеры клетки на экране осциллографа составляют 8 х 9 мм. Последний столбец таблицы (при I_{vnp}=3мА) заполнять не требуется.

	I _{упр} , мА	0	1	1,5	2	3
акр	U _{закр} , В					
цем R ₃	І _{закр} , мА					
И	$R_{3akp} = \frac{U_{3akp}}{I_{3akp}}$					
	$\mathrm{U}_{\mathrm{otkp}}^{\mathrm{(1)}}$, B					
ткр	$I_{otkp}^{(1)}$, MA					
цем R	$U^{\scriptscriptstyle(2)}_{\scriptscriptstyle OTKP},B$					
Иг	$I_{otkp}^{(2)}$, MA					
	$R_{otkp} = \frac{U_{otkp}^{(2)} - U_{otkp}^{(1)}}{I_{otkp}^{(2)} - I_{otkp}^{(1)}}$					
c. U	U_{nep}, B					
Мак	I _{пер} , мА					
Iotkp.	U _{уд} , В					
Мин.	I _{уд} , мА					

Зарисовать ВАХ тиристора при всех указанных значениях управляющего тока I_{упр}. (на кальку / на миллиметровку / в тетрадь – с учетом масштаба)

ВАХ тиристора



0 - точка начала отсчёта по осям

закр. - точка на линейной области «закрытого» участка для расчёта Rзакр.

откр.1, откр.2 - точки на линейной области «открытого» участка для расчёта Rоткр.

пер. - точка переключения, соответствующая состоянию, в котором тиристор резко меняет сопротивление.

уд. - точка, соответствующая току удержания, при котором тиристор ещё открыт, даже если убрать управляющий ток.

РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ ТИРИСТОРА

Для симметричного тиристора будем считать, что $\alpha_1 = \alpha_2, M = 1$

В диодном режиме в точке переключения
$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$$
, поскольку $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$,

В точке переключения тиристора при наличии управляющего тока Іупр по второй базе

$$\alpha_1 + \alpha_2 \left(1 + \frac{k_{ynp}}{l_{norm}} \right) = 1,$$

следовательно, в точке переключения

$$\alpha_i = \frac{1}{\left(2 + \frac{I_{\rm ymp}}{I_{\rm mep}}\right)}$$

На рис.3 показаны значения ток переключения при различных управляющих токах базы. I, мА **▲**



 α_{i}

Необходимо внести эти значения в таблицу и рассчитать коэффициенты передачи α_i . Полученные значения α_i указать на ВАХ тиристора в диодном режиме.

<i>І_{упр},</i> мА	I _{пер} , мА	\mathbf{U}_{nep}	α_i
0			0,5
1			
1,5			
2			

Контрольные вопросы

1. Что такое тиристорный эффект? В каких приборах он реализуется?

2. Назвать основные элементы конструкции тиристора и основные параметры, характерные для вольт-амперной характеристики.

3. За счет чего меняется коэффициент передачи тиристора α на участке вольт-амперной характеристики «закрыто»?

4. Почему на статической вольт-амперной характеристике не наблюдается переходной участок от состояния «закрыто» к состоянию «открыто»?

5. Нарисовать зонную диаграмму тиристора на участках «закрыто» и «открыто» при значениях коэффициентов передачи $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,4$ и $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,6$.

Литература

- 1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов /С. Зи. М.: Мир, 1984. Т.1, 456 с; Т.2, 456 с.
- 2. Гуртов В.А. Твердотельная электроника (Глава 7). 3-е изд. М. Техносфера. 2008. 512 с.
- Ефимов И. Е. Микроэлектроника (Физические и технологические основы, надежность).
 /И. Е. Ефимов, И. Я. Козырь, Ю. И. Горбунов. М.: Высшая школа, 1995. 464 с.
- 4. Полупроводниковые приборы: Справочник. Диоды выпрямительные. Стабилитроны. Тиристоры. А.В. Нефедов, В.И. Гордеева. М.: КубК-а, 1996. 527 с.

Лабораторная работа N 13

«Изучение статических характеристик биполярного транзистора»

Цель работы:

1. Измерить входные и выходные статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером (ОЭ);

2. Измерить входные и выходные статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой (ОБ);

3. По измеренным характеристикам рассчитать малосигнальные *h*-параметры биполярного транзистора для схем включения ОЭ и ОБ;

4. Изучить основные процессы, протекающие в биполярном транзисторе при работе в активном режиме.

1. Краткие теоретические сведения

Транзисторным эффектом называют способность полупроводникового прибора управлять выходными значениями тока или напряжения через изменение входных значений тока или напряжения. Транзисторный эффект реализуется в различных типах биполярных и полевых транзисторов.

Биполярным транзистором называется полупроводниковый прибор с двумя электроннодырочными переходами, предназначенный для усиления и генерирования электрических сигналов. В транзисторе используются оба типа носителей – основные и неосновные, поэтому его называют биполярным.



Рис. 1. Схематическое изображение транзистора типа *p-n-p*:

Э – эмиттер, Б – база, К – коллектор, W – толщина базы, ЭП – эмиттерный переход, КП – коллекторный переход

Биполярный транзистор состоит из трех областей монокристаллического полупроводника: эмиттера, базы и коллектора (рис. 1).

Переход, который образуется на границе эмиттер-база, называется эмиттерным, а на границе база-коллектор – коллекторным. В зависимости от типа проводимости крайних слоев различают транзисторы *p-n-p* и *n-p-n*.

Условные обозначения обоих типов транзисторов, рабочие полярности напряжений и направления токов показаны на рис. 2.



Рис. 2. Условные обозначения биполярных транзисторов прямой и обратной проводимости: *a*) *p*-*n*-*p*, *б*) *n*-*p*-*n*

По технологии изготовления транзисторы делятся на сплавные, планарные, а также диффузионно-сплавные, мезапланарные и эпитаксиально-планарные (рис. 3).



Рис. 3. Разновидности транзисторов по технологии изготовления

Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (рис. 4).



Рис. 4. Конструктивное оформление биполярного транзистора

По характеру движения носителей тока в базе различают диффузионные и дрейфовые биполярные транзисторы.

1.1. Физические процессы в биполярном транзисторе

В рабочем режиме биполярного транзистора протекают следующие физические процессы: *инжекция*, *диффузия*, *рекомбинация* и *экстракция*.

Рассмотрим *p-n* переход эмиттер-база при условии, что длина базы велика. В этом случае при прямом смещении *p-n* перехода из эмиттера в базу инжектируются неосновные носители. Закон распределения инжектированных дырок по базе описывается следующим уравнением:

$$p_{\rm n}(x) = p_{\rm n0} \cdot e^{\beta V_{\rm G}} \cdot e^{-\frac{x}{L_{\rm p}}}.$$
 (1)

Схематически распределение $p_n(x)$ для случая большой длины базы показано на рис. 5.



Рис. 5. Распределение дырок в базе

Процесс переноса инжектированных носителей через базу – диффузионный. Характерное расстояние, на которое неравновесные носители распространяются от области возмущения – диффузионная длина L_p . Поэтому, если необходимо, чтобы инжектировнные носители достигли коллекторного перехода, длина базы W должна быть меньше диффузионной длины L_p . Это условие является необходимым для реализации транзисторного эффекта – управление током во вторичной цепи через изменение тока в первичной цепи.

В процессе диффузии через базу инжектированные неосновные носители рекомбинируют с основными носителями в базе. Для восполнения прорекомбинированных основных носителей в базе через внешний контакт должно подойти такое же количество носителей. Таким образом, ток базы – это рекомбинационный ток.

1.2. Биполярный транзистор в схеме с общей базой

На рис. 6а показана зонная диаграмма биполярного транзистора в схеме с общей базой в условиях равновесия. Значками «+»и «-» на этой диаграмме указаны основные и неосновные носители.

Для биполярного транзистора в схеме с общей базой основным является активный режим: на эмиттерном переходе – прямое напряжение, на коллекторном – обратное. Поэтому в дальнейшем будет рассматриваться транзистор в активном режиме, для *p-n-p* биполярного транзистора $U_2 > 0$, $U_k < 0$.

Для биполярного *p-n-p* транзистора в активном режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, и через него происходит инжекция дырок как неосновных носителей в базу. База должна иметь достаточно малую толщину $W(W \ll L_p, rge L_p - диффузионная длина неосновных носителей), чтобы инжектированные в базу неосновные носители не успевали прорекомбинировать за время переноса через базу. Коллекторный переход, нормально смещенный в обратном направлении, «собирает» инжектированные носители, прошедшие через слой базы.$

Распределение дырок $p_n(x)$, инжектированных эмиттером в базу при условии $W \ll L_p$, в первом приближении описывается линейным законом:

$$p_{\rm n}(x) = \frac{I_{\rm sp}W}{qD_{\rm p}} \left(1 - \frac{x}{W}\right) \tag{2}$$



Рис. 6. Зонная диаграмма биполярного транзистора:

a – в равновесном состоянии, δ – в активном режиме



Рис. 7. Токи в биполярном транзисторе в схеме с ОБ

При приложении к эмиттерному переходу прямого напряжения $U_{\ni} > 0$ в биполярном транзисторе *p-n-p* происходит инжекция дырок из эмиттера в базу $I_{\ni p}$ и электронов из базы в эмиттер $I_{\ni n}$. Ввиду того, что эмиттер легирован намного сильнее базы, ток инжектированных дырок $I_{\ni p}$ будет намного превышать ток электронов $I_{\ni n}$. Инжектированные в базу дырки в результате диффузии будут перемещаться к коллекторному переходу и, если ширина базы W много меньше диффузионной длины L_p , почти все дырки дойдут до коллектора, и электрическим полем коллекторного *p-n-p* перехода будут переброшены в *p*-область коллектора. Возникающий вследствие этого коллекторный ток лишь немного меньше тока дырок, инжектированных эмиттером.

ВАХ БТ в активном режиме ($U_{\rm K} < 0, |U_{\rm K}| >> 0$):

$$I_{\rm K} = \alpha_{\rm H} I_{\rm B} - I_{\rm K_0} \tag{3a}$$

$$u_{\mathfrak{H}} = \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_{\mathfrak{H}}}{I_{\mathfrak{H}}'} + 1 - \alpha \right]$$
(36)

$$I_{\mathfrak{B}} = I_{\mathrm{K}} + I_{\mathrm{B}}$$

 $I_{\rm Э}$ – ток в цепи эмиттера, $I_{\rm K}$ – ток в цепи коллектора, $I_{\rm B}$ – ток на базовом выводе.

В активном режиме к эмиттеру приложено прямое напряжение и через переход течет ток

$$I_{\mathfrak{Z}} = I_{\mathfrak{Z}p} + I_{\mathfrak{Z}n},$$

где $I_{\ni p}$ – ток инжекции дырок из эмиттера в базу, $I_{\ni n}$ – ток инжекции электронов из базы в эмиттер.

$$I_{\rm KE0} = I_0 + I_{\rm g},$$

где I_0 – тепловой ток, I_g – ток генерации.

1.3 Дифференциальные физические параметры БТ в схеме с ОБ

Основными величинами, характеризующими параметры биполярного транзистора является коэффициент передачи тока эмиттера α , сопротивление эмиттерного r_{3} и коллекторного r_{K} переходов, а также коэффициент обратной связи эмиттер – коллектор μ_{3K} .

Дифференциальным коэффициентом передачи тока эмиттера α называется отношение приращения тока коллектора к вызвавшему его приращению тока эмиттера при постоянном напряжении на коллекторе:

$$\alpha = \frac{dI_{\rm K}}{dI_{\rm S}}\Big|_{U_{\rm K}=const}$$

Сопротивление эмиттерного перехода r_{\ni} :

$$r_{\mathfrak{H}} = \frac{dU_{\mathfrak{H}}}{dI_{\mathfrak{H}}} \ (I_{\mathrm{K}} = \mathrm{const})$$

Сопротивление коллекторного перехода $r_{\rm K}$:

$$r_{\rm K} = \frac{dU_{\rm K}}{dI_{\rm K}} \ (I_{\rm B} = {\rm const})$$

Конечное значение сопротивления коллекторного перехода обусловлено эффектом Эрли – эффектом модуляции ширины квазинейтрального объема базы биполярного транзистора при изменении коллекторного напряжения.

Коэффициентом обратной связи называется отношение приращения напряжения на эмиттере к приращению напряжения на коллекторе при постоянном токе через эмиттер:

$$\mu_{\Im K} = \frac{dU_{K}}{dU_{\Im}}$$
 (*I*₃=const).

Дифференциальные параметры выражаются через конструктивно-технологические параметры биполярного транзистора следующим образом:

$$\begin{split} r_{\Im} &= \frac{kT}{q} \frac{1}{I_{\Im}}; \quad r_{\mathrm{K}} = \sqrt{\frac{2qN_{\Pi}}{\varepsilon_{\mathrm{s}}\varepsilon_{0}}} \frac{L_{\mathrm{p}}^{2}}{W} \frac{\sqrt{|u_{\mathrm{K}}|}}{\gamma I_{\Im}} \\ \mu_{\Im\mathrm{K}} &= -\sqrt{\frac{\varepsilon_{\mathrm{s}}\varepsilon_{0}}{qN_{\Pi}}} \frac{kT/q}{W\sqrt{|u_{\mathrm{K}}|}}; \quad \alpha = \frac{dI_{\mathrm{K}}}{dI_{\Im\mathrm{p}}} \frac{dI_{\Im\mathrm{p}}}{dI_{\Im}} = \varkappa \cdot \gamma, \end{split}$$

где *ү* – коэффициент инжекции (эффективность эмиттера) и *и* – коэффициент переноса:

$$\gamma = \frac{dI_{\Im p}}{dI_{\Im}} = 1 - \frac{N_{Д B}}{N_{A \Im}}; \qquad \varkappa = \frac{dI_{K}}{dI_{\Im p}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{W^{2}}{L_{p}^{2}}$$

Величины коэффициентов α , $r_{\rm K}$, $r_{\rm 3}$, $\mu_{\rm 3K}$ лежат для биполярного транзистора в пределах: $\alpha = (0.95 \div 0.995), r_{\rm 3} = (1 \div 10)$ Ом, $r_{\rm K} = (10^5 \div 10^6)$ Ом, $\mu_{\rm 3K} \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$.

1.4 Биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером

На практике довольно часто используются биполярные транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером (рис. 8).



Рис. 8. Биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером

Для схемы с общим эмиттером основным параметром биполярного транзистора является дифференциальный коэффициент передачи тока базы β , которым называется приращение тока коллектора $dI_{\rm K}$ к вызвавшему его приращению тока базы $I_{\rm b}$ при постоянном напряжении на коллекторе (при нагрузке в цепи коллектора).

$$\beta = \frac{dI_{\rm K}}{dI_{\rm F}} \bigg|_{U_{\rm K}=const}$$

Коэффициент β показывает также коэффициент приращения по току биполярного транзистора с схеме с общей базой. Величина β равна нескольким десяткам или сотням. Между коэффициентами передачи токов эмиттера β и базы α существует связь:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{1}{1-\alpha}$$
Для значения $\alpha = 0,96$ коэффициент $\beta = \frac{0,96}{1-0,96} = 24$, если $\alpha = 0,99$, то $\beta = 100$. (4)

Существует три основных типа статических характеристик биполярного транзистора при включении по схеме с ОЭ (рис. 9).

1. Входная характеристика – зависимость тока базы $I_{\rm b}$ от напряжения на базе $U_{\rm b}$ при постоянном напряжении на коллекторе $U_{\rm K}$ (рис. 9а):

$$I_{\rm B} = f(U_{\rm B}); U_{\rm K} = \text{const.}$$

2. Выходные характеристики – зависимость тока коллектора $I_{\rm K}$ от напряжения на коллекторе $U_{\rm K}$ при постоянном токе базы $I_{\rm E}$ (рис. 96).

$$I_{\rm K} = f(U_{\rm K}); I_{\rm B} = \text{const}, I_{\rm B3} > I_{\rm B2} > I_{\rm B1}$$



Рис. 9. Статические входные (а) и выходные (б) характеристики биполярного транзистора (КТ218), включенного по схеме с общим эмиттером

2. Характеристики биполярного транзистора как четырехполюсника

Свойства транзистора характеризуются параметрами, которые делятся на:

1) физические – коэффициент усиления по току α , сопротивления r_{\Im} , $r_{\text{Б}}$, r_{K} ; эти параметры характеризуют свойства самого транзистора, независимо от схемы включения;

2) схемотехнические – имеют различные значения для разных схем включения. Существуют несколько систем схемотехнических параметров, но все они основаны на том, что транзистор как элемент схемы на малом переменном сигнале рассматривается в виде линейного активного четырехполюсника (рис. 10).



Рис. 10. Блок-схема четырехполюсника с *h*-параметрами

Основой для анализа четырехполюсника является система уравнений, связывающая входные и выходные токи I_1 и I_2 и напряжения U_1 и U_2 . Таких систем может быть три, в зависимости от того, что принято за независимые переменные y, z и h. Наибольшее распространение получила система h-параметров, при которой за независимые переменные для биполярного транзистора принимают ток на входе I_1 , напряжение на выходе U_2 . Эта система имеет вид:

$$U_{1} = h_{11}I_{1} + h_{12}U_{2}$$

$$I_{2} = h_{21}I_{1} + h_{22}U_{2}$$
(5)

Выбор *h*-параметров (а не *y*- или *z*-параметров) связан с тем, что для биполярного транзистора удобно реализовать режим холостого хода на входе ($I_1 = 0$) и режим короткого замыкания на выходе ($U_2 = 0$). Связано это с тем, что в активном режиме входное сопротивление (дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода) биполярного транзистора мало, порядка десяти Ом; а выходное сопротивление (дифференциальное сопротивление коллекторного перехода) велико, порядка сотен кОм.

Каждый из *h*-параметров имеет определенный физический смысл. Параметр h_{11} представляет собой величину входного сопротивления транзистора $r_{\text{вх}}$ при коротком замыкании на выходе ($U_2 = 0$) и измеряется в омах.

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1}$$
 (*npu* $U_2 = 0$)

Параметр h_{12} называется коэффициентом обратной связи и равен отношению входного напряжения U_1 к выходному U_2 при разомкнутой входной цепи (I_1 =0).

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2}$$
 (npu $I_1 = 0$)

Параметр h_{22} представляет собой выходную проводимость транзистора при разомкнутом входе ($I_1 = 0$) и измеряется в микросименсах (1 мкСм = 10^{-6} См = 1 мкА/В):

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2}$$
 (*npu* $I_1 = 0$).

Параметр *h*₂₁ – коэффициент прямой передачи тока при коротком замыкании на выходе:

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1}$$
 (npu $U_2 = 0$)

Поскольку транзистор имеет три электрода и используется как четырехполюсник, то один из его электродов является общим для входной и выходной цепи (рис. 11). При этом значения h-параметров отличаются в зависимости от схемы включения биполярного транзистора: $h_{\rm b}$ для схемы с общей базой или $h_{\rm b}$ для схемы с общим эмиттером.



Рис. 11. Представление транзисторов в виде четы
рехполюсников: $a-{\rm OF},\, \delta-{\rm O} {\Im}$

h-параметры можно определить из статических характеристик БТ при измерении их на постоянном токе. Тогда роль малого переменного тока и напряжения будут играть малые приращения постоянных токов ΔI_6 , ΔI_{κ} и напряжений ΔU_{κ} , ΔU_6 . Для схемы с общим эмиттером:

$$h_{113} = \frac{\Delta U_{E3}}{\Delta I_{E}} \bigg|_{U_{K3}=\ const} = \frac{U_{E3}^{"} - U_{E3}^{'}}{I_{E}^{"} - I_{E}^{'}} \bigg|_{U_{K3}=\ const}$$

$$h_{213} = \frac{\Delta I_{K}}{\Delta I_{E}} \bigg|_{U_{K3}=\ const} = \frac{I_{K}^{(2)} - I_{K}^{(1)}}{I_{E}^{(2)} - I_{E}^{(1)}} \bigg|_{U_{K3}=U_{K3}^{(2)}}$$

$$h_{223} = \frac{\Delta I_{K}}{\Delta U_{K3}} \bigg|_{I_{E}=\ const} = \frac{I_{K}^{(2)} - I_{K}^{(1)}}{U_{K3}^{(2)} - U_{K3}^{(1)}} \bigg|_{I_{E}=I_{E}^{(2)}}$$
(6)



Аналогично из вольт-амперных характеристик БТ в схеме с общей базой можно определить эти же h-параметры, но для схемы с общей базой.

В справочниках чаще указаны h-параметры для схемы с ОБ (h_6), которые можно найти путем пересчета, если известны h-параметры для схемы с ОЭ (h_9):

$$\begin{split} h_{11\delta} &\approx \frac{h_{119}}{1 + h_{219}}; \\ h_{12\delta} &\approx \frac{h_{119}h_{229} - h_{129}(1 + h_{219})}{1 + h_{219}}; \\ h_{21\delta} &\approx \frac{h_{219}}{1 + h_{219}}; \\ h_{22\delta} &\approx \frac{h_{229}}{1 + h_{219}}. \end{split}$$

$$\end{split}$$

$$(7)$$

Между физическими параметрами и *h*-параметрами для биполярного транзистора в схеме с общей базой существует взаимосвязь:

$$h_{11\delta} = r_{\mathfrak{I}} + r_{\delta}(1-\alpha) \approx r_{\mathfrak{I}}; \quad h_{12\delta} = \frac{r_{\delta}}{r_{\kappa}}; \quad h_{21\delta} \approx \alpha; \quad h_{22\delta} \approx \frac{1}{r_{\kappa}}.$$

4а. Порядок работы на автоматизированном комплексе

1. Провести измерения (в автоматическом режиме) входных и выходных семейств ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой при значениях управляющего параметра.

• выходные ВАХ $I_{\kappa} = f(U_{\kappa \delta})$ при $I_{\beta} = 0; 5; 10; 15; 18$ мА.

• входные ВАХ $I_{\mathfrak{I}} = f(U_{\mathfrak{I}\mathfrak{I}})$ при $U_{\kappa\delta} = 0,2; 0,4; 0,6$ В

Результаты измерений сохранить в текстовый файл (При появлении диалогового окна сохранения файла выбрать <u>Replace</u>).

2. Провести измерения (в автоматическом режиме) входных и выходных семейств ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером при 3 значениях управляющего параметра.

- выходные ВАХ І_к=f(U_{кэ}) при І_б= 0; 1,0; 3,0; 7,0; 10,0 мА.
- входные ВАХ $I_6=f(U_{63})$ при $U_{\kappa_3}=0,6$ В , 0,8 В, 1,6 В.

Результаты измерений сохранить в текстовый файл (При появлении диалогового окна сохранения файла выбрать <u>Replace</u>).

Провести обработку полученных в текстовых файлах данных (для этого удобно воспользоваться табличным процессором):

- подписать измеренные величины и единицы измерений;
- подписать значения параметров измерений;
- указать модель транзистора, названия измеренных зависимостей,
- для отчёта построить графики семейств ВАХ.

4б. Порядок выполнения работы на характериографе

Измерение семейства вольт амперных характеристик производится автоматически с помощью блока характериографа Я4С-92 осциллографа С1-122А.

1) Убедитесь в правильности установки масштаба:

а) по оси коллекторных напряжений (метки в верхней части экрана 2V/дел., ручка U_C, U_D, V, деление в положении 2);

б) масштаб измерения по оси токов 500 мкА/дел. (ручка I_C , I_D , / деление в положении 0,5 мА);

в) значения базовых токов 50 мкА (ручка І_в, U_G ступ.).

2) После подключения адаптера 3 к нижнему гнезду характериографа получите и зарисуйте изображение ВАХ, отметив масштабы осей на рисунке.

3) Выведите ручку плавной регулировки U_C , U_D , V в крайнее левое положение. Установить масштаб по оси напряжений 200 mV/дел.

4) Присоедините вывод базы транзистора к гнезду коллектора «С» в адаптере 3. На экране появится входная ВАХ, зарисуйте ее.

5) Рассчитайте *h*-параметры для схемы с общим эмиттером по формулам (6), используя численные значения из зарисованных графиков.

6) Произведите перерасчет *h*-параметров из схемы с ОЭ при включении транзистора по схеме с общей базой (рис. 7).

Справочные данные транзистора МП25

Параметр		<i>h</i> ₁₁ (Ом)	h ₁₂ (нет данных для расчёта)	h_{21}	h ₂₂ (мкСм)
МП25	Схема с общей базой	25 – 35	$0, 8 \cdot 10^{-3} - 4 \cdot 10^{-3}$	20–50	0,7 – 1,5
	Схема с общим эмиттером	500 - 1000	$1,5 \cdot 10^{-3} - 10 \cdot 10^{-3}$	10 - 25	150 - 500

Отчет по работе должен содержать:

- схему для измерения характеристик транзистора;

- таблицы результатов измерений;

- графики входных, выходных и переходных характеристик транзистора;

- расчеты *h*-параметров системы: h_{11} , h_{21} , h_{22} в режиме $U_{\kappa} = -5$ В (для автоматизированного варианта $U_{\kappa} = |-2,5$ В|), $I_{\kappa} = 1$ мА.

- расчет *h*-параметров для схемы с ОБ.

Контрольные вопросы

- 1. Нарисовать зонную диаграмму биполярного транзистора в активном режиме. Указать направления электрического поля в эмиттерном и коллекторном переходе. Чем обусловлено это поле?
- 2. Что такое коэффициент переноса? Что такое коэффициент инжекции? Как эти коэффициенты связаны с токами в эмиттерном и коллекторном переходах?
- 3. В чем заключается эффект Эрли? Почему обедненная область коллекторного перехода увеличивается в область базы?
- 4. Почему для биполярного транзистора в качестве дифференциальных параметров выбраны *h*-параметры?

Литература

- 1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. // М.: Мир. 1984, Т. 1 455 с. Т.2 455 с.
- 2. Гуртов В.А. Твердотельная электроника (Глава 5). 3-е изд. М. Техносфера. 2008. 512 с.
- 3. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектронника. (Физические и технологические основы, надежность). // М.: Высшая школа. 1995, 464 с.
- 4. Справочник. Полупроводниковые приборы. Нефедов А.В., Гордеева В.И. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги. // М.: КУбК-а. 1998, 401 с.

Лабораторная работа N 16

«Определение основных характеристик фотодиода»

Цель работы: Изучение характеристик фотодиода без освещения и.при освещении.

1. Виды фотоприемников на основе диодов

Оптоэлектронные приборы – это устройства, преобразующие оптическое излучение в электрический сигнал и наоборот, электрический сигнал в оптическое излучение. К первому виду оптоэлектронных приборов относятся фотоприемники и солнечные батареи, ко второму виду – светодиоды и полупроводниковые лазеры.



Рис. 1. Конструкции фотодиодов:

a – диод с *p-n* переходом; *б* – *p-i*-n диод; *в* – диод со структурой металл – полупроводник; *г* – лавинный фотодиод (структура с охранным кольцом); *д* – диод на основе гетероструктуры

Для преобразования оптического излучения в электрический сигнал используется межзонное поглощение квантов света в полупроводниках, как наиболее эффективный канал преобразования энергии. При поглощении света генерируются неравновесные (основные и неосновные) носители. В фотоприемных устройствах, как правило, используется принцип регистрации неосновных носителей заряда. Наиболее распространенные фотоприемники реализуются на основе диодных структур. Среди них – фотодиоды на основе *p-n* переходов, барьеров Шоттки и гетеропереходов. На рис.1 приведена конструкция наиболее распространенных фотодиодов.

В фотодиодах на основе *p-n* переходов используется эффект разделения на границе электронно-дырочного перехода неосновных неравновесных носителей, созданных оптическим излучением. Схематически фотодиод изображен на рис. 2.



Рис. 2. Схематическое изображение фотодиода и схема его включения: *n* – эмиттер, *p* – база

2. Физические основы работы фотодиода

2.1. ВАХ идеального диода на основе *p-n* перехода в темноте

При контакте двух полупроводников с разными типами проводимости вследствие разности термодинамических работ выхода $\Phi_n < \Phi_p$ произойдет перераспределение свободных зарядов и возникнет область пространственного заряда Q_1 и Q_2 . При этом положительный заряд Q_1 образован нескомпенсированными донорами, а отрицательный заряд Q_2 образован нескомпенсированными заряд создает электрическое поле E(x), максимальное на границе (E_{max}) и линейно спадающее вглубь области пространственного заряда, как видно из уравнения (1)

$$E(x) = \frac{qN_A}{\varepsilon_s \varepsilon_0} (W_p - x); \quad E(x) = \frac{qN_D}{\varepsilon_s \varepsilon_0} (W_n + x); \quad E_{\max} = \frac{qN_D W_n}{\varepsilon_s \varepsilon_0} = \frac{qN_A W_p}{\varepsilon_s \varepsilon_0}$$
(1)



Рис. 3. Область пространственного заряда в *p-n* переходе

Наличие электрического поля *E* приведет к тому, что ход потенциала будет иметь нелинейный вид. Наклон графика $\varphi_{\kappa}(x)$ равен напряженности поля E(x). Дно зоны проводимости $E_{c}(x)$ и потолок валентной зоны $E_{v}(x)$ будут повторять ход потенциала $\varphi(x)$ (рис. 4). В состоянии равновесия уровень Ферми *F* должен быть одним и тем же во всей системе. Высота потенциального барьера, образованного на границе двух полупроводников будет равна разности термодинамических работ выхода:





Рис. 4. Зонная диаграмма контакта полупроводников *p*-и *n*-типов в равновесии

В условиях термодинамического равновесия в *p-n* переходе существуют четыре компоненты тока. Две из них – дрейфовые, две – диффузионные, каждая из которых образована неосновными и основными носителями заряда.



Рис. 5. Токи в *p-n* переходе. Стрелки указывают движение заряженных частиц

Таким образом, в состоянии равновесия суммарный ток, обусловленный диффузионными (j_{pD} , j_{nD}) и дрейфовыми (j_{nE} , j_{pE}) токами электронов и дырок, должен быть равен нулю:

$$j_{pE} - j_{nD} + j_{nE} - j_{pD} = 0; \quad J_{\partial u \phi \phi y_3} = J_{\partial p e \tilde{u} \phi}.$$
 (2)

При приложении напряжения V_G равновесие нарушается и ВАХ диода будет иметь вид:

$$J = J_s (e^{\beta V_G} - 1) \tag{3}$$

Плотность тока насыщения $J_{\rm s}$ равна сумме дрейфовых электронной $j_{\rm nE}$ и дырочной $j_{\rm pE}$ компонент тока

$$J_{s} = \frac{qD_{n}n_{p0}}{L_{n}} + \frac{qD_{p}p_{n0}}{L_{p}} = \frac{qL_{n}n_{p0}}{\tau_{n}} + \frac{qL_{p}p_{n0}}{\tau_{p}}.$$
(4)

Обратный ток (при $V_{\rm G} < 0$) в *p*-*n* переходе дрейфовый $J_{o\delta p} = -J_s$. Физический смысл прост – в токе участвуют все носители, которые генерируются в объеме цилиндра с S = 1 и длиной $L_{\rm p}$ и вытекающие из этого цилиндра со скоростью, равной скорости диффузии $V_{\partial u \phi \phi} = \frac{L_p}{\tau}$.

Таким образом ВАХ диода на основе *p-n* перехода с учетом (3) имеет следующий вид:



Рис. 6. ВАХ диода на основе *p-n* перехода

В несимметричных p^+ -*n* переходах течет только один дырочный (диффузионный и дрейфовый) ток, а в n^+ -*p* переходах – только электронный ток.

2.1. ВАХ реального диода на основе *p-n* перехода при обратном смещении в темноте

В реальных диодах в области пространственного заряда p-n перехода присутствуют генерационные центры. Такие центры вызваны наличием примеси, создающей локальные энергетические уровни, расположенные в середине запрещенной зоны полупроводника. Генерация носителей через такие центры описывается статистикой Шокли-Рида.

При обратном смещении ($V_{\rm G} < 0$) *p-n* перехода скорость изменения концентрации неравновесных носителей $\frac{dn}{dt}$ будет положительной, следовательно, генерация будет преобладать над рекомбинацией.

Для того чтобы рассчитать генерационный ток J_{ren} , необходимо проинтегрировать темп генерации по ширине области пространственного заряда W:

$$J_{\rm \tiny T eH} = \int_{0}^{W} q \, \frac{dn}{dt} dx \approx q \, \frac{dn}{dt} W = \frac{q n_i W}{\tau_{\rm e}}.$$
 (4a)

В этой формуле τ_e – эффективное время жизни. На рисунке 4.6а показана зонная диаграмма *p-n* перехода при обратном смещении. Заштрихованная область вблизи середины запрещенной зоны области пространственного заряда *p-n* перехода показывает область локализации рекомбинационных центров. Штрих-пунктирная линия показывает расщепление квазиуровня Ферми при обратном смещении *p-n* перехода.

Рассмотрим зависимость генерационного тока $J_{\rm ren}$ от обратного напряжения $V_{\rm G}$, приложенного к диоду.

Зависимость генерационного тока J_{ren} от напряжения V_G будет определяться зависимостью ширины области пространственного заряда W от напряжения V_G . Поскольку ширина области

пространственного заряда W определяется как $W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\rm s}\varepsilon_0(\varphi_0 + U_{\rm obp})}{qN_{\rm D}}}$, то генерационный ток

 $J_{\rm reh}$ будет пропорционален корню из напряжения: $J_{\rm reh} \sim \sqrt{V_{\rm G}}$.

На рисунке 4.66 приведена вольт-амперная характеристика диода на основе *p-n* перехода при обратном смещении для случая, когда генерационный ток существенно превышает дрейфовую компоненту тока неосновных носителей.



Рис. 4.6. *р-п* переход при обратном смещении:

а) Зонная диаграмма *p-n* перехода при обратном смещении. Заштрихованная область – область рекомбинации;
 б) Вклад генерационного тока J_{ген} в обратный ток *p-n* перехода

2.2. Фотодиод при освещении

При попадании кванта света с энергией *hv* в полосе собственного поглощения в полупроводнике возникает пара неравновесных носителей – электрон и дырка. При регистрации электрического сигнала необходимо зарегистрировать изменение концентрации неравновесных носителей. Очевидно, что при прочих равных условиях зарегистрировать изменение концентрации неосновных носителей проще.

Так, например, в *n*-GaAs с легирующей концентрацией доноров 10^{14} см⁻³, концентрация основных носителей электронов составляет 10^{14} см⁻³, а концентрация неосновных носителей – дырок – 1 см⁻³. Поэтому, если при оптическом поглощении в фотоприемнике на основе GaAs возникает 10^{10} см⁻³ неравновесных носителей, то проще зарегистрировать изменение концентрации неосновных носителей.

В фотодиодах на основе *p-n* переходов как раз и реализован принцип регистрации изменения концентрации неосновных носителей под влиянием внешнего излучения. Обратный ток *pn* перехода обусловлен дрейфовыми компонентами тока и выражается

$$\dot{J}_0 = \frac{q p_{n0} D_p}{L_p} + \frac{q n_{p0} D_n}{L_p},$$

где *p*_{n0} и *n*_{p0} – концентрация неосновных носителей.

Изменение концентрации неосновных носителей вызывает изменение фототока. Величина фототока выражается соотношением:

$$j_{\phi} = q \frac{\Delta p D_p}{L_p} + q \frac{\Delta p D_n}{L_n} = \frac{q \Delta p L_p}{\tau_p} + \frac{q \Delta n L_n}{\tau_n}, \qquad (5)$$

 Δp и Δn – неравновесная концентрация фотогенерированных неосновных носителей на расстояние не менее, чем диффузионная длина L_n , L_p от области пространственного заряда в квазинейтральном объеме эмиттера и базы диода.

Обычно эмиттер фотодиода p^+ -*n* делают тонким $W \ll L_p, L_n$, так, чтобы поглощение света происходило в *n*-базе фотодиода, тогда

$$J_{\phi} = \frac{q\Delta pL_p}{\tau_p}.$$
(6)

Поскольку в стационарных условиях $G = R = \frac{\Delta p}{\tau_p}$, то $\Delta p = G \cdot \tau_p$, величина фототока J_{Φ}

будет

$$J_{\Phi} = qGL_{p},$$

где *G* – темп генерации неравновесных носителей. В случае слабого поглощения ($\alpha^{-1} > L_p$) число поглощенных фотонов в единичном объеме будет равно $\alpha \Phi$. Тогда темп генерации выразится в виде *G* = $\eta \alpha \Phi$, где η – квантовый выход, α – коэффициент поглощения, Φ – падающий световой поток (число квантов в ед. времени на ед. площади).



Рис. 7. Вольт-амперная характеристика фотодиода при обратном смещении

Фототок J_{Φ} имеет величину

$$J_{\phi} = q\eta \alpha L_{p} \Phi \,. \tag{7}$$

Фототок J_{Φ} постоянен, не зависит от полярности и величины приложенного напряжения $V_{\rm G}$, и направлен от *n*-области к *p*-области полупроводника.

Неосновные носители, возникающие под действием светового потока, должны формироваться на расстоянии порядка диффузионной длины от обедненной области p-n перехода для того, чтобы принять участие в обратном токе диода. Характерные параметры – диффузионная длина L_p порядка 100 мкм, а ширина обедненной области p-n перехода – 1 мкм. Поэтому основной фототок в фотодиоде обусловлен поглощением в квазинейтральном объеме базы фотодиода, и время отклика фотодиода будет определяться временем жизни неосновных носителей.

2.4. ВАХ фотодиода на основе *p-n* переходов при освещении с внешним напряжением

Уравнение для активного режима работы фотодиода при освещении при наличии V_G принимает вид:

$$J = J_{\phi} + J_{s} (e^{\beta V_{G}} - 1).$$
(8)

В отсутствии внешнего источника $V_{\rm G}$, это напряжение на нагрузочном сопротивлении R включено на выход фотодиода и обусловлено фототоком при освещении фотодиода. Рассмотрим два частных случая уравнения (8).

На рис. 9 показано семейство ВАХ фотодиода как при отрицательной, так и при положительной полярности на фотодиоде, рассчитанные по уравнению (8). При освещении прямой ток через фотодиод (при положительном напряжении) уменьшается, так как добавочный фототок направлен противоположно темновому току.



Рис. 9. Семейство вольт-амперных характеристик фотодиода

Обратный ток фотодиода (при отрицательном напряжении) при освещении, наоборот возрастает, поскольку добавочный фототок и темновой ток совпадают по направлению.

Ток в фотодиоде при освещении удобнее регистрировать при обратном смещении фотодиода, поскольку темновой обратный ток существенно меньше темнового прямого тока.

<u>Разомкнутая цепь</u>. При разомкнутой внешней цепи ($R = \infty$), для случая, когда внешнее напряжение отсутствует, ток через внешнюю цепь не протекает. В этом случае напряжение на выводах фотодиода будет максимальным. Эту величину $V_{\rm G}$ называют напряжением холостого хода $V_{\rm XX}$. Из уравнения (8), при условии J = 0, получаем уравнение, позволяющее по известным значениям фототока $J_{\rm q}$ и тока нагрузки $J_{\rm s}$ рассчитать напряжение холостого хода $V_{\rm XX}$:

$$V_{XX} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{\phi}}{I_s} + 1 \right).$$
(9)

Напряжение V_{XX} (фото-ЭДС) можно также определить непосредственно, подключая к выводам фотодиода вольтметр, но внутреннее сопротивление вольтметра должно быть много больше сопротивления *p*-*n* перехода.

Световая характеристика представляет собой зависимость величины фототока J_{Φ} и зависимость $V_{\rm XX}$ от величины светового потока.

Поскольку напряжение холостого хода связано с током фотодиода соотношением (9), то при высоких уровнях освещения зависимость напряжения холостого хода от падающего светового потока логарифмическая, а при малых уровнях освещения – близка к линейной.

2.6. Спектральная чувствительность

Будем теперь освещать фотодиод монохроматическим светом с некоторой длиной волны λ . Величину светового потока Φ будем поддерживать постоянной при любой длине волны света. Зависимость фототока $J_{\Phi}(\lambda)$ будет определяться зависимостью квантового выхода $\eta(\lambda)$ и коэффициента поглощения $\alpha(\lambda)$ от длины волны

$$J_{\phi}(\lambda) \sim \eta(\lambda) \cdot \alpha(\lambda)$$

Зависимость спектральной чувствительности от длины волны является сложной. Эта зависимость имеет максимум при некоторой длине волны, причем спад в области длинных волн связан с зависимостью квантового выхода $\eta(\lambda)$ от длины волны (красная граница фотоэффекта), а в области коротких длин волн – с зависимостью коэффициента межзонного поглощения $\alpha(\lambda)$ от длины волны. Для появления фототока необходимо, чтобы поглощение света (а следовательно, и генерация неравновесных неосновных носителей) происходило на расстоянии $\pm L_p$ от металлургической границы p–n-перехода.



Рис. 11. Кривые спектральной чувствительности фотодиодов:

1) германиевого, 2) кремниевого

Влияние неоднородного поглощения по глубине фотодиода на спектральную чувствительность показано на рисунке ниже. Коротковолновое излучение имеет высокое значение коэффициента поглощения α , поэтому поглощение происходит в основном в приповерхностной области эмиттера фотодиода. Очевидно, что в этом случае фототок будет мал, поскольку область поглощения света удалена от *p-n* перехода. В случае длинных волн поглощение происходит по всей глубине фотодиода на расстояниях равных или больших диффузионной длины. В этом случае эффективность преобразования будет максимальной. Наконец, при очень больших значениях λ фототок уменьшается из-за приближения к красной границе фотоэффекта.



Рис. 12. Зависимость скорости генерации электронно-дырочных пар от расстояния от поверхности для длинноволнового и коротковолнового света (*a*), размеры фотодиода и характерные длины диффузии неосновных носителей (б)

3. Описание экспериментальной установки

Для исследования характеристик фотодиода используется экспериментальная установка, блок схема которой приведена на рис. 13. Свет от источника «Л» (лампа накаливания) фокусируется с помощью линзы «L» на входную щель «S» монохроматора «М». В монохроматоре стоит призма «П», которая разлагает падающий на нее пучок белого света в спектр. Вращая барабан «Б», на выходную щель монохроматора «S» можно подавать свет с той или иной длиной волны λ . Для определения длины волны на барабан нанесены деления, которые определяют угол поворота барабана в градусах.

Свет, выходящий из выходной щели монохроматора, падает на фотодиод. В результате в цепи фотодиода протекает фототок.

Для исследования фотодиода в режиме короткого замыкания выключатель «В» переводят в верхнее положение, тогда фотодиод замыкается через микроамперметр «А». Для исследования фотодиода в фотодиодном режиме выключатель «В» переводят в нижнее положение, тогда на фотодиод будет подаваться напряжение *U*, контролируемое вольтметром «V». Микроамперметр по-прежнему включен в цепь фотодиода.



Рис. 13. Блок-схема для измерения характеристик фотодиода:

Л – лампа накаливания, L – фокусирующая линза, M – монохроматор, П – призма, Б – барабан, S₁ и S₂ – входная и выходная щели монохроматора, ФД – фотодиод, B – выключатель, A – микроамперметр, V – вольтметр, И – источник напряжения, I и 2 – клеммы для подключения микроамперметра, 3 и 4 – клеммы для подключения внешнего источника напряжения

4. Порядок выполнения работы

1. Произвести измерения темновой вольт амперной характеристики в обратном и прямом направлении

Перевести переключатель панели в положение «обратное». На источнике Б5-45 последовательно выставлять напряжения $U_{obp} = (0, 1 \div 9)$ В через 1 В (Для источника нежелательно значение выставляемого напряжения 00,0 В, поэтому первое значение выставляем 0,1 В).

Напряжение на диоде фиксируется по вольтметру V_2 . В таблицу записываем значения напряжений V_1 и V_2 .

Ток диода определяется по формуле $I = \frac{V_1}{R_{\rm H}}$, где V_1 – показания вольтметра V_1 , нагрузоч-

ное сопротивление $R_{\rm H}$ указано на блоке коммутации.

Перевести тумблер в положение «прямое». На источнике Б5-45 последовательно выставлять напряжения U_{np} = (0,1÷0,9) В через 0,1 В.

В том же порядке зафиксировать значения напряжения и тока.

По результатам выполнения первого задания построить темновую ВАХ фотодиода.

Для наглядности вольт-амперную характеристику при прямом и обратном смещении построить на одном графике, при этом масштаб по оси напряжений и токов выбрать разным, с тем, чтобы обеспечить размещение зависимостей $I_D(V_2)$ на одном графике.

2. Определить спектральную характеристику фотодиода

Переключить тумблер в положение «обратное», на источнике выставить напряжение 5 В. Установить ширину входной щели монохроматора равной 4 мм. Включить лампу освещения. Ручкой на лицевой панели монохроматора выставить необходимую длину волны (шаг – 50 нм). Измерение фототока диода производится по вольтметру V_1 ($I_{\Phi} = V_1/R_{\rm H}$). Измерить спектральную зависимость $I_{\Phi} = I_{\Phi}(\lambda)$ в интервале длин волн (900 ÷ 500) нм.

По результатам выполнения второго задания построить зависимость $I_{\Phi}(\lambda)$.

3. Произвести измерения вольт-амперной характеристики при освещении в обратном и прямом направлении

При длине волны λ , соответствующей максимуму фототока I_{Φ} измерить фото-BAX в прямом и обратном направлении (ширина щели d = 4 мм).

По результатам выполнения третьего задания построить ВАХ фотодиода при освещении.

ВАХ фотодиода темновую и при освещении желательно строить на одном графике (на одной координатной плоскости).

Для наглядности вольт-амперную характеристику при освещении при прямом и обратном смещении построить на том же графике, что и темновую вольт-амперную характеристику.

Исследовать работу диода в режиме ЭДС

Переключить тумблер в положение ЭДС, измерить зависимость сигнала ЭДС напряжение холостого хода V_{XX} по вольтметру V_2 от величины светового потока, который изменяется шириной входной щели d от 0 мм до 1 мм с шагом 0,1 мм, а от 1 мм до 4 мм с шагом 0,5 мм. За положение d = 0 мм принимается положение регулятора, при котором свет внутрь монохроматора не проникает. Длина волны λ соответствует максимуму фототока I_{Φ} .

Все измеренные зависимости необходимо представить в отчете в виде графиков.

Контрольные вопросы

1. Что такое фотодиод?

2. Чем обусловлен прямой и обратный ток фотодиода в темноте?

3. Нарисуйте зонные диаграммы, поясняющие работу фотодиода при освещении.

Какие области в фотодиоде отвечают за появление фототока?

4. Нарисуйте ВАХ фотодиода. Почему при освещении обратный ток фотодиода увеличивается а прямой ток уменьшается?

5. Чем определяется спектральная характеристика фотодиода? Почему фототок зависит от длины волны света?

Литература

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. // М.: Мир. 1984, Т.1 455 с. Т.2 455 с.

2. Гуртов В.А. Твердотельная электроника (Главы 2, 4, 11). 3-е изд. М. Техносфера. 512 с.

3. Справочник. Полупроводниковые приборы. Нефедов А.В., Гордеева В.И. Диоды. Оптоэлектронные приборы. // М.: КУбК-а. 1998, 401 с.

Техника безопасности

1. Не включать приборы в сеть, не ознакомившись с работой и не получив допуск к работе у преподавателя или инженера .

2. Не подавать на фотодиод прямое напряжение больше 1 В!