

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники»

Факультет радиотехники и электроники

Кафедра микро- и наноэлектроники

**Б. С. Колосницын, А. Г. Черных**

# **ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ**

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики  
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия  
для специальности 1-41 01 02 «Микро- и наноэлектронные технологии  
и системы»*

Минск БГУИР 2015

УДК [621.382.2/.3+621.3.049.774](076)  
ББК 32.852+32.844.1я73  
К61

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра физики твердого тела Белорусского государственного  
университета (протокол №11 от 13.03.2014);

профессор кафедры микро- и нанотехники  
Белорусского национального технического университета,  
доктор технических наук, профессор В. А. Сычик

**Колосницын, Б. С.**

К61 Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем :  
учеб.-метод. пособие / Б. С. Колосницын, А. Г. Черных. – Минск : БГУИР,  
2015. – 86 с. : ил.  
ISBN 978-985-543-058-3.

Предназначено для изучения интегрированной дисциплины «Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем» студентами специальности «Микро- и наноэлектронные технологии и системы». Учебная дисциплина предполагает изучение физики работы активных элементов ИМС, принципов работы и конструкции мощных и СВ полупроводниковых приборов, а также расчет и проектирование полупроводниковых приборов и элементов ИМС.

УДК [621.382.2/.3+621.3.049.774](076)  
ББК 32.852+32.844.1я73

ISBN 978-985-543-058-3

© Колосницын Б. С., Черных А. Г., 2015  
© УО «Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники», 2015

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
Раздел 1. ФИЗИКА АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ .....	6
Тема 1. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД .....	6
Методические указания .....	11
Вопросы и задания для самопроверки .....	13
Тема 2. КОНТАКТЫ МЕТАЛЛ – ПОЛУПРОВОДНИК .....	14
Методические указания .....	14
Вопросы и задания для самопроверки .....	15
Тема 3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ .....	15
Методические указания .....	17
Вопросы и задания для самопроверки .....	20
Тема 4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ .....	21
Методические указания .....	24
Вопросы для самопроверки .....	25
КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ .....	25
Перечень вопросов и задач для выполнения контрольного задания .....	26
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	30
Раздел 2. МОЩНЫЕ И СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ .....	31
Тема 1. МОП ТРАНЗИСТОР С КОРОТКИМ И УЗКИМ КАНАЛАМИ .....	31
Методические указания .....	33
Вопросы для самопроверки .....	34
Тема 2. МОЩНЫЕ МОП ТРАНЗИСТОРЫ .....	34
Методические указания .....	36
Вопросы для самопроверки .....	37
Тема 3. СВОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВ ПРИ ВЫСОКИХ КОНЦЕНТРАЦИЯХ НОСИТЕЛЕЙ ТОКА .....	38
Методические указания .....	38
Вопросы для самопроверки .....	39
Тема 4. ЛАВИННЫЙ ПРОБОЙ, МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ЛАВИННОГО ПРОБОЯ .....	40
Методические указания .....	42
Вопросы для самопроверки .....	43
Тема 5. МОЩНЫЕ БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ .....	43
Методические указания .....	45
Вопросы для самопроверки .....	47
Тема 6. СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ .....	47

Методические указания .....	50
Вопросы для самопроверки .....	51
Тема 7. ТИРИСТОРЫ .....	52
Методические указания .....	54
Вопросы для самопроверки .....	56
ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КУРСОВЫХ РАБОТ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ» .....	56
Методические указания к выполнению курсовых работ .....	57
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	58
Раздел 3. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ .....	60
Тема 1. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ .....	60
Методические указания .....	62
Вопросы для самопроверки .....	63
Тема 2. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ .....	64
Методические указания .....	67
Вопросы для самопроверки .....	69
Тема 3. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ .....	70
Методические указания .....	73
Вопросы для самопроверки .....	75
Тема 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТИРИСТОРОВ .....	75
Методические указания .....	77
Вопросы для самопроверки .....	77
Тема 5. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КМОП ИМС .....	77
Методические указания .....	79
Вопросы для самопроверки .....	80
КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ .....	80
Перечень вопросов задания и задач .....	81
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	85

## ВВЕДЕНИЕ

Студенты изучают дисциплину «Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем» в течении трех семестров. Поэтому целесообразно разделить изучаемый материал на три раздела: «Физика активных элементов интегральных микросхем», «Мощные и СВЧ полупроводниковые приборы», «Расчет и проектирование полупроводниковых приборов и элементов ИМС».

Каждая из этих частей дисциплины разбита на темы, изучение которых следует вести последовательно. В процессе изучения студенты выполняют контрольные и курсовые работы. Данное учебно-методическое пособие построено в полном соответствии с учебной дисциплиной.

Библиотека БГУИР

**Раздел 1.**  
**ФИЗИКА АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**  
**ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ**

**Тема 1. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД**

Идеальный контакт двух монокристаллов полупроводника, обладающих различными типами электропроводимости, полученный с помощью одного из технологических процессов (диффузии, эпитаксии и т. д.), называется электронно-дырочным  $p$ - $n$ -переходом. Объемы полупроводников электронейтральны, т. к. заряды связанных носителей (ионизированных доноров и акцепторов) уравниваются зарядами свободных носителей (соответственно электронами и дырками). Из-за наличия градиента концентрации основные свободные носители заряда будут диффундировать в соседние области, где они вблизи границы рекомбинируют.

Около металлургической границы (м. г.) перехода, т. е. в плоскости, где меняется тип преобладающей примеси, образуется двойной заряженный слой некомпенсированных ионизированных акцепторов и доноров, поле которого ( $E_{\text{диф}}$ ) будет препятствовать дальнейшей диффузии. Этот слой шириной ( $X_d$ ) будем называть областью пространственного заряда (ОПЗ) или обедненным слоем. Из условия электронейтральности перехода  $\int_{-X_{dn}}^{X_{dp}} qN(x)dx$  запишем:

$$N_a x_{dp} = N_d x_{dn}. \quad (1.1)$$

Считаем, что в идеальном случае все напряжение, приложенное к  $p$ - $n$ -переходу, падает на ОПЗ.

Достижение равновесного состояния осуществляется за счет того, что диффузионные составляющие электронного  $J_{nD}$  и дырочного  $J_{pD}$  токов уравниваются движущимися в обратном направлении под действием  $E_{\text{диф}}$  дрейфовыми составляющими токов  $J_{nE}$  и  $J_{pE}$ .

Высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода, который образуется при контакте  $p$ - и  $n$ -перехода, равна разности работ выхода из этих отдельных областей. Работа выхода из полупроводника определяется выражением

$$\varphi_s = q\chi + (E_C - E_F), \quad (1.2)$$

где  $q\chi$  – энергия сродства к электрону.

Выражая ширины энергетических щелей ( $E_i - E_F$ ) и ( $E_F - E_i$ ) из известных выражений, получим

$$q\varphi_k = kT \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}, \quad (1.3)$$

а контактная разность потенциалов  $\varphi_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$ .

Переход, в котором область изменения концентрации примесей значительно меньше ширины ОПЗ, называется резким, а если величина этой области больше или равна ширине ОПЗ – плавным. Первый тип *p-n*-переходов получают методом эпитаксиального выращивания, второй – диффузией или имплантацией. Если величина концентрации примеси в одной из областей *p-n*-перехода значительно превышает концентрацию в соседней, то такой переход называется несимметричным (в отличие от симметричного, у которого  $N_d = N_a$ ).

Удельную барьерную емкость *p-n*-перехода  $C_{j0}$  ( $C_{бар}$ ) можно определить, используя известное выражение

$$C_{j0} = \frac{dQ_0}{dU}, \quad (1.4)$$

где  $dQ$  – дифференциальное приращение плотности заряда, вызванное достаточно малым изменением приложенного к *p-n*-переходу напряжения.

Следовательно, для несимметричных резких *p-n*-переходов, принимая  $Q = qN_b \cdot \chi_{d0}$  и  $U = \varphi_k$ , выражая величину  $\varphi_k$  получим:

$$C_{j0} = \frac{d[qN_B X_d(0)]}{d \left[ \frac{qN_B X_d(0)^2}{2\epsilon\epsilon_0} \right]} = \frac{\epsilon\epsilon_0}{X_d(0)} = \left( \frac{qN_B \epsilon\epsilon_0}{2\varphi_k} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (1.5)$$

Если приложить к *p-n*-переходу прямое внешнее напряжение с полярностью «+» на *p*-область и «-» на *n*-область, то суммарное электрическое поле, приложенное к ОПЗ *p-n*-перехода, уменьшится:

$$E_{\Sigma} = (E_{диф} - E) < E_{диф}. \quad (1.6)$$

В результате влияния внешнего поля изменятся характеристики *p-n*-перехода: во-первых, ширина ОПЗ уменьшится до величины  $X_d(U)$ , а следовательно, увеличится барьерная емкость *p-n*-перехода; во-вторых уменьшится высота потенциального барьера на величину  $qU$ . Уменьшение высоты потенциального барьера приведет к тому, что наиболее высокоэнергетические электроны в *n*-области перехода и дырки в *p*-области, смогут диффундировать в соседние области. Таким образом начнется процесс инжекции (инжекция – введение свободных носителей заряда в область полупроводника, где они являются неосновными, через потенциальный барьер при уменьшении его величины внешним электрическим полем).

Коэффициент инжекции  $\gamma$  – это отношение потока носителей из наиболее легированной области *p-n*-перехода к общему потоку носителей через *p-n*-переход:

$$\gamma = \begin{cases} \frac{J_n}{J_n + p}, n^+ - p\text{-переход,} \\ \frac{J_p}{J_n + J_p}, p^+ - n\text{-переход,} \end{cases} \quad (1.7)$$

где  $J_n$  и  $J_p$  – плотности электронного и дырочного токов, соответственно.

При подаче на  $p$ - $n$ -переход обратного напряжения (« $-$ » на  $p$ -область и « $+$ » на  $n$ -область) суммарное поле, приложенное к ОПЗ, увеличивается:  $E_\Sigma = (E_{\text{диф}} + E) > E_{\text{диф}}$ , что, соответственно приведет, во-первых, к увеличению ширины ОПЗ, а значит, к уменьшению величины  $C_j$ ; во-вторых, к увеличению высоты потенциального барьера.

Если предположить, что ОПЗ бесконечно тонкая (идеализированный случай), и игнорировать все процессы, которые могут в ней происходить, то ток в  $p$ - $n$ -переходе в этом случае будет обусловлен тепловой генерацией носителей в областях, прилегающих к  $p$ - $n$ -переходу, и их экстрагированием в соседние области суммарным электрическим полем  $p$ - $n$ -перехода.

Распределение концентрации неосновных носителей в базе можно найти, решая уравнение непрерывности для дырок в  $n$ -базе:

$$\frac{dp}{dt} = G_p - R_p - \frac{1}{q} \operatorname{div} J_p, \quad (1.8)$$

где  $G_p$  и  $R_p$  – скорости генерации и рекомбинации дырок, соответственно.

Распределение концентрации дырок в  $n$ -базе нужно находить при следующих допущениях:

- 1) рассматривается одномерная модель  $p$ - $n$ -перехода;
- 2) все внешнее напряжение падает только на ОПЗ;
- 3) ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода бесконечно тонкая, а следовательно, в ней не происходит никаких физических процессов;
- 4) отсутствует накопление неосновных носителей на омическом контакте базы, т. е.  $p_k = p_{n0}$ ;

5) учитывается только линейная рекомбинация, т. е. скорость рекомбинации прямо пропорциональна избыточной концентрации неосновных носителей

$$R_p = \frac{p_n(x) - p_{n0}}{\tau_p} = \frac{\Delta p_n(x)}{\tau_p}, \text{ где } \tau_p \text{ – время жизни дырок в базе;}$$

- б) скорость генерации  $G_p = 0$ .

Решая уравнение непрерывности с принятыми допущениями и полагая, что ток через  $p$ - $n$ -переход имеет чисто диффузионный характер, т. е. пропорционален  $\operatorname{grad} p$  (или  $\operatorname{grad} n$ ), получим аналитическое выражение ВАХ  $p$ - $n$ -перехода:

– для случая длинной базы (ширина квазинейтральной базы  $W_B$  больше диффузионной длины неосновных носителей):



$$I = Aq \left( p_{n0} \frac{D_p}{L_p} + n_{p0} \frac{D_n}{L_n} \right) \left( \exp \frac{qU}{kT} - 1 \right), \quad (1.9)$$

где  $A$  – площадь  $p$ - $n$ -перехода;

– для случая тонкой базы (ширина квазинейтральной базы  $W_B$  меньше диффузионной длины неосновных носителей):

$$I = A \left( qn_{p0} \frac{D_n}{W_B} + qp_{n0} \frac{D_p}{W_A} \right) \left( \exp \frac{qU}{kT} - 1 \right). \quad (1.10)$$

В результате генерации пар носителей заряда образуется обратный ток генерации в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода  $I_G$ . Ток генерации пропорционален объему ОПЗ ( $A \cdot X_d$ ) и скорости генерации в нем носителей:

$$I_G = \frac{A X_d q n_i}{2\tau_0}, \quad (1.11)$$

где  $\tau_0$  – время жизни носителей в  $p$ - $n$ -переходе;

$A$  – площадь.

Суммарный обратный ток реального  $p$ - $n$ -перехода вычисляется по формуле

$$I_{\text{обр}} = I_S + I_G + I_{\text{ут}}, \quad (1.12)$$

где  $I_{\text{ут}}$  – ток утечки  $p$ - $n$ -перехода, величина которого определяется опытным путем, и в дальнейших рассуждениях он не рассматривается.

При прямом смещении баланс между процессами генерации и рекомбинации склоняется в сторону рекомбинации.

Ток рекомбинации может быть выражен как

$$I_R = \frac{A q n_i X_d}{2\tau_0} \exp \frac{dU}{2kT}. \quad (1.13)$$

Диффузионная емкость – изменение накопленного заряда неосновных носителей в областях, прилегающих к ОПЗ, при изменении напряжения приложенного к  $p$ - $n$ -переходу. Следовательно,

$$C_0 = \frac{dQ_{\text{инж}}}{dU}, \quad (1.14)$$

где  $Q_{\text{инж}}$  – заряд, накопленный в квазинейтральных областях.

Как правило  $Q_{\text{инж} B} \gg Q_{\text{инж} \Delta}$ .

Диффузионная емкость диода с длинной базой будет равна

$$C_D = \frac{q}{kT} I \tau_p. \quad (1.15)$$

Емкость пропорциональна величине тока и времени жизни неосновных носителей в базе.

Выражение для диффузионной емкости диода с тонкой базой можно получить, анализируя распределения дырок в  $n$ -базе:

$$C_D = \frac{q}{kT} I \frac{W_B}{2D_p}, \quad (1.16)$$

где  $t_{пр} = \frac{W_B^2}{2D_p}$ , – время пролета неосновных носителей через базу при отсутствии в нем электрического поля.

Для  $p^+n$ -переходов при  $\Delta p_n \ll n_{n0}$  (малый уровень инжекции (МУИ)) характерны малые, а при  $\Delta p_n \gg n_{n0}$  (высокий уровень инжекции (ВУИ)) – большие токи.

При высоком уровне инжекции:

– появляется электрическое поле в базе, направление которого способствует быстрейшему переходу неосновных носителей через нее;

– нельзя считать, что все напряжение, приложенное к  $p$ - $n$ -переходу, падает на ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода, и  $U_{p-n} = U_{ОПЗ} + U_{R_B}$ ;

– происходит модуляция сопротивлений базы.

Электронные виды пробоя  $p$ - $n$ -перехода (лавинный или туннельный) имеют обратимый характер (если при этом величину тока в момент пробоя ограничивать внешним сопротивлением).

При лавинном механизме пробоя свободные носители в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода приобретают энергию, достаточную для разрыва ковалентных связей при ударах. В этом процессе каждый носитель генерирует два дополнительных носителя: электрон и дырку. Когда максимальное электрическое поле достаточно велико для срабатывания лавинного механизма, все эти три носителя могут участвовать в последующих лавинных столкновениях, вызывая быстрое умножение количества носителей в области пространственного заряда.

Пробой происходит при определенном для данного материала критическом поле  $E_{кр}$ . Величину напряжения пробоя  $U_{пр}$  можно записать следующим образом:

$$U_{пр} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 E_{кр}^2}{2qN_B}. \quad (1.17)$$

Через коэффициент лавинного умножения  $M$  обозначают отношение концентраций электронов (или дырок), выходящих из области пространственного заряда ( $n_j$ ), и электронов, входящих в эту область ( $n_0$ ).

Расчет этого параметра представляет собой достаточно сложную задачу, поэтому для описания коэффициента умножения часто используют эмпирическую аппроксимацию вида

$$M = \left[ 1 - \left( \frac{U}{U_{пр}} \right)^n \right]^{-1}, \quad (1.18)$$

где  $U$  – обратное напряжение;

$U_{пр}$  – пробивное напряжение;  
 $n = 4...6$ .

Для инженерных расчетов можно воспользоваться эмпирическими выражениями для величин пробивного напряжения для резкого  $p$ - $n$ -перехода:

$$U_{пр} = 60 \left( \frac{E_g}{1,1} \right)^{1,5} \left( \frac{N_B}{10^{16}} \right)^{-0,75}. \quad (1.19)$$

При туннельном пробое напряженность поля может стать настолько большой, что развиваемая им сила будет достаточна для высвобождения электрона из ковалентной межатомной связи. С точки зрения зонных диаграмм при таком механизме пробоя электрон совершает переход из валентной зоны в зону проводимости без взаимодействия с какими-либо другими частицами. Этот вид пробоя включает в себя туннелирование электронов через энергетические барьеры, т. к. с увеличением примесной концентрации ширина обедненной области уменьшается. При больших примесных концентрациях в полупроводнике ширина ОПЗ, соответствующая некоторому обратному напряжению, уменьшается, и наклон энергетических зон в обедненной области становится все более крутым. Вследствие волновой природы электрона существует некоторая конечная вероятность того, что электрон из валентной зоны полупроводника  $p$ -типа, приблизившийся к запрещенной зоне, сможет туннелировать через нее и с той же самой энергией появится в зоне проводимости полупроводника  $n$ -типа.

Величину напряжения туннельного пробоя можно записать в виде

$$U_{пр} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 E_{кр}^2}{2q} \left( \frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) - \Phi_k. \quad (1.20)$$

Длительность переходных процессов в  $p$ - $n$ -переходе обусловлена инерционностью явлений в  $p$ - $n$ -переходе при переключении, которая в основном обусловлена:

- накоплением и рассасыванием неосновных носителей в базе;
- перезарядкой барьерной емкости;
- изменением заряда поверхностных состояний.

Степень влияния двух первых эффектов на вид переходных характеристик определяется величиной плотностей токов (уровнем инжекции), протекающих через  $p$ - $n$ -переход. Третий эффект зависит от состояния поверхности, что в основном определяется технологией изготовления диода. Этот эффект трудно учесть при расчетах переходных процессов, и в дальнейших рассуждениях на нем останавливаться не будем. При высоком уровне инжекции основную роль в переходных процессах играет процесс накопления и рассасывания неосновных носителей в базе диода.

### Методические указания

Нужно учитывать, что электронно-дырочный переход является составляющей, а иногда и основной частью активных элементов ИМС: диод (один  $p$ - $n$ -переход), биполярный транзистор (два  $p$ - $n$ -перехода), тиристор (три и более

*p-n*-переходов) и т. д. Поэтому изучению этой темы первого раздела дисциплины необходимо уделить большее внимание.

Анализ работы активных элементов ИМС (диод, биполярный транзистор) нужно начинать с анализа граничной концентрации неосновных носителей и их распределения в базе. Другими словами, необходимо знать выражение для граничной концентрации неосновных носителей в базе и закон ее распределения.

Уравнение плотности тока для дырок в *n*-базе имеет вид

$$J_p = q\mu_p \dot{A}_p - qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (1.21)$$

Считая, что плотность тока очень мала ( $J_p = 0$ ) и учитывая, что  $E = -d\phi/dx$ , где  $\phi$  – электростатический потенциал вдоль образца,  $D = \mu kT/q$ , и интегрируя  $d\phi$  от нуля до  $(\phi_k - U)$ , а  $dp/p$  от  $p_{p0}$  до  $p_{n0}$ , получим:

$$P_n(X) = P_{n_{гр}} = P_{n0} \exp \frac{dU}{kT}. \quad (1.22)$$

Аналогично

$$N_p(X) = P_{p_{гр}} = P_{p0} \exp \frac{dU}{kT} n_{p_{гр}} = n_{p0} \exp \frac{dU}{kT}. \quad (1.23)$$

Напряжение  $U$  на *p-n*-переходе подставляют со своим знаком.

Из дисциплины «Физика твердого тела» известно, что в любом объеме полупроводникового материала при тепловом равновесии ток генерации уравновешен током рекомбинации.

При обратном смещении *p-n*-перехода суммарное электрическое поле в ОПЗ увеличивается и равновесие между процессами генерации и рекомбинации нарушается в пользу генерации носителей заряда. Генерация носителей заряда происходит через ловушки, имеющие энергетические уровни вблизи середины запрещенной зоны. Если тепловое возбуждение приведет к забросу электрона из валентной зоны на уровень ловушки, то дырка, возникшая в валентной зоне, переносится электрическим полем ОПЗ в *p*-область. Электрон, локализованный на ловушке, вернуться в валентную зону не может, т. к. там нет дырок, с которыми он может рекомбинировать. Поэтому возникает вероятность теплового возбуждения электрона в зону проводимости ОПЗ, откуда он переносится в *n*-область.

Нужно уяснить, что появление поля в *n*-базе при ВУИ вызвано тем, что большая избыточная концентрация неосновных носителей  $\Delta p_n$  нарушает квазинейтральность области и для ее обеспечения из вывода базы в базовую область поступает такое же количество основных носителей  $\Delta n_n \approx \Delta p_n$ . Так образуется электрическое поле.

При высоких напряжениях изолирующие слои двуокиси кремния, материалы корпуса или другие материалы могут разрушаться или может резко возрастать ток через *p-n*-переход. Второй случай – пробой *p-n*-перехода, который определяется как резкое увеличение дифференциальной проводимости *p-n*-перехода при достижении обратного напряжения заданной критической величины.

При высоких плотностях тока количество дырок  $\Delta p_n$ , инжектируемых в базу нарушает ее квазинейтральность. Для его соблюдения из вывода в базу поступает такое же количество электронов  $\Delta n = \Delta p_n$ . Следовательно, удельное сопротивление базы  $R_B \sim \frac{1}{\sigma_B} = \frac{1}{q\mu_n(n + \Delta n)}$  уменьшается. Этот эффект, который играет определяющую роль в переходных процессах при ВУИ называют модуляцией сопротивления базы.

Нужно помнить, что  $U_{пр.тун} < U_{пр.лав}$  и  $E_{кр.тун} > E_{кр.лав}$ , т. к. величина  $X_d$  при туннельном пробое намного меньше, чем  $X_d$  при лавинном пробое.

Изменение переходных характеристик, описывающих процессы включения и переключения диода с прямого смещения на обратное, необходимо проводить, задавая идеальный импульс напряжения (режим генератора напряжения) или идеальный импульс тока (режим генератора тока). При подаче на диод импульса прямого напряжения ток через диод устанавливается не сразу. В первый момент величина тока будет определяться в основном количеством примеси в базе, т. е. технологией изготовления диода. Дальнейший рост тока связан с модуляцией сопротивления базы. В первый момент после переключения диода с прямого напряжения на обратное наблюдается большой обратный ток, т. к. для неосновных носителей, накопленных в базе, суммарное электрическое поле в ОПЗ является ускоряющим и величина обратного тока ограничивается только внешним сопротивлением

До тех пор пока концентрация дырок в базе около  $p$ - $n$ -перехода превышает равновесное значение, на ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода сохраняется прямое падение напряжения. Когда оно становится меньше на ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода меняется знак, сопротивление перехода резко возрастает, а ток через диод начинает уменьшаться. Таким образом, весь переходный процесс переключения диода делится на две фазы: начальную, в течение которой  $p_{nтр} > p_{n0}$ ,  $U_j > 0$ , ток диода ограничен внешней цепью и остается постоянным, и заключительную, в течение которой обратный ток падает практически до нуля (точнее, до установившегося значения обратного тока). Первую фазу называют фазой высокой обратной проводимости  $t_n$ , вторую фазой спада обратного тока  $t_c$ .

Сумма времени  $t_n + t_c = \tau_{восст}$  определяет один из основных параметров импульсных диодов – время восстановления обратного сопротивления (обратного тока) диода.

### **Вопросы и задания для самопроверки**

1. Какова природа поверхностного (объемного) заряда  $p$ - $n$ -перехода?
2. Какие вы знаете выражения для определения величины контактной разности потенциалов?
3. Объясните вольт-амперную характеристику диода.
4. Можно ли по распределению неосновных носителей в базе диода судить о величине плотности тока через диод? Почему?

5. Чем отличаются вольт-амперные характеристики диодов с толстой и тонкой базой?
6. Какая составляющая обратного тока является превалирующей в кремниевых диодах?
7. Объясните природу диффузионной емкости диода.
8. Какие явления надо учитывать при работе диода при высоком уровне инжекции?
9. Как изменяется пробивное напряжение диода при лавинном и туннельном пробоях с увеличением температуры?

## Тема 2. КОНТАКТЫ МЕТАЛЛ – ПОЛУПРОВОДНИК

Большинство электронных приборов, из которых состоит ИС, соединяется друг с другом с помощью контактов металл – полупроводник. Эти контакты на практике получили наибольшее распространение прежде всего из-за того, что благодаря различным электрофизическим свойствам металла и полупроводника (диэлектрическая проницаемость, ширина запрещенной зоны, работа выхода) контакт между ними может быть в отличие от *p-n*-перехода как выпрямляющим, так и невыпрямляющим.

О свойствах контакта металл – полупроводник можно судить по величине падения напряжения в области контакта: если приконтактная область (со стороны полупроводника) обеднена свободными носителями заряда, то почти все напряжение падает на контакте и такой контакт является выпрямляющим. На основе этих контактов создаются диоды Шоттки, которые подробно рассмотрим во втором разделе.

Если сопротивление контакта  $R_k$  будет намного меньше сопротивления объема образца вне контакта  $R_0$ , то речь идет об омическом контакте.

### Методические указания

Осуществление омических контактов на практике связано с большими трудностями. Наличие на поверхности полупроводника и металла посторонних дефектов химического и механического свойства приводит к появлению локальных уровней энергии в запрещенной зоне полупроводника. В результате контактная разность потенциалов в большей степени зависит от этих уровней, нежели от разности работ выхода. В силу этого контакты могут иметь инверсные и обедненные области.

Для осуществления омического контакта в настоящее время в ИМС используются структуры  $M-n^+-n$  ( $M-p^+-p$ ), где область  $n^+$  ( $p^+$ ) соответствует вырожденному полупроводнику. Контакт  $n^+-n$  ( $p^+-p$ ) относится к группе гомопереходов и является невыпрямляющим.

В структурах  $M-n^+-n$  трудности, связанные с обработкой поверхности, не возникают, поскольку  $n^+-n$ -переход образуется в объеме полупроводника

с помощью специального технологического процесса. Изготовить хороший невыпрямляющий контакт между вырожденной областью  $n^+$  и металлом гораздо проще, т. к. даже при образовании в месте контакта барьера его толщина оказывается соизмерима с длиной волны де Бройля ( $\leq 10^{-6}$  см). В результате туннельный ток, сквозь  $M-n^+$ -барьер оказывается настолько значительным, что обеспечивает необходимую проводимость при любой полярности внешнего смещения на контакте.

### **Вопросы и задания для самопроверки**

1. Почему контакты  $n^+-n$  и  $p^+-p$  являются невыпрямляющими?
2. Почему для создания омического контакта необходимо сильно легировать поверхность полупроводника, граничащую с металлом?
3. Назовите параметры омического контакта и дайте их определения.

### **Тема 3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

Биполярный транзистор (БПТ) – полупроводниковый прибор, предназначенный для усиления и генерации электромагнитных колебаний. Он включает в себя два  $p-n$ -перехода (эмиттерный и коллекторный) и три полупроводниковых области (эмиттер, база и коллектор).

Биполярные транзисторы делятся на бездрейфовые, перенос инжектированных в базу носителей у которых осуществляется только за счет диффузии, и дрейфовые, у которых перенос носителей через базу осуществляется как за счет диффузии, так и за счет дрейфа.

БПТ может работать в четырех режимах:

- 1) режим отсечки (эмиттерный и коллекторный переходы смещены в обратном направлении);
- 2) режим насыщения (эмиттерный и коллекторный переходы смещены в прямом направлении);
- 3) активный нормальный режим (эмиттерный переход включен в прямом, а коллекторный – в обратном направлениях);
- 4) активный инверсный режим (эмиттерный переход включен в обратном, а коллекторный – в прямом направлениях).

В зависимости от названия электрода, который подключается к общему электроду внешней электрической цепи и по отношению к которому отсчитывается потенциал, различают три схемы включения транзистора: схема с общей базой ОБ (схема с эмиттерным входом), схема с общим эмиттером ОЭ (схема с базовым входом), схема с общим коллектором ОК (эмиттерный повторитель).

Коэффициент передачи тока базы (коэффициент усиления по току) БТ, работающего в активном нормальном режиме имеет вид

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}. \quad (1.24)$$

Эффект Эрли – модуляция ширины квазинейтральной базы напряжением на обратносмещенном коллекторном переходе.

Действие эффекта Эрли проявляется в работе БПТ в виде двух основных следствий:

- 1) коллекторный диод необходимо шунтировать сопротивлением;
- 2) существует внутренняя отрицательная обратная связь, которая проявляется в зависимости входного напряжения от выходного.

Работа БПТ в статическом режиме наиболее часто описывается двумя ВАХ: входной и выходной.

Входная ВАХ БПТ в схеме с ОЭ  $I_B = f(U_{БЭ})$ ,  $U_{КЭ} = \text{const}$  представлена на рис. 1.1, а. Действие отрицательной обратной связи, вызванное эффектом Эрли, проявляется в смещении характеристик  $I_B(U_{БЭ})$  (см. рис. 1.1, а) в сторону больших значений  $U_{БЭ}$  при увеличении обратного смещения на коллекторном переходе  $U_{КЭ}$ .

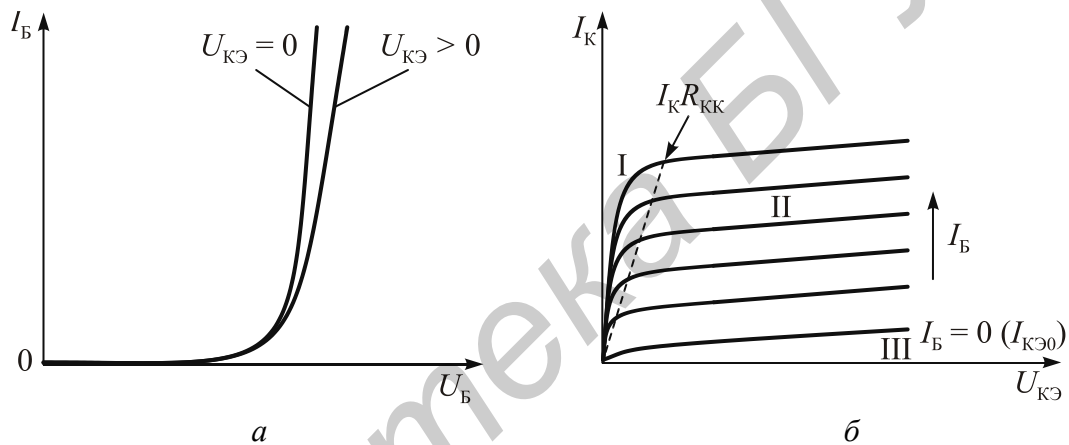


Рис. 1.1. Статические ВАХ БПТ в схеме о ОЭ:  
а – входная; б – выходная

Анализируя выходную характеристику (рис. 1.1, б) можно заметить, что:

- все области работы (насыщения, отсечки, активной области) лежат в одном квадрате;

- наклон токовых характеристик к оси напряжения обусловлен наличием эффекта Эрли.

Частотные характеристики БПТ связаны с физической структурой транзистора и определяются через время задержки неравновесного заряда, переносимого от эмиттера к коллектору  $t_{ЭК}$ .

Время задержки в каждой из пяти областей транзистора (квазинейтральных областей эмиттера, базы и коллектора и двух областей обедненных слоев) эмиттера и коллектора складывается в результирующее время установления коллекторного тока.

Граничная частота (частота отсечки) БПТ  $f_T$  – частота, на которой модуль коэффициента усиления по току в режиме короткого замыкания по выходу схемы с ОЭ равна единице, – определяется как



$$f_T = \frac{1}{2\pi t_{\text{ЭК}}}, \quad (1.25)$$

где  $t_{\text{ЭК}}$  – суммарное время задержки сигнала, характеризующее последовательные фазы движения носителей от эмиттера к коллектору.

В свою очередь  $t_{\text{ЭК}}$  определяется по формуле

$$t_{\text{ЭК}} = \tau_{\text{Э}} + t_{\text{пр}} + \tau_{\text{К}} + t_{\text{JK}}, \quad (1.26)$$

где  $\tau_{\text{Э}}$  – время перезаряда барьерной емкости эмиттера;

$t_{\text{пр}}$  – время пролета неосновных носителей через базу;

$\tau_{\text{К}}$  – время перезаряда барьерной емкости коллектора;

$t_{\text{К}}$  – время пролета носителей через коллекторный  $p$ - $n$ -переход.

Максимальной частотой  $f_{\text{max}}$  называют частоту, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице. Таким образом, при частоте  $f \geq f_{\text{max}}$  транзистор становится пассивным элементом:

$$f_{\text{max}} = \left[ \frac{\alpha_0 f_T}{8\pi r_{\text{Б}} C_{\text{JK}}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1.27)$$

Пробой биполярного транзистора, можно охарактеризовать тремя физическими механизмами:

- 1) смыкание коллекторного и эмиттерного  $p$ - $n$ -переходов;
- 2) лавинный пробой коллекторного  $p$ - $n$ -перехода;
- 3) вторичный пробой.

Первый вид пробоя – смыкание коллекторного и эмиттерного  $p$ - $n$ -переходов обусловлен действием эффекта Эрли, т. е. расширением ОПЗ коллекторного  $p$ - $n$ -перехода при увеличении коллекторного напряжения.

Величина напряжения лавинного пробоя коллекторного  $p$ - $n$ -перехода определяется величиной сопротивления база – эмиттер и характеризуется двумя напряжениями пробоя:  $U_{\text{КБО}}$  (напряжением коллектор – база при отключенном эмиттере) – самая большая величина напряжения пробоя, и  $U_{\text{КЭ0}}$  (напряжение коллектор – эмиттер при отключенной базе) – самая малая величина напряжения пробоя.

### Методические указания

Функции эмиттера и коллектора определены самими названиями этих областей: эмиттировать (инжектировать) носители заряда и собирать их.

Среднюю область транзистора называли «базой» исторически, т. к. первый транзистор был создан сплавлением в «базу» (германий  $p$ -типа) двух полупроводниковых навесок  $n$ -типа электропроводности. В зависимости от электропроводности областей транзисторы подразделяются на два типа:  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$ . Отличие их обозначения в принципиальных электрических схемах – направление стрелки эмиттера, которая совпадает с направлением тока эмиттера (коллектора).

В дальнейшем в этом разделе будем рассматривать  $n-p-n$ -транзисторы, как основной тип транзистора ИМС.

Нужно помнить, что биполярный транзистор может работать как в активном нормальном режиме (эмиттер инжектирует, коллектор собирает), так и в активном инверсном (коллектор инжектирует, эмиттер собирает).

Коэффициент передачи постоянного тока БПТ, включенного по схеме с ОБ (коэффициент передачи тока эмиттера), который работает в активном нормальном режиме, обозначается через  $\alpha_N$ :

$$\alpha_N = \frac{I_K}{I_{\text{Э}}} = \gamma \alpha_T, \quad (1.28)$$

где  $\gamma$  – коэффициент инжекции (эффективность) эмиттера;

$\alpha_T$  – коэффициент переноса носителей через базу.

Коэффициент инжекции эмиттера бездрейфового транзистора выражается формулой

$$\gamma = \frac{I_{n\text{Э}}}{I_{n\text{Э}} + I_{p\text{Э}}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{p\text{Э}}}{I_{n\text{Э}}}} = \left( 1 + \frac{W_{\text{Б}} N_{a\text{Б}} W_{p\text{Э}}}{W_{\text{Э}} N_{d\text{Э}} D_{n\text{Б}}} \right)^{-1}, \quad (1.29)$$

а дрейфового транзистора

$$\gamma = \left( 1 + \frac{GN_{\text{Б}} \overline{D_{p\text{Э}}}}{GN_{\text{Э}} \overline{D_{n\text{Э}}}} \right)^{-1}, \quad (1.30)$$

где  $\overline{D_{p\text{Э}}}$  и  $\overline{D_{n\text{Э}}}$  – усредненные значения коэффициентов диффузии в эмиттерной и базовой областях, соответственно;

$GN_{\text{Б}}$ ,  $GN_{\text{Э}}$  – числа Гуммеля для базы (эмиттера): количество примесных атомов на  $1 \text{ см}^2$  площади квазинейтральной области базы (эмиттера).

Чаще всего для расчета коэффициента переноса носителей через базу в дрейфовых транзисторах удваивают коэффициент диффузии:

$$\alpha_T = 1 - \frac{W_{\text{Б}}^2}{4D_n \tau_n}. \quad (1.31)$$

В реальном транзисторе  $\alpha_N$ , а следовательно, и  $\beta_N$  нелинейно зависят от тока эмиттера (коллектора): до определенной величины тока  $\alpha_N$  ( $\beta_N$ ) увеличивается, а затем уменьшается.

Это объясняется:

- рекомбинацией в  $p-n$ -переходе эмиттера;
- эффектами высокого уровня инжекции;
- эффектом Кирка;
- эффектом оттеснения тока эмиттера на край эмиттера.

С ростом  $I_{\text{Э}}$ , первопричиной которого является снижение высоты потенциального барьера эмиттерного перехода, уменьшается ток рекомбинации в ОПЗ эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода, а, следовательно, уменьшается  $I_{\text{Б}}$ , увеличиваются  $\alpha_N$  и  $\beta_N$ . С увеличением  $I_{\text{Э}}$  начинает выполняться условие высокого уровня инжекции: появляется электрическое поле в базе, что приводит к удвоению коэффициента диффузии, и, следовательно, к увеличению коэффициента переноса носителей через базу и соответственно, к росту коэффициентов  $\alpha_N$  и  $\beta_N$ . Но при высоком уровне инжекции наряду с удвоением коэффициента диффузии увеличивается проводимость базы, что ведет к уменьшению  $\alpha_N$  и  $\beta_N$ . Уменьшение  $\alpha_N$  ( $\beta_N$ ) связано с расширением квазинейтральной области базы  $W_{\text{Б}}$  при высоком уровне инжекции (эффект Кирка).

Эффект Кирка (увеличение ширины базы) приводит к некоторым нежелательным эффектам: уменьшению коэффициента усиления по току, уменьшению граничной частоты работы транзистора и т. д.

Уменьшение коэффициентов передачи тока связано также с эффектом отеснения тока эмиттера на край эмиттера.

Участок эквивалентной схемы транзистора, включающий выводы эмиттера и базы можно представить суммой последовательных сопротивлений базы  $R_{\text{Б}}$  и эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода  $R_{\text{Э}}$ . Напряжение эмиттер – база равно сумме падений напряжений на отдельных участках рассматриваемой цепи. Таким образом  $U_{\text{БЭ}} = I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{Б}} + U_{\text{Э}}$  очевидно, что сопротивление короткого участка базы  $R_{\text{Б1}}$  (вывод базы – край эмиттера) меньше, чем сопротивление длинного участка базы  $R_{\text{Б2}}$  (вывод базы – центр эмиттера). Следовательно, на краях эмиттера величина падения напряжения на базе  $U_{\text{РБ}}$  меньше, а на  $p$ - $n$ -переходе эмиттера  $U_{\text{Э}}$  больше чем в центре. Следовательно, согласно известному выражению  $I_{\text{Э}} = I_{\text{ЭS}} \left( \exp \frac{qU_{\text{Э}}}{kT} - 1 \right)$  ток эмиттера (коллектора) на краях эмиттера будет больше чем в центре эмиттера.

Согласно формальной эквивалентной схеме (система  $h$ -параметров) входные и выходные токи и напряжения биполярного транзистора  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $U_1$  и  $U_2$  наиболее удобно связать с помощью следующих выражений:

$$U_1 = f(I_1, U_2); \quad I_2 = f(I_1, U_2), \quad (1.32)$$

где  $I_1$ ,  $U_1$  – входные ток и напряжение;

$I_2$ ,  $U_2$  – выходные ток и напряжение.

Из выражения получаем статические характеристики:

–  $U_1 = f(I_1) \big|_{U_2 = \text{const}}$  – входная ВАХ;

–  $I_2 = f(U_2) \big|_{I_1 = \text{const}}$  – выходная ВАХ;

–  $U_1 = f(U_2) \big|_{I_1 = \text{const}}$  – характеристика обратной связи;

–  $I_2 = f(U_1) \big|_{U_2 = \text{const}}$  – характеристика передачи тока.

Нужно помнить, что СВЧ транзисторы должны иметь малую ширину базы, поэтому в СВЧ транзисторах при определенном напряжении на коллекторе может наступить момент когда ОПЗ коллекторного перехода сомкнется с ОПЗ эмиттерного перехода, тогда если  $\alpha_N = \frac{I_K}{I_{\text{Э}}}$ , ток базы  $I_B = 0$  и  $I_K = I_{\text{Э}}$ , то  $\alpha_N = 1$ ,

а в схеме ОЭ  $\beta_N = \frac{I_K}{I_{\text{Э}}} \rightarrow \infty$ .

Величины напряжений лавинного пробоя транзисторов  $U_{\text{КЭ0}}$  и  $U_{\text{КБ0}}$  отличаются во много раз, что обусловлено механизмом стока дырок (случай  $n-p-n$ -транзистора), попадающих в область базы при лавинном умножении носителей в коллекторном  $p-n$ -переходе. Если база заземлена, а эмиттер отключен, то лавинный процесс в коллекторном переходе полностью определяется процессами, происходящими в отдельно взятом  $p-n$ -переходе, а величина напряжения пробоя  $U_{\text{КБ0}}$  определяется как напряжение лавинного диода.

Если эмиттер заземлен, а база отключена, то дырки, попадающие в область базы из-за лавинного умножения в коллекторном  $p-n$ -переходе, не могут уйти в общий вывод, а накапливаются в базе. Это приводит к понижению высоты потенциального барьера эмиттерного перехода и дополнительной инжекции электронов в базу, что, в свою очередь вызывает дополнительные акты ударной ионизации в коллекторном  $p-n$ -переходе, т. е. добавляют дырок в базу, которые понижают барьер, и т. д. Возникает положительная обратная связь, приводящая к пробую.

Поэтому напряжение лавинного пробоя коллекторного перехода при таком включении транзистора  $U_{\text{КЭ0}}$  на много меньше чем  $U_{\text{КБ0}}$ :

$$U_{\text{КЭ0}} = U_{\text{КБ0}} \sqrt[n]{1 - \alpha_N}, \quad (1.33)$$

где  $n = 4$ .

Если после развития лавинного пробоя в коллекторном переходе не ограничивать ток пробоя, то это приведет к тепловой нестабильности, которая известна как вторичный пробой. ВАХ вторичного пробоя, как и любого теплового пробоя, имеет участок отрицательного дифференциального сопротивления.

### ***Вопросы и задания для самопроверки***

1. Объясните принципы усиления по напряжению и току в биполярных транзисторах.
2. Чем вызвано наличие в базе транзистора электрического поля?
3. Почему напряжение лавинного пробоя в схеме ОЭ намного больше, чем в схеме ОБ, особенно если в схеме ОЭ отключена база?
4. Изобразите семейство входных и выходных характеристик транзисторов, включенных по схеме с общей базой и с общим эмиттером, и укажите на их особенности.
5. В чем состоит эффект Эрли?

6. Назовите основные статистические параметры транзистора, работающего в активном режиме, режимах насыщения и отсечки.

7. Почему схему включения с общим коллектором называют «эмиттерный повторитель»?

8. Почему конструкторы «борются» с эффектом оттеснения тока эмиттера на край эмиттера?

9. Как и почему коэффициент передачи тока эмиттера зависит от величины постоянного тока эмиттера?

10. Дайте определение граничной частоты усиления по току (частоты отсечки). Какие еще существуют характеристические частоты транзистора?

#### Тема 4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевые транзисторы (ПТ) включают в себя проводящий канал и четыре области с омическими контактами для подключения к внешней цепи электродов: исток, сток, затвор и подложка. Со стороны истока основные для областей истока, канала и стока свободные носители входят в канал, а со стороны стока – выходят из канала в нагрузку.

В зависимости от электропроводности истока, канала и стока транзисторы могут быть *n*- и *p*-канальными.

Затвор располагается между истоком и стоком, и с его помощью осуществляется модуляция проводимости канала. Ток в цепи, образованной проводящим каналом, нагрузкой  $R_n$  и источником питания, изменяется в соответствии с управляющим напряжением на затворе.

В зависимости от конструкции затвора полевые транзисторы можно разбить на две группы: канальные транзисторы (КТ), проводимость канала которых модулируется изменением его сечения путем расширения (сужения) ширины обедненного слоя *p-n*-перехода или контакта металл – полупроводник, и соответственно, сужения (расширения) ширины канала; МДП (МОП) транзисторы, у которых затвор представляет собой металлический электрод или сильнолегированный поликремний, изолированный от проводящего канала, который соединяет исток и сток, тонкой пленкой диэлектрика.

В обеих группах ПТ могут быть *p*- и *n*-канальные транзисторы в зависимости от типа электропроводности проводящего канала. Причем в транзисторах первой группы тип канала совпадает с типом электропроводности подложки, а во второй – противоположен ему.

МДП-структура считается идеальной, если:

– при любых смещениях по постоянному току через диэлектрик не протекает тока;

– полупроводниковая подложка легирована равномерно;

– не существует захваченных зарядов на границе раздела диэлектрик – полупроводник;

– разность работ выхода металла и полупроводника  $\phi_{мп}$  равна нулю.

Разность работ выхода (в единицах потенциала) для идеальной структуры металл – полупроводник следующая:

– для  $n$ -полупроводника:

$$\varphi_{\text{МП}} = \varphi_{\text{М}} - \left( \chi + \frac{\varphi_g}{2} - \varphi_{F_n} \right) = \varphi_{\text{мсп}} + \varphi_{F_n} = 0; \quad (1.34)$$

– для  $p$ -полупроводника:

$$\varphi_{\text{МП}} = \varphi_{\text{М}} - \left( \chi + \frac{\varphi_g}{2} - \varphi_{F_p} \right) = \varphi_{\text{мсп}} + \varphi_{F_p} = 0, \quad (1.35)$$

где  $\varphi_{\text{мсп}}$  – разность работ выхода металл – собственный полупроводник;

$$\varphi_F = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_n}{n_i};$$

$N_n$  – концентрация примеси в полупроводнике.

Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал инверсной электропроводности, концентрация свободных носителей в котором такая же, как в объеме, называется пороговым  $U_{\text{пор}}$ .

Так как пороговое напряжение – важнейший параметр МОПТ, то следует в этой части дисциплины записать выражение, позволяющее определить величину  $U_{\text{пор}}$ , исходя из соотношения Гауса  $Q = CU$  для  $n$ -канального транзистора:

$$U_{\text{пор}} = \varphi_{\text{МП}} - \frac{Q_{\text{пс}}}{C_0} + \frac{Q_{\text{ос}}}{C_0} + 2\varphi_F, \text{ где } \varphi_{\text{МП}} \text{ разность работ выхода металл затвора –}$$

полупроводник;  $Q_{\text{пс}}$  – удельный заряд поверхностных состояний на границе

Si–SiO<sub>2</sub>;  $Q_{\text{ос}}$  – удельный заряд обедненного слоя;  $\varphi_F = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_n}{n_i}$ ;  $C_0$  – удельная

емкость затвора.

С величиной порогового напряжения связаны скорость переключения и подпороговый ток утечки. Величина  $U_{\text{пор}}$  зависит от материала затвора, плотности заряда на границе раздела Si–SiO<sub>2</sub>, толщины подзатворного окисного слоя и концентрации примеси в полупроводнике. Изменяя эти параметры, можно управлять режимом работы МОПТ.

Выходная статической ВАХ МОПТ (рис. 1.2) имеет два участка: крутой I и пологий II. При напряжении на затворе больше порогового и напряжении на стоке  $U_{\text{си}} < U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ , проводящий канал соединяет исток со стоком, и прибор, который ведет себя как полупроводниковый резистор, управляемый напряжением, имеет линейный (крутой) участок на выходной статической ВАХ. Так как величина напряжения на стоке мала, то на этом участке толщина инверсного проводящего канала на поверхности практически одинакова на всем расстоянии от истока к стоку.

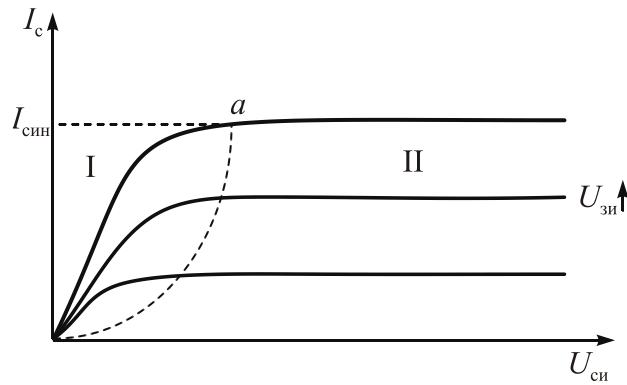


Рис. 1.2. Выходная статическая ВАХ МОПТ

При величине напряжения на стоке  $U_{си} = U_{зи} - U_{пор}$  (т. е. тогда, когда разность потенциалов между затвором и стоком станет равной пороговому напряжению), проводящий инверсный канал около стока отсекается. Эта величина напряжения на стоке называется напряжением насыщения, а ток стока –  $I_{сн}$ . При дальнейшем увеличении  $U_{си}$  точка отсечки «а» сдвигается к истоку.

Аналитическое выражение ВАХ крутого участка имеет следующий вид:

$$I_c = k \left[ (U_{зи} - U_{пор}) U_{си} - \frac{1}{2} U_{си}^2 \right], \quad (1.36)$$

где  $k$  – удельная крутизна прибора, которая связывает его геометрические и электрофизические характеристики и измеряется в  $A/B^2$  ( $k = Z\mu_{эф}C_0/L$ , где  $\mu_{эф}$  – эффективная подвижность носителя в канале;  $C_0$  – удельная емкость затвора;  $Z$  – ширина;  $L$  – длина канала).

Аналитическое выражение ВАХ пологого участка имеет следующий вид:

$$I_{снас} = \frac{k}{2} (U_{зи} - U_{пор})^2 = \frac{k}{2} U_{си}^2. \quad (1.37)$$

Усиление в режиме малого переменного сигнала характеризуется  $I_c$  в крутизне  $S$  (или проходной проводимостью  $g_m$ ):

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} U_{си} = \text{const}. \quad (1.38)$$

В линейной области для длинноканальных МОПТ  $S$  выражается формулой

$$S = \frac{W}{L} \mu_{эф} C_0 U_{си}, \quad (1.39)$$

а в области насыщения

$$S = \frac{W}{L} \mu_{эф} C_0 (U_{зи} - U_{пор}). \quad (1.40)$$

## Методические указания

В группе канальных ПТ наряду с наиболее распространенным нормально открытым транзистором, т. е. прибором, в котором проводящий канал существует при нулевом напряжении на затворе, в маломощных ВЧ-схемах нашли применение нормально закрытые ПТ, в которых канал перекрыт при  $U_3 = 0$  обедненным слоем  $p$ - $n$ -перехода (или контакта металл – полупроводник). Они работают при положительных смещениях затвора, перекрывают его и проводимость канала изменяется при уменьшении ширины обедненного слоя.

В МОПТ широко используются две их разновидности: МОПТ, работающие в режиме обогащения, и МОПТ, работающие в режиме обеднения. В случае если проводящий канал при нулевом напряжении на затворе отсутствует, то транзистор открывается (начинает проводить) при напряжении на затворе, равном пороговому. Второй вид МОПТ проводит при  $U_3 = 0$  и перестает проводить, когда напряжение на затворе станет равным пороговому напряжению отсечки, при котором перекрывается канал, технологически встроенный между истоком и стоком в процессе изготовления.

Полевые транзисторы имеют большое входное сопротивление (на входе обедненная область или диэлектрик), поэтому в отличие от БПТ управляются напряжением. В биполярных транзисторах токоперенос обусловлен двумя видами носителей: основными и неосновными, а у ПТ – только основными. Поэтому ПТ иногда называют униполярными приборами. Униполярностью ПТ объясняется малый уровень шумов канальных транзисторов, у которых проводящий канал находится в объеме полупроводника. И, наконец, в отличие от БПТ, полевой транзистор – обратимый прибор.

Для регулировки величин порогового напряжения нужно подбирать соответствующий материал затвора, использовать технологические приемы, позволяющие понизить положительный заряд в окисле (применение ФСС, низкотемпературный отжиг и т. д.), а также приемы, позволяющие получить бездефектный тонкий окисел  $\text{SiO}_2$ .

Важную роль для подгонки порогового напряжения в производстве МОП ИМС играет ионное легирование примесными атомами. Атомы примеси внедряются в область канала через затворный окисел (или с большой дозой в периферийные области кристалла ИМС), изменяя величину порогового напряжения. Для типовых значений параметров ( $Q_{\text{пс}}$  и  $N_a$ )  $n$ -канальных МОП ИС величина порогового напряжения близка к нулю, что снижает надежность работы приборов. При ионном легировании пороговое напряжение  $n$ -канального транзистора повышается в основном за счет присутствия в выражении для  $U_{\text{пор}}$  величины  $qN'/C_0$ , где  $N'$  – удельная плотность атомов, проникающих в кремний. Эта величина входит в выражение для  $U_{\text{пор}}$  как прямая добавка к члену, отражающему влияние заряда в окисле. С учетом ее выражение для напряжения плоских зон можно записать следующим образом:

$$U_{\text{пз}} = \varphi_{\text{мп}} - \frac{Q_{\text{ss}}}{C_0} + \frac{qN'}{C_0}. \quad (1.41)$$



Необходимо понять, что перенос носителей заряда из точки отсечки канала в область стока происходит также, как в обедненной области коллекторного  $p-n$ -перехода биполярного транзистора. В области насыщения величина тока стока  $I_c$  изменяется благодаря тому, что в точке отсечки канала величина напряжения постоянна и равна  $U_{зи} - U_{пор}$ . А так как длина канала с увеличением  $U_{си}$  уменьшается на малую величину  $\Delta l$ , то величина тока стока будет увеличиваться и выражаться формулой

$$I_c = I_{cн} L / (L - l). \quad (1.42)$$

По этой же причине в области насыщения выходные характеристики будут иметь некоторый наклон к оси напряжения, определяя тем самым конечную величину дифференциального выходного сопротивления прибора.

### **Вопросы для самопроверки**

1. В чем принципиальные отличия полевого транзистора от биполярного?
2. В чем заключаются принципы усиления в полевом канальном и МОПТ?
3. Какой МОПТ называется «идеальным»?
4. Почему параметр усиления МОПТ (крутизна) имеет размерность А/В?
5. Какие статистические ВАХ МОПТ Вы знаете?
6. От каких параметров зависит величина порогового напряжения МОПТ?
7. Когда в МОПТ наблюдается «условие плоских зон»?
8. Чем определяется величина частоты отсечки МОПТ?

### **КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ**

Каждый студент выполняет вариант контрольного задания, номер которого соответствует порядковому номеру фамилии студента в зачетной ведомости.

Номера вопросов и задач, составляющих контрольное задание для каждого варианта, указаны в таблице.

Номер варианта	Номера вопросов и задач	Номер варианта	Номера вопросов и задач	Номер варианта	Номера вопросов и задач
1	1, 24	10	10, 33	18	18, 41
2	2, 25	11	11, 34	19	19, 42
3	3, 26	12	12, 35	20	20, 43
4	4, 27	13	13, 36	21	21, 44
5	5, 28	14	14, 37	22	22, 45
6	6, 29	15	15, 38	23	23, 46
7	7, 30	16	16, 39	24	47, 51
8	8, 31	17	17, 40	25	48, 52
9	9, 32				

**Перечень вопросов и задач для выполнения  
контрольного задания**

1. Чем обусловлены диффузионная и барьерная емкости  $p$ - $n$ -перехода?
2. В чем трудность получения идеального омического контакта?
3. Почему лавинный пробой возникает при больших напряжениях, чем туннельный, в то время как критическая напряженность электрического поля лавинного пробоя меньше? Как изменяются величины  $U_{пр}$  обоих типов пробоя от температуры? Почему?
4. Начертите и объясните зависимости обратного тока  $p$ - $n$ -перехода (диода) от обратного напряжения для следующих условий: а) германиевый  $p$ - $n$ -переход, толстая база; б) германиевый  $p$ - $n$ -переход, тонкая база; в) кремниевый  $p$ - $n$ -переход, толстая база; г) кремниевый  $p$ - $n$ -переход, тонкая база.
5. Как изменяются частотные свойства  $p$ - $n$ -перехода с увеличением температуры при работе с высоким и малым уровнями инжекции? Почему?
6. Объясните, почему даже при равенстве площадей эмиттера и коллектора биполярный транзистор нельзя считать полностью обратимым прибором.
7. Каково соотношение между величинами обратных токов биполярного транзистора  $I_{КЭО}$ ,  $I_{КЭО}$ ,  $I_{КБК}$ ? Почему?
8. Определите  $h$ -параметры по статистическим характеристикам биполярных транзисторов.
9. Напишите выражения для коэффициентов передачи тока эмиттера и коллектора одномерной теоретической модели транзистора. Что такое эффективность коллектора и каковы пути ее увеличения?
10. Опишите основные статистические параметры биполярного транзистора для трех областей его работы.
11. Объясните характер зависимости  $h_{21}$  от температуры. В какой схеме включения транзистора с общей базой или с общим эмиттером этот параметр в большей степени зависит от температуры и почему?
12. Предположим, что площади эмиттера и коллектора равны. Какая из барьерных емкостей этих переходов больше и почему? Какая из этих емкостей сильнее влияет на работу транзистора и почему?
13. Объясните, что такое предельная и граничная частоты усиления по току и максимальная частота генерации. Каково соотношение между их величинами? Каковы пути их повышения?
14. Определите коэффициент инжекции, коэффициент переноса носителей через базу и коэффициент передачи тока для нормального и инверсного включения транзистора.
15. Объясните график зависимости коэффициента передачи тока базы от тока эмиттера.
16. Опишите преимущества и недостатки дрейфового транзистора (по сравнению с бездрейфовым).
17. Используя энергетические диаграммы МДП-структур, объясните принцип работы  $p$ -канального МДП-транзистора с индуцированным каналом.

18. Опишите эффект Эрли и два его следствия.
19. В чем причина вытеснения тока эмиттера на край эмиттера? Как «бьются» с этим эффектом?
20. Почему время включения транзистора в схеме ОЭ в  $(\beta_N + 1)$  больше, чем в схеме ОБ?
21. Что произойдет с величиной частоты отсечки (граничной частотой) биполярного транзистора при значительном увеличении плотности эмиттерного тока?
22. Опишите особенности работы полевых транзисторов (по сравнению с биполярными): управление, частотные свойства, технологичность, экономичность.
23. Из вольт-амперной характеристики, измеренной на внешних выводах реального диода с  $p$ - $n$ -переходами, следует, что при прямом токе 104 мА наклон характеристики равен 10,25 Ом, а при токе 10 мА напряжение (на выводах) равно 0,8 В. Рассчитайте: 1) сопротивление объема диода; 2) обратный ток насыщения.
24. Определите ток насыщения эмиттерного перехода в транзисторе, если коэффициент передачи тока  $\alpha_N = 0,988$ , сопротивление базы  $r_B = 1,1$  кОм, а ток коллектора  $I_K = 1$  мА при напряжении  $U_{ЭБ} = 0,8$  В.
25. Кремниевый  $p$ -канальный МОП-транзистор с алюминиевым затвором имеет следующие параметры: длина канала  $L = 1,5$  мкм, ширина канала  $Z = 100$  мкм, толщина подзатворного окисла  $\text{SiO}_2$   $d = 10$  нм, концентрация примеси в подложке  $N_d = 10^{16}$  см $^{-3}$ , подвижность дырок в канале  $\mu_p = 200$  см $^2$ /(В · с), плотность поверхностных состояний  $N_{ss} = 5 \cdot 10^{11}$  см $^{-2}$ , температура  $T = 300$  К. Исток соединен с подложкой и заземлен. Определите: 1) пороговое напряжение идеального МОП-транзистора; 2) крутизну  $S$  в пологой области ВАХ при  $U_{зи} = 2U_{пор}$ .
26. Как изменится величина частоты отсечки (граничной частоты) биполярного транзистора при переходе его работы в микрорежим?
27. Опишите составляющие базового тока биполярного транзистора, дайте их определение и укажите на возможные пути уменьшения величины базового тока.
28. Как изменится величина порогового напряжения короткоканального МОП-транзистора по отношению к длинноканальному из-за близости ОПЗ стока и истока?
29. Назовите виды пробоя МОП-транзисторов. В чем заключаются особенности пробоя короткоканального МОП-транзистора?
30. Приведите способы ввода заряда в ПЗС.
31. Приведите способы детектирования заряда в ПЗС.
32. Кремниевый диод с резким  $p$ - $n$ -переходом. Концентрация примесей в эмиттере  $N_a = 10^{19}$  см $^{-3}$ , в базе –  $N_d = 10^{16}$  см $^{-3}$ . Толщина базы – 10 мкм, толщина эмиттера – 5 мкм. Время жизни носителей в базе  $\tau_p = 10^{-5}$  с, в эмиттере –  $\tau_n = 10^{-8}$  с. Температура  $T = 300$  К. Площадь  $p$ - $n$ -перехода  $S = 10^{-4}$  см $^2$ . Определите: 1) ток насыщения; 2) барьерную емкость.

33. Полупроводниковый диод изготовлен из германия сплавлением. Эмиттер  $p$ -типа легирован бором до концентрации  $N_a = 10^{19} \text{ см}^{-3}$ . База  $n$ -типа легирована фосфором до концентрации  $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ . Диффузионные длины неосновных носителей заряда в базе  $L_p = 2,12 \cdot 10^{-2} \text{ см}$ , в эмиттере  $L_n = 4,74 \cdot 10^{-4} \text{ см}$ . Температура  $T = 300 \text{ К}$ . Определите зависимость токов рекомбинации и генерации в области  $p$ - $n$ -перехода от напряжения  $I_R = f(U)$ ,  $I_G = f(U)$ .

34. При напряжении на выводах кремниевого диода  $U = 0,8 \text{ В}$ , прямой ток  $I = 10 \text{ мА}$ , температура  $T = 300 \text{ К}$ , сопротивление базы  $R_B = 2,5 \text{ Ом}$ . Определите величину тока насыщения.

35. Диод с  $p$ - $n$ -переходом изготовлен из материала, для которого  $\sigma_p/\tau_n = 2$ , а отношение толщин  $p$ - и  $n$ -областей равно  $W_n/W_p = 10$ . Найдите отношение электронного тока к дырочному, когда диод смещен в прямом направлении на  $0,5 \text{ В}$  (пренебрегите эффектами сильной инжекции, сопротивлением объема и утечки).

36. Кремниевый  $n$ -канальный транзистор с поликремниевым затвором  $p$ -типа имеет следующие параметры: толщина подзатворного диэлектрика  $d = 100 \text{ нм}$ , длина канала  $L = 1,5 \text{ мкм}$ , концентрация примеси в подложке  $N_a = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{ss} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ , эффективная подвижность в канале в 2,5 раза меньше, чем в объеме, температура  $T = 300 \text{ К}$ . Определите частоту отсечки  $f_T$  для  $U_{зи} = 2U_{пор}$ .

37. Кремниевый  $p^+$ - $n$ -диод. Считая  $p$ - $n$ -переход резким и базу тонкой, определите отношение плотностей тока при высоком и малом уровнях инжекции для следующих условий: ширина базы –  $5 \text{ мкм}$ , удельное сопротивление базы  $r_B = 0,3 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ , температура  $T = 300 \text{ К}$ , диод полностью открыт, падение напряжения на базе равно нулю.

38. Кремниевый  $p$ -канальный МОП-транзистор с поликремневым затвором  $p$ -типа имеет следующие параметры: толщина подзатворного окисла  $d = 70 \text{ нм}$ , ширина канала  $Z = 40 \text{ нм}$ , длина канала  $L = 4 \text{ мкм}$ , плотность поверхностных состояний  $N_{ss} = 2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}$ , концентрация примесей в подложке  $N_a = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , эффективная подвижность в канале в 2,5 раза меньше, чем в объеме, температура  $T = 300 \text{ К}$ . Определите частоту отсечки  $f_T$  для  $U_{зи} = 2U_{пор}$ .

39. Кремниевый диод имеет следующие параметры: величина обратного тока  $I_{обр} = 5 \cdot 10^{-12} \text{ А}$ , величина тока генерации в  $p$ - $n$ -переходе  $I_G = 4,98 \cdot 10^{-12} \text{ А}$ , температура  $T = 300 \text{ К}$ . Считая, что диод полностью открыт, определите величину прямого тока. Падением напряжения в объеме базы пренебечь.

40. Кремниевый  $n$ -канальный МОП-транзистор с алюминиевым затвором имеет следующие параметры: концентрация примесей в подложке  $N_a = 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , плотность поверхностных состояний  $N_{ss} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ , толщина подзатворного окисла  $d = 60 \text{ нм}$ , температура  $T = 300 \text{ К}$ ; эффективная подвижность носителей в канале в 2,5 раза меньше, чем в объеме, длина канала  $L = 3,5 \text{ мкм}$ . Определите граничную частоту для  $U_{зи} = 2U_{пор}$ .

41. Кремниевый  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор имеет следующие параметры: ширина базы –  $5 \text{ мкм}$ , ток коллектора  $I_K = 1 \text{ мА}$ , сопротивление базы  $r_B = 200 \text{ Ом}$ , коэффициент инжекции эмиттера  $\gamma = 0,999$ , время жизни неосновных носителей

в базе  $\tau_n = 10^{-8}$  с, концентрация примеси в базе около эмиттера  $N_{BЭ} = 10^{18}$  см<sup>-3</sup>, дрейфовый коэффициент  $m = 5$ , напряжение на выводах эмиттер – база  $U_{ЭБ} = 0,9$  В, температура  $T = 300$  К. Определите ток насыщения эмиттерного перехода.

42. Считая, что  $p$ - $n$ -переходы идеальные и все электрофизические параметры у них одинаковые, определите обратный ток кремниевого диода, если величина обратного тока аналогичного германиевого диода равна  $10^{-7}$  А.

43. Определите входное сопротивление кремниевого биполярного транзистора на низкой частоте, включенного по схеме ОБ. Ток насыщения эмиттера  $I_{ЭС} = 5 \cdot 10^{-13}$  А. Температура  $T = 300$  К. Эмиттерный  $p$ - $n$ -переход полностью открыт. Падением напряжения на сопротивлении базы пренебречь.

44. Кремниевый  $n$ -канальный МОП-транзистор с поликремниевым затвором  $n$ -типа имеет следующие параметры: толщина подзатворного окисла  $d = 60$  нм, ширина канала  $Z = 20$  мкм, длина канала  $L = 3$  мкм, плотность поверхностных состояний  $N_{SS} = 10^{10}$  см<sup>-2</sup>, концентрация примеси в подложке  $N_a = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>, эффективная подвижность носителей в канале в 2 раза меньше, чем в объеме, температура  $T = 300$  К. Определите крутизну в пологой области выходной ВАХ для  $U_{зи} = 2U_{пор}$ .

45. Кремниевый диод полностью открыт, величина тока насыщения  $I_S = 5 \cdot 10^{-13}$  А, ширина базы – 10 мкм, коэффициент диффузии неосновных носителей в базе  $D_p = 12$  см<sup>2</sup>/с, время жизни неосновных носителей в базе  $\tau_p = 10^{-6}$  с, температура  $T = 300$  К. Определите диффузионную емкость  $C_{диф}$ . Падением напряжения в объеме базы можно пренебречь.

46. Кремниевый  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор включен по схеме ОЭ, ток насыщения эмиттера  $I_{ЭС} = 5 \cdot 10^{-13}$  А, ток коллектора  $I_K = 2$  мА, температура  $T = 300$  К, эмиттерный переход полностью открыт. Определите  $\beta_N$ .

47. Кремниевый  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор включен по схеме ОЭ, напряжение Эрли  $|U_A| = 80$  В, коэффициент переноса носителей через базу  $\alpha_T = 0,997$ , отношение удельных сопротивлений базы и эмиттера  $\rho_B/\rho_Э = 5 \cdot 10^3$ , отношение ширины базы к диффузионной длине неосновных носителей в эмиттере  $W_B/L_p$ . Определите дифференциальное сопротивление коллекторного перехода для тока базы  $I_B = 10$  мкА.

48. Кремниевый  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор включен по схеме ОЭ, концентрация примесей в базе  $N_a = 5 \cdot 10^{15}$  см<sup>-3</sup>, коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha_N = 0,99$ . Считая коллекторный  $p$ - $n$ -переход резким, определите граничное напряжение  $U(L)_{КЭ0}$ .

49. Кремниевый  $n$ - $p$ -транзистор имеет следующие параметры: эмиттерный переход полностью открыт, площадь эмиттерного перехода  $S_Э = 10^{-4}$  см, ток насыщения эмиттера  $I_{ЭС} = 10^{-13}$  А, ток коллектора  $I_K = 2$  мА, сопротивление нагрузки  $R_H = 3$  кОм, температура  $T = 300$  К. Определите коэффициент усиления по мощности на низкой частоте для двух схем включения: ОБ и ОЭ.

50. Концентрация примесей в  $p^+$ - $n$ -областях кремниевого диода с резким переходом составляет  $N_a = 10^{19}$  см<sup>-3</sup>,  $N_d = 10^{16}$  см<sup>-3</sup> соответственно. Ширина эмиттера равна  $W_Э = 5$  мкм, базы –  $W_B = 3$  мкм. Определите контактную разность потенциалов, ширину и коэффициент инжекции  $p^+$ - $n$ -перехода.

51. Кремниевый диод с резким  $p^+n$ -переходом площадью  $10^{-4}$  см<sup>2</sup> имеет равновесную концентрацию неосновных носителей в базе  $p_{no} = 4 \cdot 10^3$  см<sup>-3</sup>, время жизни неосновных носителей в эмиттере  $\tau_p = 10^{-6}$  с. Определите ток диода при напряжении смещения  $U = 0,6$  В и температуре  $T = 300$  К, полагая, что  $I_{Sn} \ll I_{Sp}$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### *Основная*

1. Колосницын, Б. С. Мощные и СВЧ полупроводниковые приборы / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2008.
2. Зи, С. Физика полупроводниковых приборов. В 2 т. / С. Зи. – М. : Мир, 1984.

### *Дополнительная*

1. Блихер, А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов / А. Блихер. – Л. : Энергоатомиздат, 1986.
2. Шовеков, В. И. Омические и выпрямляющие контакты в ИС / В. И. Шовеков. – М. : МГИЭТ, 1999.
3. Старосельский, В. И. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники / В. И. Старосельский. – М. : Юрайт, 2010.
4. Заваржнов, Ю. В. Мощные ВЧ биполярные транзисторы / Ю. В. Заваржнов. – М. : Радио и связь, 1985.
5. Пасынков, В. В. Полупроводниковые приборы / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – М. : Высш. шк., 2002.
6. Колосницын, Б. С. Элементы интегральных схем. Физические основы / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2001.

## РАЗДЕЛ 2. МОЩНЫЕ И СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

### Тема 1. МОП ТРАНЗИСТОР С КОРОТКИМ И УЗКИМ КАНАЛАМИ

Идеальный МОПТ должен обеспечивать полный контроль заряда в канале зарядом на затворе. В значительной степени это определяется геометрической конфигурацией транзистора. В идеальной конфигурации должны быть выполнены следующие требования:

- каждый заряд на затворе индуцирует заряд в канале;
- заряды в истоке и стоке не должны влиять на заряд в канале.

Этому в реальном транзисторе мешают следующие факторы:

- разница работ выхода из металла затвора и полупроводника подложки, и заряд поверхностных состояний на границе Si–SiO<sub>2</sub>;
- часть силовых линий от затвора уходит в сторону и индуцирует дополнительный заряд на краях. Возникает также паразитная электростатическая связь между затвором и стоком, каналом и стоком.

Особенно существенны такие эффекты в короткоканальных транзисторах. Это часто называют «геометрическим фактором».

По мере уменьшения длины канала МОПТ свойства последнего начинают резко отличаться от свойств обычных длинноканальных приборов. Эти отклонения – так называемые короткоканальные эффекты – обусловлены существенно двумерным характером распределения электрических полей в активной области и сравнительно высокими абсолютными значениями напряженности полей.

Если при неизменной концентрации легирующей примеси в подложке сокращать длину канала прибора, в конце концов она станет величиной порядка толщины обедненных слоев *p-n*-переходов стока и истока. При этом распределение потенциала в канале будет равным образом определяться поперечным полем  $E_x$ , обусловленным напряжениями на затворе и подложке, и продольным полем  $E_y$ , инициированным напряжением смещения стока транзистора. Иными словами, распределение потенциала в таком короткоканальном приборе имеет двумерный характер, и для его описания уже нельзя использовать приближение плавного канала, которое предполагает, что  $E_x \gg E_y$ . Двумерный характер распределения потенциала существенно изменяет подпороговый участок характеристики прибора, обуславливает нежелательную зависимость порогового напряжения от длины канала и напряжений смещения на электродах, уменьшает выходное сопротивление, препятствуя отсечке канала.

При повышенных значениях электрических полей, характерных для короткоканальных приборов, становится важной полевая зависимость подвижности, которая в конечном итоге приводит к насыщению дрейфовой скорости. При еще больших полях в окрестности стокового перехода начинается ударная ионизация, становится существенной дополнительная проводимость по подложке и происходит так называемое включение паразитного биполярного транзистора.

Высокие электрические поля приводят также к разогреву носителей и соответствующей инжекции горячих носителей в окисел. Такая зарядка окисла обуславливает сдвиг порога, дрейф характеристик и ухудшение крутизны прибора.

Все перечисленные короткоканальные эффекты усложняют работу прибора и ухудшают его рабочие характеристики. Следовательно, в практике конструирования следует стремиться к устранению или минимизации этих эффектов, чтобы «физически» короткоканальный прибор был электрически подобен длинноканальному, таким образом, эффекты короткого канала обусловлены двумя основными причинами:

1) близостью ОПЗ сток-подложка и исток-подложка (геометрический эффект короткого канала);

2) умножением носителей в ОПЗ сток-подложка и зарядом окисла (эффект горячих электронов).

Одним из путей борьбы с короткоканальными эффектами является переход от планарных структур к объемным, что позволяет максимально окружить активную область кремния затворами не планарной конфигурации (П-образные, Ω-образные затворы и т. п.).

Результаты большого количества измерений, выполненных в МОПТ, параметры которых варьировались в широких пределах (толщина подзатворного окисла  $d$ , концентрация примеси в подложке  $N_{\text{П}}$ , глубина залегания переходов истока и стока  $r_j$ ), обобщаются довольно простым эмпирическим соотношением:

$$L_{\min} = 0,4 \left[ r_j d (X_{d_{\text{и}}} + X_{d_{\text{с}}})^2 \right]^{1/3} \cong 0,4(\gamma)^{1/3}, \quad (2.1)$$

где  $L_{\min}$  – минимальная длина канала, при которой подпороговый участок еще сохраняет длинноканальный характер, мкм;

$r_i$  – глубина залегания переходов, мкм;

$d$  – толщина слоя окисла (Å);

$(X_{d_{\text{и}}} + X_{d_{\text{с}}})$  – сумма толщин обедненных слоев стока и истока.

В короткоканальном транзисторе часть отрицательного заряда ОПЗ подложки компенсируется не только зарядом на затворе, но и положительным зарядом в стоке и истоке, уменьшая тем самым заряд обедненного слоя, контролируемого затвором, т. е. величину  $U_{\text{пор}}$ .

В первом приближении величину  $U_{\text{пор}}$  короткоканального прибора можно оценить при учете только геометрического фактора, используя простые геометрические соображения. Считаем, что заряд обедненного слоя  $Q_{\text{осэф}}$  равен заряду ионизированных примесей в трапециодальной области под затвором:

$$Q_{\text{осэф}} = Q_{\text{осуд}} Z \frac{L + L_1}{2}, \quad (2.2)$$

где  $Q_{\text{осуд}}$  – удельный заряд обедненного слоя;

$Z$  – ширина канала;

$L$  и  $L_1$  – длины каналов по поверхности и объему, соответственно.



И понятно, что поскольку заряд отдельной области короткоканального транзистора меньше чем длина канального, то  $U_{\text{пор.к.к}} < U_{\text{пор.д.к}}$ .

Канал МОПТ считается узким, если ширина канала (расстояние между областями изолирующего окисла) имеет тот же порядок величины, что и толщина обедненной области, которую затвор индуцирует под каналом. Для типичного распределения легирующей примеси узкой может считаться ширина менее 4 мкм. Малая ширина канала может существенным образом сказываться на поведении прибора. Прямое влияние малой ширины выражается в увеличении порогового напряжения по мере уменьшения ширины канала.

### Методические указания

При изучении этой небольшой темы студенты должны обратить внимание на то, что желание увеличить частоту отсечки МОПТ обязательно приводит к уменьшению длины канала  $L_K$ .

Уменьшение длины канала в свою очередь приводит к короткоканальным эффектам, из-за которых:

- величина порогового напряжения, как правило, уменьшится (хотя в редких случаях в  $n$ -канальных МОПТ может увеличиваться из-за эффекта горячих электронов);

- значительно увеличиваются подпороговые токи, что, в основном, связано с понижением барьера исток – подложка, инициированная стоком (*DIBL* эффект);

- уменьшается подвижность свободных носителей заряда в канале из-за увеличения рассеивания на неровности поверхности, которые появляются из-за зарядки окисла. В свою очередь, подвижность во многом определяет усиительные и мощностные свойства МОПТ;

- снижается напряжение лавинного пробоя ОПЗ сток – подложка из-за включения паразитного  $n$ - $p$ - $n$  (исток – подложка – сток) биполярного транзистора, и, конечно, уменьшается напряжение сквозного объединения из-за малой длины канала.

Изучая эту тему, студенты должны понять, что «короткий канал» понятие не чисто геометрическое. Эффекты короткого канала, о которых было сказано, зависят от ширины ОПЗ исток – подложка и сток – подложка, глубины залегания стоковой и истоковой областей и от толщины подзатворного диэлектрика.

В длинноканальном транзисторе ток стока обратно пропорционален длине канала и подпороговый ток стока не зависит от напряжения на стоке при  $U_c > 0,076$  В. Началом проявления короткоканальных эффектов можно считать момент, когда отклонения тока стока от длинноканальной зависимости составляет 10 % или когда относительная разность  $\Delta I_c / I_c$  равна 0,1, где  $\Delta I_c / I_c$  – относительная разность токов при том же  $U_3 = U_{\text{пор}}$  и двух различных напряжениях стока.

### Вопросы для самопроверки

1. Какие критерии короткоканальности Вы знаете?
2. Почему уменьшается величина порогового напряжения короткоканального МОПТ?
3. В чем заключается «эффект горячих носителей»?
4. В чем заключается *DIBL* эффект ?
5. Почему в короткоканальных МОПТ значительно меньше напряжение лавинного пробоя ОПЗ сток – подложка?
6. Почему уменьшается эффективная подвижность электронов в канале *n*-МОПТ короткоканальных транзисторов?

### Тема 2. МОЩНЫЕ МОП ТРАНЗИСТОРЫ

Мощные МОПТ используются или как усилители мощности (при конструировании необходимо добиваться хороших частотных характеристик), или как мощные ключевые элементы (при конструировании необходимо добиваться малых потерь мощности).

Работая в пологой области выходной характеристики, МОПТ является по существу приборами с квадратичной вольт-амперной характеристикой:

$$I_c = \frac{K}{2} (U_{зи} - U_{пор})^2. \quad (2.3)$$

Отсутствие в характеристике МОПТ членов нечеткого порядка приводит к малому уровню перекрестных искажений.

Переходные характеристики МОПТ приблизительно линейны при малых сигналах, когда ток на выходе  $I_c$  связан с входным напряжением  $U_{зи}$  соотношением:

$$I_c = S U_{зи}. \quad (2.4)$$

Если это свойство МОПТ сохраняется для достаточно большого интервала токов, то они приобретают преимущество перед биполярными транзисторами.

Выходная мощность МОПТ определяется по формуле

$$P_{вых} = I_{c_{max}} (U_{си_{пр}} - U_{си_{н}}), \quad (2.5)$$

где  $(U_{си_{пр}} - U_{си_{н}})$  – максимальный размах напряжения на стоке;

$U_{си_{пр}}$  – напряжение пробоя сток – подложка.

Очевидно, что для достижения большой выходной мощности желательно увеличивать напряжение пробоя  $U_{си_{пр}}$  и ток стока.

Для получения большой величины тока стока  $I_{c_{max}}$  нужно увеличивать отношения ширины  $Z$  затвора к длине. Для этого в конструкциях МОПТ применяют или гребенчатый затвор (зубцы гребенки входят друг в друга), или за-

твор имеет ячеистый вид. Необходимо также уменьшать последовательное сопротивление транзистора во включенном состоянии, которое включает в себя сопротивление канала, тока и истока. На сопротивлениях истока и стока бесполезно рассеивается мощность. Сопротивление истока, кроме того, влияет на параметры входной цепи усилителя и проявляется как элемент обратной связи, в результате чего коэффициент усиления прибора падает.

В настоящее время при постоянных токах стока десятки Ампер сопротивления истока и стока МОПТ не превышает нескольких десятых ома.

Использование в качестве усилителей транзисторов с  $n$ -каналами во многих отношениях предпочтительнее, чем с  $p$ -каналами из-за лучших частотных характеристик и большей крутизны вольт-амперной характеристики.

Конструкции мощных транзисторов условно можно делить на два класса – горизонтальные и вертикальные. В горизонтальных структурах сток и исток располагаются на одной плоскости (в горизонтальном направлении). Они аналогичны стандартным МОПТ за исключением высокорезистивной области стока, что необходимо для работы с большим напряжением стока.

В вертикальных структурах протяженная дрейфовая область стока расположена вертикально, а электрод стока расположен на противоположной нижней стороне пластины. Такое расположение электродов позволяет лучше использовать поверхность кремния, т. к. на ней расположены только два электрода: исток и затвор.

Вертикальный и горизонтальный транзистор с двойной диффузией (ВДМОПТ и ГДМОПТ) изготавливают с использованием диффузии акцепторной и донорной примесей для создания подложки и  $n$ -стока через одно и то же окно в оксиде. Очень малая длина канала  $L$  позволяет не только значительно улучшить частотные свойства транзистора, но и получить большие величины тока стока и крутизны.

Увеличение рабочего напряжения транзистора достигается с помощью дополнительной слаболегированной  $n$ -области в стоке с полевой обкладкой над ней. При высоком напряжении сток – исток  $U_{си}$  обедненная область в канале около стока простирается немного в канал, но в основном сосредоточена в дрейфовой области  $n$ -области, которая изготавливается такой длины, чтобы получить расчетное напряжение пробоя.

Для получения V-образной канавки, в V-МОПТ используется свойство анизотропии кремния при травлении в разных кристаллографических направлениях. При ориентировании кристалла в направлении  $\langle 100 \rangle$  анизотропия травления приводит к тому, что получают канавки V-образной формы, ориентированные точно в направлении  $\langle 100 \rangle$ . При этом стенки канавок составляют угол  $54,74^\circ$  с горизонтальным направлением.

В последние годы в различных радиоэлектронных СВЧ-устройствах широко стали использоваться мощные полевые транзисторы с изолированным затвором. Современные СВЧ МОПТ отдают нагрузку в непрерывном режиме. Мощность  $P_1 = 250...300$  Вт на частоте  $400...500$  МГц и  $100...150$  Вт на частоте  $1$  ГГц и разрабатываются МОПТ с рабочими частотами до  $2...3$  ГГц и выходной мощностью в несколько десятков ватт, в том числе широкополосные с полосой

частот в несколько октав. Реальность повышения значений  $P_1$  для СВЧ МОПТ обусловлена прежде всего возможностью значительного увеличения площади структуры, т. к. отрицательный температурный коэффициент тока стока, присущий полевым транзисторам, препятствует возникновению тепловой неустойчивости и вторичного пробоя, в результате оказывается возможным параллельное соединение дискретных ячеек и кристаллов без использования стабилизирующих резисторов.

### Методические указания

Изучение мощных МОПТ необходимо начинать с анализа геометрии МОПТ структур. Необходимо помнить, что независимо от конструкции МОПТ-горизонтальной или вертикальной (двумерной или трехмерной) в область стока обязательно вводится высокоомная  $n^-$ -область. Это связано с необходимостью увеличения мощности рассеивания в МОПТ, которая пропорциональна  $U_{си}$ . Она, в свою очередь, примерно в 1,5...2 раза меньше напряжения пробоя. А известно, что критическая напряженность электрического поля лавинного пробоя связана с напряжением пробоя  $E_{кю}$  соотношением  $E_{\delta\delta} = U_{i\delta} / X_{d_c}$  ( $E_{крSi} \approx 2 \cdot 10^5$  В/см). Следовательно, для повышения напряжения пробоя необходимо увеличивать ширину ОПЗ сток – подложка  $X_{d_c}$ . Это достигается введением в стоковую область низколегированной  $n^-$ -области.

Величину тока стока повышают, увеличивая отношение ширины канала к его длине и увеличивая подвижность носителей в канале. При анализе электрических параметров мощных МОПТ обратите внимание на то, что в силу специфики технологии изготовления МОПТ с двойной диффузией (ГДМОПТ и ВДМОПТ) длина канала у них равна разности величин глубин залегания  $p$ -подложки ( $X_p$ ) и стока ( $X_{n^+}$ ), умноженная на 0,85 ( $L_k = 0,85(X_p - X_{n^+})$ ). Его величина почти в 1,5 раза меньше, чем длина канала V-МОПТ, которая равна  $L_k = (X_p - X_{n^+}) / \sin 54^\circ 74'$ . Следовательно, сопротивление сток – исток открытого МОПТ с двойной диффузией, которое во многом определяет рассеивание на МОПТ, и величина емкости затвор – канал меньше в мощных МОПТ с двойной диффузией.

Из дисциплины «Физика твердого тела» известно, что плотность поверхностных состояний на границе Si–SiO<sub>2</sub> в кремнии с ориентацией <111> на 15...20 % больше, чем в кремнии с ориентацией <100>. Следовательно, заряд поверхностных состояний в мощных МОПТ с двойной диффузией, который влияет на величину  $U_{пор}$  и шумовые свойства МОПТ, меньше, чем в V-МОПТ.

Следует отметить, что в биполярных транзисторах процессы токопереноса определяются как основными, так и неосновными носителями заряда. Поэтому накопление заряда неосновных носителей как в базовой, так и в коллекторной областях, во многом определяет время переключения мощных биполярных транзисторов. Процессы токопереноса в МОПТ определяются только основными носите-

лями заряда, хотя в них необходимо учитывать накопление заряда на входной емкости, которая определяется полной площадью затвора, намного меньше заряда, накапливаемого в биполярном транзисторе. Следовательно, МОПТ являются более быстродействующими приборами, чем биполярные. Например, время включения и выключения оптимально изготовленного МОПТ при токе стока равном 10 А и напряжении на стоке  $I_{си} = 200$  В, как правило, составляет 100 нс и зависит, безусловно, от внешней цепи. Время задержки обычно не превышает 50 нс, а время рассасывания  $t_{рас} = 100$  нс. К тому же время переключения несущественно зависит от температуры, в то время как в биполярных транзисторах время переключения намного увеличивается при росте температуры, т. к. растет время жизни.

Максимальные полученные значения частоты переключения в мощных МОПТ составляют несколько сот килогерц, в биполярных же эта частота составляет 5 кГц.

В дисциплине «Физика твердого тела» студент изучал зависимость подвижности носителей заряда от температуры. Подвижность носителей в канале с ростом температуры падает из-за усиления различных механизмов рассеяния.

Практически все составляющие, входящие в выражение для  $U_{пор}$  зависят от температуры. Пороговое напряжение уменьшается с температурным коэффициентом минус 2 мВ/К при концентрации примеси в подложке  $N_n = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>.

Изменение подвижности носителей и порогового напряжения с температурой сказывается на таких параметрах как ток стока  $I_c$ , крутизна характеристики  $S$  и сопротивление транзистора в проводном состоянии.

Температурный коэффициент тока стока при небольших токах положителен, тогда как при больших токах он отрицателен. Такая зависимость объясняется тем, что при падении порогового напряжения с ростом температуры при том же напряжении на затворе течет большой ток стока – это превалирующая причина изменения тока при малых его величинах при изменении температуры. При больших значениях тока он начинает падать с ростом температуры из-за уменьшения величины подвижности. Точки изменения знака температурного коэффициента различны для различных приборов.

Крутизна характеристики  $S$  с ростом температуры уменьшается с температурным коэффициентом минус 0,2 % на градус Цельсия, из-за уменьшения подвижности.

### ***Вопросы для самопроверки***

1. Как увеличивают напряжение лавинного пробоя мощных МОПТ?
2. Почему мощные МОПТ в ВЧ диапазоне предпочтительнее биполярных транзисторов?
3. Чем обеспечивают большие токи стока в мощных МОПТ?
4. Почему мощные МОПТ с двойной диффузией предпочтительнее, чем V-МОПТ?
5. В каких типах мощных МОПТ можно получить наибольшую степень интеграции?

### Тема 3. СВОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВ ПРИ ВЫСОКИХ КОНЦЕНТРАЦИЯХ НОСИТЕЛЕЙ ТОКА

При больших плотностях тока (высокий уровень инжекции) изменяются многие основные электрофизические параметры полупроводника: подвижности  $\mu$ , время жизни носителей заряда  $\tau$ , коэффициент диффузии  $D$  и др. Кроме того, и это очень важно при расчете электрических параметров полупроводниковых приборов, уменьшается ширина запрещенной зоны полупроводника  $E_g$ .

Если концентрация неосновных носителей заряда в какой-либо области полупроводника становится больше концентрации легирующей примеси в этой области, то все движение носителей заряда можно рассматривать как движение носителей одного знака сквозь облако носителей другого. При наличии электрического поля и градиента концентрации движение электронов и дырок происходит в противоположном направлении. На работу полупроводниковых приборов, имеющих области с такой концентрацией носителей заряда, начинает сказываться электростатическое притяжение зарядов разного знака. Это особенно проявляется при равенствах носителей заряда  $\Delta n = \Delta p$  и их градиента  $\frac{d(\Delta n)}{dx} = \frac{d(\Delta p)}{dx}$ , а также когда скорости рекомбинации электронов и дырок равны и определяются избыточной концентрацией носителей  $\frac{\Delta n}{\tau_n} = \frac{\Delta p}{\tau_p}$ .

Независимо от типа полупроводника выражение для скорости рекомбинации можно записать как

$$R = -a\Delta n - b\Delta n^2 - c\Delta n^3, \quad (2.6)$$

где  $\Delta n$  – избыточная концентрация носителей заряда;

$a$ ,  $b$  и  $c$  – коэффициенты, ответственные за тот или иной вид рекомбинации.

Первый член правой части этого выражения характеризует процесс, связанный с рекомбинацией через рекомбинационные центры, а коэффициент  $a$  – величина, обратная времени жизни носителей при малом уровне инжекции. Второй член связан с прямыми переходами носителей: зона проводимости – валентная зона. Этот вид рекомбинации не учитывается в не прямозонных полупроводниках (например в кремнии). Третий член описывает Оже-рекомбинацию.

#### Методические указания

Необходимо помнить, что при высокой концентрации свободных носителей заряда кроме рассеяния на ионизированных примесях  $\mu_{и.п}$  и тепловых колебаниях кристаллической решетки  $\mu_{т.к}$  необходимо учитывать рассеяние носителей на носителях  $\mu_{н.н}$ , т. е.

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{и.п}} + \frac{1}{\mu_{т.к}} + \frac{1}{\mu_{н.н}}. \quad (2.7)$$

Как и подвижность коэффициента диффузии уменьшаются с ростом концентрации по закону  $D \sim n^{-1/2}$ . При высоком уровне инжекции  $D_n = D_p = D_a$ ,  $\mu_n = \mu_p = \mu_a$ .

Для аналитических расчетов величины подвижности электронов в примесных полупроводниках можно воспользоваться выражением

$$\mu_n = \mu_0 / \left[ 1 + \left( \frac{N_d}{10^{17}} \right)^2 \right], \quad (2.8)$$

где  $\mu_0$  – величина подвижности электронов в собственном полупроводнике;  $N_d$  – концентрация донорной примеси.

Величина подвижности при концентрации  $N_d = 10^{17}$  уменьшается в два раза по сравнению с величиной собственной концентрации. Следует напомнить, что величины подвижностей электронов в кремнии, арсениде галлия и германии равны, соответственно, 1400, 10 000 и 4200  $\text{cm}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ .

Студенты после изучения первой части дисциплины должны знать, что коэффициент инжекции эмиттера биполярного транзистора можно увеличить, повышая отношение проводимостей эмиттер – база. Однако, чрезмерное увеличение концентрации носителей в эмиттерной области не приводит к ожидаемому результату, т. к. при этом уменьшается ширина запрещенной зоны кремния и, как следствие, увеличивается концентрация свободных носителей заряда  $n_i$ .

Существует аналитическое эмпирическое выражение, связывающее величину сужения ширины запрещенной зоны с концентрацией носителей заряда в кремнии:

$$\Delta E_g = q \left[ \ln \frac{n}{10^{17}} + \left( \ln \frac{n}{10^{17}} + 0,5 \right)^2 \right], \text{ мэВ}. \quad (2.9)$$

При высоких уровнях легирования из-за сужения ширины запрещенной зоны  $E_{g0}$ , согласно выражению  $n_i^2 = N_c N_v \exp\left(-\frac{\Delta E_g}{kT}\right)$ , будет увеличиваться

собственная концентрация свободных носителей заряда  $n_{i\text{эф}}$ :  $n_{i\text{эф}}^2 = n_i^2 \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right)$ .

### **Вопросы для самопроверки**

1. Почему появляется понятие «амбиполярная подвижность»?
2. Как влияет высокая концентрация тока на величины подвижности и время жизни? Почему?
3. Из-за чего происходит сужение ширины запрещенной зоны полупроводника при высоком уровне легирования?
4. Как влияет сужение ширины запрещенной зоны эмиттерной области транзистора на его электрические параметры?

#### Тема 4. ЛАВИННЫЙ ПРОБОЙ, МЕТОДЫ УВЕЛИЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ЛАВИННОГО ПРОБОЯ

Эмпирическое выражение, определяющее величину напряжения пробоя резкого несимметричного кремниевого одномерного планарного  $p$ - $n$ -перехода, имеет вид  $U_{пр} = K_1 \cdot 10^{13} N_B^{-\frac{3}{4}}$ , где  $N_B$  – концентрация примеси в базе (подложке);  $K_1$  – коэффициент (5,5...6,0).

Величина напряжения пробоя планарного  $p$ - $n$ -перехода зависит от профиля распределения концентрации примесей и в значительной степени от кривизны края  $p$ - $n$ -перехода. Когда планарный переход создают диффузией через прямоугольную маску, то в образовавшемся  $p$ - $n$ -переходе можно выделить три области, величина напряжения в которых различна: центральную плоскую, цилиндрическую по боковому периметру и сферическую по углам маски.

Обычно маску изготавливают из овального профиля, чтобы избежать сферических поверхностей по углам маски, где наблюдается наименьшее напряжение пробоя.

Диоксид кремния на границе Si–SiO<sub>2</sub> преимущественно имеет положительный заряд, поэтому ширина ОПЗ перехода  $p^+$ - $n$  на поверхности по отношению к объему сужается. Следовательно, лавинный пробой, критическая величина напряженности электрического поля которого  $E_{кр} \approx 2 \cdot 10^5$  В/см начнется в приповерхностном слое при более низком напряжении  $E_{кр} = \frac{U_{пр}}{X_d}$ , и напряжение пробоя уменьшается.

Величина напряжения пробоя зависит не только от конфигурации (плоский, цилиндрический, сферический), но и от радиуса кривизны  $p$ - $n$ -перехода.

Напряжение пробоя несимметричного резкого цилиндрического или сферического переходов в кремнии (в вольтах) можно записать как

$$U_{пр} = 6 \cdot 10^{13} N^{-\frac{3}{4}} \left[ (2 + \gamma)^{\frac{1}{2}} - \gamma \right], \quad (2.10)$$

где  $\gamma = \frac{r_j}{X_d}$ ,  $X_d$  – ширина обедненного слоя несимметричного плоскостного резкого перехода при пробое, мкм.

Из-за наличия положительного заряда поверхностных состояний на границе Si–SiO<sub>2</sub> ширина ОПЗ на поверхности  $p$ - $n$ -перехода сужается и появляется большая вероятность появления лавинного пробоя по поверхности. Применение полевых обкладок, является одним из наиболее распространенных методов предотвращения поверхностного пробоя (рис. 2.1).



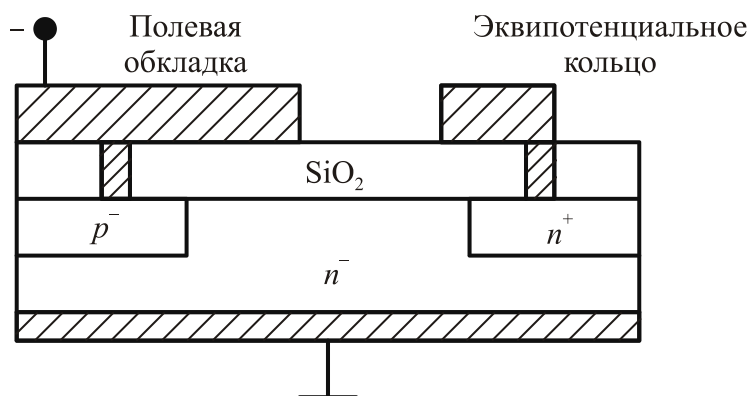


Рис. 2.1. Переход  $p^+ - n$  с полевой обкладкой и эквипотенциальным кольцом

Если к переходу приложить обратное напряжение ( « $\leftarrow$ » к  $p^+$ -области), то обкладка приобретает отрицательный потенциал по отношению к  $n^-$ -слою и поверхность  $n^-$ -кремния обедняется электронами. Таким образом, достигается формат расширения области ОПЗ у поверхности. Но если приложено достаточно большое напряжение, или толщина оксида кремния достаточно мала, то существует вероятность того, что в результате глубокого обеднения наступит инверсия электропроводности у поверхности полупроводника. Если образовавшийся инверсный слой сомкнется с  $n^+$ -областью, то напряжение пробоя резко упадет. Нужный эффект – глубокое обеднение, а, следовательно, увеличение напряжения пробоя может быть достигнуто выбором необходимой величины оксида кремния. Для того чтобы избежать непредсказуемой ситуации, полевая обкладка, как правило, применяется вместе с другим электродом – эквипотенциальным кольцом, окружающим полевую обкладку и электрически связанным с положительно смещенной  $n$ -подложкой. Положительно смещенное кольцо, отталкивая дырки и притягивая электроны к поверхности полупроводника, препятствует возможности инвертирования поверхности на границе с контактом к  $n^+$ -области.

Малая глубина перехода  $X_j$ , получаемая при изготовлении биполярной структуры с мелким эмиттером, является причиной низкого напряжения пробоя. Если окружить планарный переход по периметру диффузионным охраняющим кольцом того же типа электропроводности, но значительно большей глубины, а значит увеличить радиус кривизны  $X_j$ , то можно значительно улучшить условия пробоя.

Полевое ограничительное кольцо представляет собой диффузионную область, аналогичную сильнолегированной части основного  $p-n$ -перехода, которая при обратном смещении основного  $p-n$ -перехода находится под плавающим потенциалом (рис. 2.2).

Расстояние между кольцом и основным  $p-n$ -переходом выбирается достаточно малым, чтобы обедненные области обоих  $p-n$ -переходов объединялись при величине напряжения, близком к лавинному пробоя, в результате чего напряженность электрического поля не достигнет критического значения.

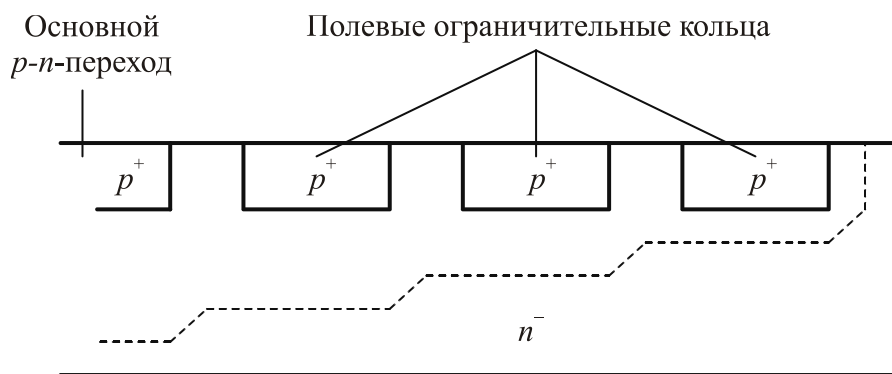


Рис. 2.2. Планарный  $p$ - $n$ -переход с несколькими ограничительными кольцами (штриховая линия – граница обедненной области)

При дальнейшем увеличении напряжения на  $p$ - $n$ -переходе общая область пространственного заряда сложным образом огибает как основной  $p$ - $n$ -переход, так и ограничительное кольцо.

### Методические указания

Следует помнить, что искажение электрического поля, возникающее на краю полевой обкладки и эквипотенциального кольца, можно снизить путем применения поликристаллической резистивной пленки, шунтирующей область между металлической обкладкой и кольцом. Присутствие такой пленки делает электрическое поле более однородным, уменьшает напряжение пробоя и предотвращает искрение по поверхности. В качестве резистивной пленки можно использовать нелегированный поликристаллический кремний с листовым сопротивлением  $5 \cdot 10^{10}$  Ом на квадрат. Существенное улучшение характеристик прибора можно получить, если обычную поликристаллическую пленку заменить пленкой поликристаллического полуизолирующего кремния (сипос). Если пленка сипос имеет очень высокое сопротивление благодаря легированию кислородом, то напряжение пробоя достигает такого же значения, как и в термическом оксиде. Сипос для планарного  $p^+$ - $n$ -перехода при концентрации примеси в  $n$ -области составляет  $10^{14}$  см<sup>-3</sup>. Видно, что когда атомная концентрация кислорода достигает 66,7 %, напряжение пробоя становится таким же, как и в планарном переходе пассивированном термическим окислом.

Сипос в настоящее время широко используется в качестве резистивных полевых обкладок. Известно, что в планарных приборах положительный заряд поверхностных состояний в SiO<sub>2</sub> на границе с кремнием  $Q_{ss}$  вызывает инверсию электропроводности поверхности в подложке (базе) кремния, что приводит к понижению величины напряжения пробоя. Кроме того, подвижные положительные заряды SiO<sub>2</sub> (ионы легких щелочных металлов натрия, калия и т. д.) способствуют появлению нестабильности электрических параметров приборов. В лавинных (переключающих) плоскостных транзисторах, пассивированных оксидом кремния, интенсивно проходит процесс рекомбинации носителей на поверхности кремния в окрестностях металлургической границы эмиттер – база,

что приводит к увеличению тока базы, а, следовательно, к уменьшению величины коэффициента усиления по току. Во время лавинного пробоя горячие носители, инжектированные в  $\text{SiO}_2$ , модулируют поверхностную проводимость и вызывают так называемый блуждающий пробой.

### **Вопросы для самопроверки**

1. Как влияют знак и величина заряда поверхностных состояний на условия пробоя  $p$ - $n$ -перехода?
2. Как зависит величина напряжения пробоя от радиуса кривизны и концентрации примеси?
3. Почему рекомендуется применять полевую обкладку в комплекте с эквивалентным кольцом?
4. Почему применение резистивной полевой обкладки расширяет область надежной работы транзистора?

## **Тема 5. МОЩНЫЕ БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ**

К категории мощных биполярных транзисторов относят приборы с мощностью рассеяния, превышающей 2 Вт.

Структура мощного транзистора отличается от обычных маломощных транзисторных структур, т. к. должна пропускать большой коллекторный ток и выдерживать на коллекторе большое напряжение.

Одна из немногих структур БПТ, реализующая бездрейфовый тип транзистора, это транзистор с одноразовой диффузией, в котором  $n^+$ -эмиттер и  $n^+$ -коллектор получены одновременной диффузией в однородно легированном  $p$ -кремнии. При выборе концентрации примеси в базе и ее толщины в этом транзисторе приходится идти на компромиссы: относительно высокая концентрация примеси позволяет уменьшить толщину базы, т. к. это затруднит эффект смыкания эмиттерного и коллекторного  $p$ - $n$ -переходов, но не позволит получить большую величину коэффициента инжекции эмиттера, а, следовательно, и коэффициента усиления. Кроме того, в этом случае транзистор будет иметь небольшую величину напряжения лавинного пробоя из-за малой толщины коллекторного  $p$ - $n$ -перехода. С другой стороны, уменьшение концентрации примеси в базе может привести к падению напряжения смыкания, что заставит увеличить ее толщину со всеми вытекающими из этого нежелательными последствиями.

Введение в коллекторную область высокоомного слоя  $n^-$  позволит не бояться эффекта смыкания эмиттерного и коллекторного перехода, т. к. ОПЗ коллекторного перехода при увеличении напряжения на коллекторе в основном будет распространяться в низколегированную  $n$ -область. Из-за наличия  $n^L$ -области увеличивается ширина ОПЗ коллекторного перехода и, как следствие, растет величина напряжения лавинного пробоя.

Для получения больших токов эмиттера (коллектора) необходимо сильно легировать эмиттер.

В мощных транзисторах происходит расширение квазинейтральной базы при высоких плотностях тока (эффект Кирка). Эффект Кирка по-разному проявляется в  $n^+p-n^+$ - и  $n^+p-n^-n^+$ -структурах. Если в  $n^+p-n^+$ -структурах расширение базы происходит только за счет части ОПЗ коллекторного перехода, которая становится «наведенной» базой, то в  $n^+p-n^-n^+$ -структуре «наведенной» базой может стать значительная часть высокоомной  $n^-$ -области.

В мощных транзисторах меняются величины, составляющие время задержки сигнала. Время, необходимое для заряда эмиттерной емкости транзистора при росте потенциала на переходе от нуля до положительного смещения, можно записать следующим образом:

$$\tau = n \left[ \frac{kT}{q} I_{\text{Э}} \cdot C_{\text{Э}}(0) \right], \quad (2.11)$$

где  $I_{\text{Э}}$  – ток эмиттера;

$C_{\text{Э}}(0)$  – полная емкость эмиттерного перехода (барьерная и паразитная) при нулевом смещении;

$n$  – коэффициент, введенный для того, чтобы учесть увеличение емкости  $C_{\text{Э}}$  при  $U_{\text{БЭ}} > 0$  ( $n \cong 4$ ).

Время пролета носителей через базу  $t_{\text{пр}}$  имеет вид

$$t_{\text{пр}} = \frac{W_{\text{Б}}^2}{4D_n} + \frac{W_{k-\text{Б}}^2}{4D_k}, \quad (2.12)$$

где  $W_{k-\text{Б}}$  – «наведенная» в  $n$ -коллекторной области база;

$D_k$  – эффективный коэффициент диффузии в базовой области  $W_{k-\text{Б}}$ .

Время пролета носителей через область пространственного заряда коллекторного  $p-n$ -перехода определяется формулой

$$\tau_k = \frac{W_n - W_{\text{Б}-k}}{2V}, \quad (2.13)$$

где  $V$  – скорость носителей в обедненной области у коллекторного перехода

$$\left( V = \mu_n \cdot E = \mu_n \frac{U_{k\hat{A}} + \varphi_n}{W_n - W_{k-\hat{A}}} \right).$$

При больших полях ( $E \geq 10^4$  В/см) скорость электронов достигает максимальной скорости насыщения  $V_s = 10^7$  см.

Время заряда барьерной емкости коллекторного  $p-n$ -перехода имеет вид

$$\tau_k = r_{kk} \cdot C_k, \quad (2.14)$$

где  $r_{kk}$  – последовательное сопротивление коллекторной  $n^-$ -области.

## Методические указания

Коэффициент передачи тока эмиттера определяется формулой

$$\alpha_N = \gamma \cdot \alpha_T, \quad \gamma = \left( 1 + \frac{G_{N_B} \cdot \bar{D}_{p\text{Э}}}{G_{N\text{Э}} \cdot \bar{D}_{n_B}} \right)^{-1}, \quad (2.15)$$

где  $G_{N_B}$ ,  $G_{N\text{Э}}$  – числа Гуммеля в базе и эмиттере, соответственно;

$\bar{D}_{p\text{Э}}$ ,  $\bar{D}_{n_B}$  – усредненные величины коэффициентов диффузии дырок в эмиттере и электронов в базе, соответственно.

Число Гуммеля в эмиттере определяется следующими формулами:

$$G_{N\text{Э}} = \frac{Q_{\text{Э}}}{q} \quad \text{или} \quad G_{N\text{Э}} = \int_0^{w_{\text{Э}}} N_d(x) dx, \quad (2.16)$$

где  $N_d(x)$  – концентрация доноров в эмиттере, зависящая от координаты.

С учетом эффектов высокого уровня легирования число Гуммеля в эмиттере можно записать в виде формулы

$$G_{N\text{Э}} = \int_0^{w_{\text{Э}}} N'_{d\text{Э}}(x) dx, \quad \text{где} \quad N'_{d\text{Э}}(x) = N_{d\text{Э}} \left[ \frac{n_i(x)}{n_i(x)_{\text{Э}}} \right]^2. \quad (2.17)$$

Анализируя структуры мощных транзисторов, видно, что транзисторы со структурой  $n^+ - p - n^+$ , имея достаточно широкую однородно легированную базу не могут быть использованы в ВЧ и СВЧ диапазонах, и их целесообразно применять в низковольтных мощных ключевых схемах.

Следует подробнее остановиться на эффекте Кирка. При больших плотностях тока, которые имеют место в мощных транзисторах, плотность свободных инжектированных носителей (в данном случае электронов) в ОПЗ коллекторного перехода становится больше концентрации неподвижных атомов примеси (в данном случае акцепторов). Если полагать, что вся область пространственного заряда сосредоточена в области базы, что практически справедливо для  $n^+ - p - n^+$ -структуры, то полная плотность заряда в обедненном слое состоит из заряда связанных носителей заряда – акцепторов и электронов:

$$N = N_a + n. \quad (2.18)$$

Поскольку полная плотность заряда увеличивается, то, согласно уравнению электронейтральности заряда в ОПЗ  $N_a X_p = N_d X_n$ , коллекторный запирающий слой в  $p$ -базе уменьшается и толщина базы увеличивается.

Если полагать, что электрическое поле в коллекторном переходе превышает  $10^4$  В/см и поток электронов проходит через обедненный слой со скоростью насыщения, то

$$n = J_k / q \cdot v_s. \quad (2.19)$$

Критическая плотность тока в запирающем слое, когда его величина ограничена областью пространственного заряда, а база максимально широкая, равны

$$J_0 = qv_s \cdot N_a. \quad (2.20)$$

$$N = N_a + n. \quad (2.21)$$

Тогда ширина обедненного слоя  $X_d$  может быть вычислена из известного выражения

$$X_d = \left( \frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_{\text{КБ}}}{qN_a} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.22)$$

Приращение толщины базы определяется как разница между величинами обедненного слоя при наличии электронного тока, когда  $N = N_a \left( 1 + \frac{J_K}{J_0} \right)$ , и его отсутствии, когда  $N = N_a$ :

$$\Delta W_B = \left( \frac{2\varepsilon\varepsilon_0 U_{\text{КБ}}}{qN_a} \right)^{\frac{1}{2}} \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{J_K}{J_0}} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.23)$$

В  $n^+ - p - n^- - n^+$ -транзисторе когда напряжение на коллекторе высокое и почти все оно падает на коллекторном  $p - n$ -переходе, падение напряжения на  $n^-$ -области несущественно.

Если заряд в ОПЗ коллекторного перехода ограничить рассмотрением эпитаксиальной однородно легированной  $n^-$ -областью, то полный заряд в обедненном слое коллекторного  $p - n$ -перехода при протекании тока будет иметь вид

$$\rho(x) = q[N_d - n(x)], \quad (2.24)$$

где  $N_d$  – концентрация доноров в  $n^-$ -области;

$n(x)$  – концентрация электронов, зависящая от координаты.

Для этого случая уравнение Пуассона можно записать как

$$dE(x) / dx = q[N_d - n(x)] / \varepsilon\varepsilon_0. \quad (2.25)$$

Решая уравнение Пуассона ОПЗ коллектора, получим приращение квазинейтральной базы в  $n^-$ -коллекторе:

$$W_{\text{КБ}} = W_n \left[ 1 - (J'_0 - qV_S N_d)^{\frac{1}{2}} / (J_k - qV_S N_d)^{\frac{1}{2}} \right], \quad (2.26)$$

где  $J'_0 = qV_S \left[ N_d + 2\varepsilon\varepsilon_0 U_{\text{КБ}} / qW_n^2 \right]$ ;

$W_n$  – ширина  $n^-$ -области.

К одним из основных параметров мощных транзисторов относятся: максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность  $P_{kmax}$  и максимально допустимая температура переходов  $T_{пmax}$ . Величина  $P_{kmax}$ , если не ограничивается максимально допустимым током и напряжением, связана с двумя тепловыми характеристиками транзистора: максимально допустимой температурой коллекторного перехода и внутренним тепловым сопротивлением между переходом и корпусом. Максимально допустимая температура коллекторного перехода  $T_{пmax}$  – температура, при которой транзистор может работать без ухудшения характеристики достаточно долго, не меньше, например, гарантийного времени максимальной наработки на отказ для данного типа приборов. Для кремния максимально допустимая температура перехода составляет 200 °С. Выше этого предела токи утечки становятся чрезмерными, и кристаллы кремния становятся собственными.

Отвод тепла в мощных транзисторах осуществляется в результате теплопроводности через кристалл полупроводника и корпус к массивному теплоотводу, охлаждаемому потоком воздуха или воды. Отводом тепла вследствие излучения при температурах  $T_{п} \leq 200$  °С по сравнению с отводом тепла из-за теплопроводности можно пренебречь.

Внутреннее тепловое сопротивление между переходом и корпусом прибора  $R_{T_{п.к}}$  – это отношение разности температур между коллекторным переходом и теплоотводящей плоскостью корпуса транзистора (в градусах Цельсия) к мощности, рассеиваемой на транзисторе в установившемся режиме. Между мощностью  $P_{kmax}$ , соответствующей определенному значению температуры корпуса  $T_{к}$  прибора, максимально допустимой температурой перехода и внутренним тепловым сопротивлением  $R_{T_{п.к}}$  существует связь:

$$P_{kmax} = \frac{T_{пmax} - T_{к}}{R_{T_{п.к}}}. \quad (2.27)$$

### **Вопросы для самопроверки**

1. Почему в мощных БПТ нарушается строгая пропорция зависимости величины  $\alpha$  от отношения  $N_{d\dot{Y}} / N_{a\dot{A}}$ ?
2. Чем объясняется относительное уменьшение  $\beta_N$  в мощных БПТ?
3. Как повысить величину  $\beta$  в мощных БПТ?
4. Как изменяется выражение для  $f_T$  в мощных биполярных транзисторах?
5. Почему в мощных БПТ уменьшается частота отсечки?

## **Тема 6. СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ**

Туннельный диод – это полупроводниковый прибор на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольтамперной характеристике при прямом напряжении участка отрицательной дифференциальной проводимости.

Следствием большой концентрации примесей в прилегающих к электронно-дырочному переходу областях является, малая толщина перехода  $X_d$  (менее  $10^{-2}$  мкм), сквозь тонкие потенциальные барьеры которых возможно туннелирование носителей заряда. Для того, чтобы туннелирование сквозь  $p$ - $n$ -переход имело место, необходимо, чтобы выполнялись обязательные три условия:

- 1) в области перехода, откуда должны туннелировать электроны, они должны быть;
- 2) в области перехода, куда должны туннелировать электроны, должны быть свободные уровни для их приема;
- 3) квазиимпульс энергии в результате туннелирования остается постоянным, т. е. энергетический уровень уходящего электрона должен быть равен энергетическому свободному уровню, принимающему электрон.

Туннельные диоды характеризуются специфическими параметрами:

1) *пиковым током*  $I_{\text{п}}$  – прямой ток в точке максимума вольтамперной характеристики, при котором значение  $di/du$  равно нулю. Этот ток различен для туннельных диодов разного назначения. Величина его может быть от десятых долей миллиампера до сотен миллиампер;

2) *током впадины*  $I_{\text{в}}$  – прямой ток в точке минимума вольтамперной характеристики, при котором значение  $di/du$  равно нулю;

3) *отношением токов туннельного диода*  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$  – отношение пикового тока к току впадины. Для туннельных диодов из арсенида галлия  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}} \geq 10$ , для германиевых туннельных диодов  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}} = 3 \dots 6$ ;

4) *напряжением пика*  $U_{\text{п}}$  – прямое напряжение, соответствующее пиковому току. Для туннельных диодов из арсенида галлия  $U_{\text{п}} = 100 \dots 150$  мВ, для германиевых  $U_{\text{п}} = 40 \dots 60$  мВ;

5) *напряжением впадины*  $U_{\text{в}}$  – прямое напряжение, соответствующее току впадины. У туннельных диодов из арсенида галлия  $U_{\text{в}} = 400 \dots 500$  мВ, у германиевых  $U_{\text{в}} = 250 \dots 350$  мВ;

6) *напряжением раствора*  $U_{\text{р}} = U_{\text{в}} - U_{\text{п}}$ ;

7) *удельной емкостью туннельного диода*  $C_{\text{д}}/I_{\text{п}}$  – отношение емкости туннельного диода к пиковому току;

8) *предельной резистивной частотой*  $f_{\text{R}}$  – расчетная частота, на которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из  $p$ - $n$ -перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль;

9) *резонансной частотой туннельного диода*  $f_0$  – расчетная частота, на которой общее реактивное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода и индуктивности корпуса туннельного диода обращается в нуль.

Обращенным называют диод, изготовленный на основе полупроводника с критической концентрацией примесей, в котором проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении.

Из принципа действия обращенных диодов ясно, что они, во-первых, способны работать на очень малых сигналах. Во-вторых, должны обладать хорошими частотными свойствами, т. к. туннелирование – процесс малоинерционный,



а эффекта накопления неосновных носителей при малых прямых напряжениях практически нет. Поэтому обращенные диоды можно использовать на СВЧ. В-третьих, из-за относительно большой концентрации примесей в прилегающих к электронно-дырочному переходу областях обращенные диоды оказываются мало чувствительными и воздействию проникающей радиации.

Варикап – это полупроводниковый диод, в котором используется зависимость емкости от величины обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Диод обладает барьерной и диффузионной емкостями. В качестве варикапов используют только диоды при обратном постоянном смещении, когда проявляется только барьерная емкость.

К основным параметрам варикапа относятся:

1) *емкость варикапа*  $C_B$  – емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении. Для различных варикапов емкость может быть от нескольких единиц до нескольких сотен пикофард;

2) *коэффициент перекрытия по емкости*  $K_C$  – отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений. Значение этого параметра составляет обычно несколько единиц;

3) *добротность варикапа*  $Q$  – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения. Добротность – это величина, обратная тангенсу угла диэлектрических потерь. Добротность варикапов измеряют обычно при тех же напряжениях смещения, что и емкость. Значение добротности – от нескольких десятков до нескольких сотен.

Выпрямляющие контакты металл – полупроводник используются для изготовления диодов (диоды Шоттки), способных выполнять различные функции в широком диапазоне частот

Аналитическое выражение для статической ВАХ диода можно записать, оперируя понятиями работ выхода из металла и полупроводника. Величина этого тока – разность токов полупроводник – металл и металл – полупроводник.

$$J_{\text{ш}} = J_{n-m} - J_{m-n} = A^* T^2 \exp\left(-\frac{q\phi_B}{kT}\right) \left(\exp\frac{qU}{kT} - 1\right), \quad (2.28)$$

или  $I_{\text{ш}} = I_{\text{шш}} \left(\exp\frac{qU}{kT} - 1\right)$ , где  $I_{\text{шш}} = A^* T^2 \exp\left(-\frac{q\phi_B}{kT}\right)$  – обратный ток насыщения диода Шоттки;

$A^*$  – приведенная постоянная Ричардсона;

$q\phi_B$  – высота барьера Шоттки.

В диоде Шоттки из-за большой высоты потенциального барьера для дырок  $q\phi_{\text{кр}}$  и малого количества дырок в металле практически отсутствует инжекция дырок из металла в полупроводник, а, следовательно, отсутствуют эффекты накопления рассеивания неосновных носителей в высокоомной области

контакта. Следовательно, диоды Шоттки как дискретные приборы можно использовать в СВЧ диапазоне (единицы и даже десятки ГГц).

Большие плотности тока диодов Шоттки при малом падении на нем напряжения делают их перспективными для использования в низковольтных сильноточных выпрямителях. Технология изготовления диодов Шоттки очень удобна для применения их в микроэлектронных устройствах. Они используются в быстродействующих логических интегральных схемах ТТЛШ (транзисторно-транзисторная логика Шоттки). Время переключения ТТЛШ вентиля составляет 3 нс, по сравнению с 9 нс обычной транзисторно-транзисторной логики. Небольшая величина прямого падения напряжения на диоде Шоттки вызвана большой величиной  $I_{СИ}$  по сравнению с обратным током насыщения кремниевого диода на  $p-n$ -переходе.

### Методические указания

Необходимо уяснить, что механизм действия туннельных диодов связан с туннелированием электронов сквозь потенциальный барьер. Время, необходимое для завершения этого процесса, составляет  $10^{-13} \dots 10^{-14}$  с. Эффекта накопления неосновных носителей в базе туннельных диодов практически нет, т. к. они используются при малых напряжениях, соответствующих падающему участку вольт-амперной характеристики (с отрицательным дифференциальным сопротивлением). Поэтому туннельные диоды способны работать на частотах до сотен гигагерц, что соответствует миллиметровому диапазону радиоволн. Верхний предел частотного диапазона работы туннельных диодов ограничен лишь паразитными реактивностями – собственной емкостью и индуктивностью выводов и корпуса.

Туннельные диоды должны быть сконструированы так, чтобы резонансная частота  $f_0$  была выше предельной резистивной частоты  $f_R$ . Расчеты показывают, что для этого индуктивность туннельного диода, которая определяется в основном индуктивностью внутренних и внешних выводов диода, должна быть по возможности малой. Поэтому внутренние и внешние выводы у туннельных диодов делают не из тонкой проволоки, а из плющенки или в виде мембран, пластин и т. п.

Изучая понятие «барьерная емкость» в первом разделе студенты должны были обратить внимание на то, что зависимость емкости от напряжения смещения различна для варикапов, изготовленных методом диффузии примесей или методом эпитаксии. В варикапах с резким электронно-дырочным переходом зависимость барьерной емкости от напряжения смещения получается более резкая. Связано это с тем, что глубина проникновения электрического поля или его приращения в материал зависит от удельного сопротивления этого материала. В сплавном варикапе слои базы, прилегающие к переходу, легированы равномерно, а в диффузионном – при удалении от перехода концентрация некомпенсированных примесей увеличивается, т. е. уменьшается удельное сопротивление.

Поэтому для получения еще более резкой зависимости емкости варикапа от напряжения смещения необходимо создавать в базе варикапа аномальное распределение не скомпенсированных примесей с градиентом концентрации другого знака по сравнению со знаком градиента концентрации бездиффузионного диода.

Студенты должны уяснить, что важной особенностью проводимости в барьерах Шоттки при прямом смещении является то, что ток в них переносится почти полностью только электронами. Это отличается от ситуации в  $p-n$ -переходах, в которых ток переносится преимущественно теми носителями, которые поставляются из материала с более высоким уровнем легирования. Поэтому диод Шоттки на основе полупроводника  $n$ -типа соответствует  $p-n$ -переходу с  $p$ -областью, легированной слабее, чем  $n$ -область, т. е.  $p^-n$ -переходу. Если  $p^-n$ -переход смещен в прямом направлении, электроны инжектируются в  $p$ -область. Но если полярность смещения резко изменить на противоположную, то для перехода диода в состояние с высоким сопротивлением, эти инжектированные электроны должны быть удалены. Это значит, что в течение некоторого короткого времени в диоде будет протекать значительный ток в обратном направлении. Это явление известно под названием эффекта накопления неосновных носителей.

Аналогом такого процесса в диодах Шоттки является инжекция электронов в металл. В принципе эти электроны могут быть возвращены обратно в полупроводник при резкой смене полярности смещения, но только в том случае, если они сохраняют энергию, достаточную для преодоления барьера. Когда электроны инжектируются в металл при прямом смещении, они там становятся «горячими», т. е. их энергия превышает фермиевскую на величину, соответствующую высоте барьера. Этот избыток энергии быстро рассеивается при столкновениях с другими электронами за время  $\sim 10^{-14}$  с, следовательно, вернуться эти электроны в полупроводник могут после смены полярности смещения за это же время. Таким образом, характерный для  $p-n$ -переходов эффект накопления неосновных носителей в диодах Шоттки фактически отсутствует, а время восстановления в них определяется процессами, о которых указывалось выше.

### ***Вопросы для самопроверки***

1. Почему диод Шоттки может работать в СВЧ-диапазоне?
2. Какое свойство диода Шоттки используется при создании интегрального транзистора Шоттки?
3. Какие процессы ограничивают частотный диапазон диода Шоттки?
4. Почему пиковый ток туннельного диода слабо зависит от температуры?
5. Почему зависимость добротности варикапа от частоты имеет колоколообразный характер?
6. Почему диоды Шоттки используют в мощных низковольтных выпрямителях?

## Тема 7. ТИРИСТОРЫ

Тиристор – это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три (или более) выпрямляющих перехода, который используется для преобразование электрического сигнала.

Структура диодного тиристора состоит из двух баз ( $N$ - и  $P$ -типа) и из двух эмиттеров ( $P$ - и  $N$ -типа), двух эмиттерных  $p$ - $n$ -переходов, которые смещены в прямом направлении, и одного коллекторного  $p$ - $n$ -перехода, который смещен в обратном направлении.

Тиристор при подаче на него прямого напряжения может находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом и открытом (рис. 2.3).

*Закрытое* состояние тиристора соответствует участку прямой ветви ВАХ между нулевой точкой и точкой переключения. Под точкой переключения понимают точку на ВАХ, в которой дифференциальное сопротивление равно нулю, а напряжение на тиристоре достигает максимального значения. В закрытом состоянии (участок 1 ВАХ на рис. 2.3) к тиристору может быть приложено большое напряжение, а ток при этом будет мал.

*Открытое* состояние тиристора соответствует низковольтному и низкоомному участку прямой ветви ВАХ. На рис. 2.3 открытому состоянию тиристора соответствует участок 2 ВАХ. Между первым и вторым участками ВАХ находится переходной участок, соответствующий неустойчивому состоянию тиристора. Особенно проявляется неустойчивость при относительно малом сопротивлении во внешней цепи тиристора.

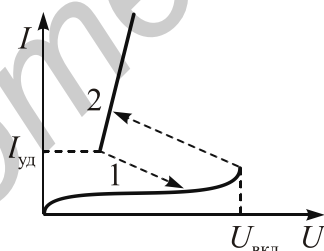


Рис. 2.3. ВАХ тиристора

Структуру тиристора можно представить в виде двух транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ , соединенных между собой, как показано на рис. 2.4. Постоянный ток коллектора этих транзисторов можно выразить через эмиттерные токи, пользуясь параметрами одномерной теоретической модели транзистора:

$$J_{n2} = \alpha_{N_1} J_{n1} + \alpha_{N_2} J_{n3} + I_{\text{кб0}}, \quad (2.29)$$

где  $J_{n1}$ ,  $J_{n2}$  и  $J_{n3}$  – токи через первый, второй и третий  $p$ - $n$ -переходы;

$\alpha_{N_1}$  и  $\alpha_{N_2}$  – статические коэффициенты передачи токов эмиттера транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  соответственно;

$I_{\text{кб0}}$  – обратный ток коллектора, который является общим для обоих транзисторов, составляющих структуру тиристора.

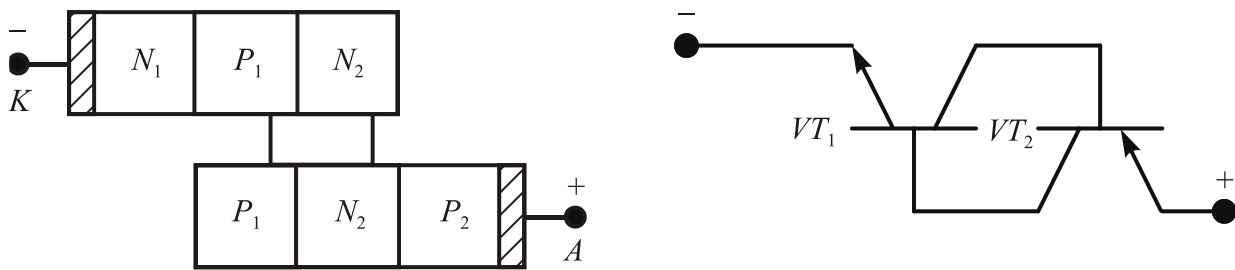


Рис. 2.4. Представление тиристора в виде двух транзисторов

Для двухэлектродной структуры диодного тиристора из-за необходимости выполнения баланса токов полные токи через все переходы должны быть равны между собой:

$$I_{n1} = I_{n2} = I_{n3} = I_a. \quad (2.30)$$

Тогда анодный ток тиристора вычисляется по формуле

$$I_a = I_{КБО} / (1 - \alpha_N), \quad (2.31)$$

где  $\alpha_N = \alpha_{N1} + \alpha_{N2}$  – суммарный статический коэффициент передачи тока тиристорной структуры.

Переключение тиристора происходит при стремлении тока анода  $I_a$  к бесконечности, а, следовательно, при  $\alpha_{N1} + \alpha_{N2} = 1$ .

Триодный тиристор (тринистор) – это тиристор, имеющий два основных электрода и один управляющий вывод.

Триодный тиристор можно переключить из закрытого состояния в открытое в необходимый момент времени даже при небольшом анодном напряжении, подавая на выпрямляющий электрод соответствующее напряжение (рис. 2.5).

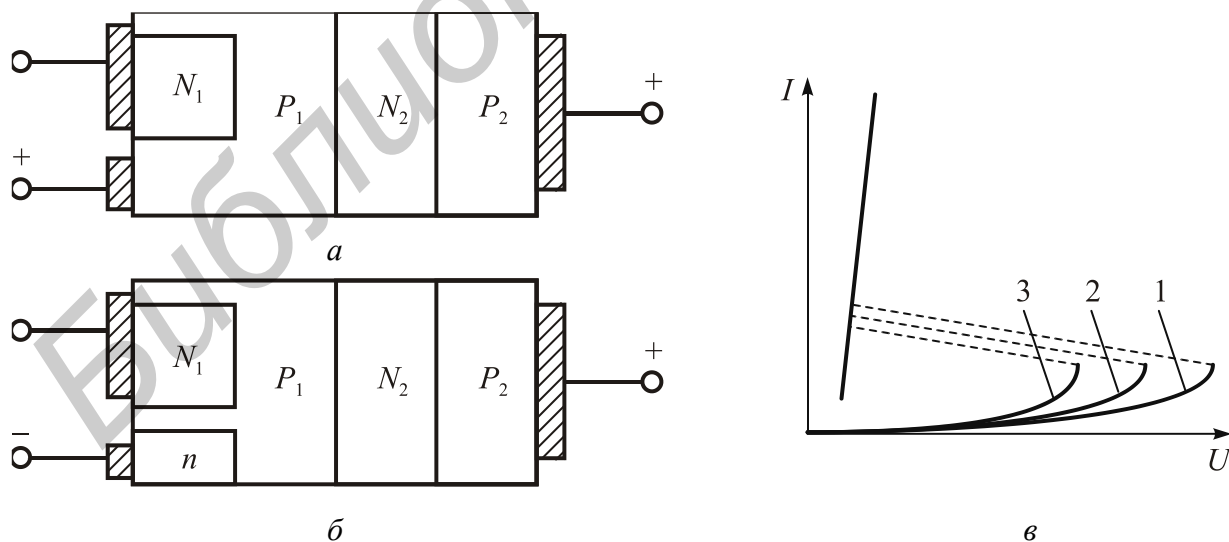


Рис. 2.5. Схематическое изображение структур триодных тиристорov с омическим переходом между управляющим электродом и базой (а), с дополнительным  $p-n$ -переходом под управляющим электродом (б) и ВАХ триодного тиристора(в) при различных токах уравнения (1 –  $I_{y1}$ , 2 –  $I_{y2}$ , 3 –  $I_{y3}$ ;  $I_{y3} > I_{y2} > I_{y1}$ )

Симметричный диодный тиристор (диак) – это диодный тиристор, способный переключаться как в прямом, так и в обратном направлениях.

Структура симметричного диодного тиристора состоит из пяти областей с чередующимся типом электропроводности, которые образуют четыре  $p-n$ -перехода (рис. 2.6, а). Крайние переходы зашунтированы объемными сопротивлениями прилегающих областей с электропроводностью  $p$ -типа.

Если на такой тиристор подать напряжение положительным потенциалом на область  $N_1$  и отрицательным потенциалом на область  $N_3$ , то  $p-n$ -переход  $J_1$  окажется смещенным в обратном направлении и ток, проходящий через него, будет пренебрежимо мал. Весь ток через тиристор при такой полярности приложенного напряжения будет проходить по шунтирующему сопротивлению области  $P_1$ .  $P-n$ -переход  $J_4$  будет смещен в прямом направлении, и через него будет происходить инжекция электронов. При выбранной полярности внешнего напряжения рабочая часть тиристора представляет собой структуру  $p-n-p-n$ , в которой могут происходить те же процессы, что и в обычном диодном тиристоре, приводящие к переключению его из закрытого состояния в открытое и обратно.

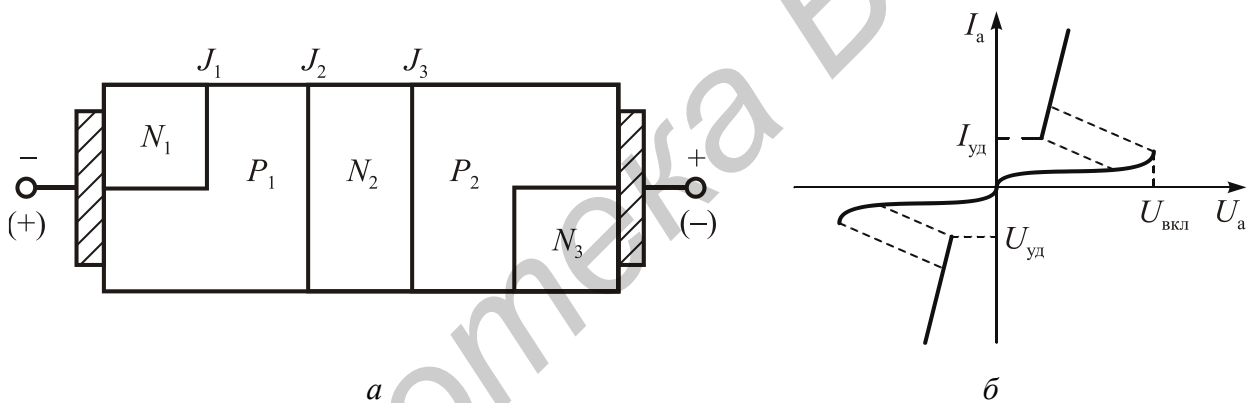


Рис. 2.6. Структура симметричного тиристора (а) и его ВАХ (б)

При перемене полярности внешнего напряжения четвертый  $p-n$ -переход окажется смещенным в обратном направлении и, обладая поэтому большим сопротивлением, будет зашунтирован относительно малым сопротивлением области  $P_2$ . Следовательно, при такой полярности внешнего напряжения рабочая часть тиристора представляет собой структуру  $n-p-n-p$ , способную переключаться из закрытого состояния в открытое и обратно.

### Методические указания

Студент должен вспомнить, что статический коэффициент передачи тока эмиттера транзистора растет с увеличением тока эмиттера в результате уменьшения влияния рекомбинации в эмиттерном переходе и появления электрического поля в базе из-за увеличения градиента концентрации носителей заряда. Коэффициент передачи тока эмиттера растет также с увеличением напряжения

на коллекторном переходе в результате уменьшения толщины базы и увеличения коэффициента лавинного размножения в коллекторном переходе. Эти четыре физических фактора вызывают рост суммарного статического коэффициента передачи тока тиристорной структуры при увеличении напряжения и соответственно тока в закрытом состоянии тиристора.

При достижении суммарным статическим коэффициентом передачи значения, равного единице, анодный ток через тиристор устремляется в бесконечность, т. е. происходит переключение диодного тиристора из закрытого состояния в открытое. Во время переключения ток через тиристор, конечно, должен быть ограничен сопротивлением нагрузки, иначе тиристор может выйти из строя.

Анализируя момент переключения, студент должен помнить, что в каждой из транзисторных структур, составляющих тиристор, коэффициенты передачи тока эмиттера могут быть близки к единице уже при малых напряжениях и токах. Для уменьшения начального значения коэффициента передачи одну из базовых областей всех тиристоров делают относительно толстой (до 200 мкм).

Для уменьшения коэффициента передачи тока эмиттера транзистора его эмиттерный переход шунтируют объемным сопротивлением прилегающей базовой области (рис. 2.7). Такое шунтирование осуществляют путем нанесения одного из основных электродов (например катода) не только на эмиттерную область, но и частично на поверхность прилегающей базовой области. Шунтирование обеспечивает малые значения коэффициента передачи тока при малых напряжениях на тиристоре, т. к. почти весь ток при этом проходит по шунтирующему сопротивлению базы, минуя левый (см. рис. 2.7) эмиттерный переход в связи с его относительно большим сопротивлением при малых напряжениях. При больших напряжениях на тиристоре сопротивление левого эмиттерного перехода становится меньше шунтирующего сопротивления базы. Это значит, что теперь почти весь ток будет проходить через эмиттерный переход и будет вызван инжекцией неосновных носителей заряда в прилегающую базовую область.

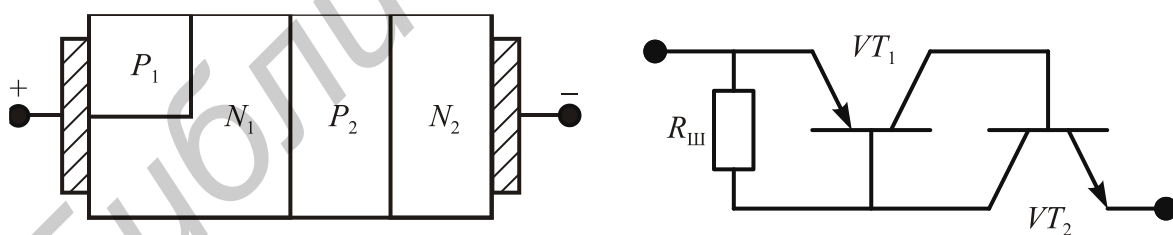


Рис. 2.7. Структура диодного тиристора с шунтированным эмиттерным переходом

Шунтирование, во-первых, дает возможность создавать тиристоры с большими значениями напряжения включения; во-вторых, при шунтировании эмиттерного перехода получается более резкая зависимость коэффициента передачи тока от напряжения и от тока. Поэтому тиристор с шунтированным эмиттерным переходом будет иметь так называемую жесткую характеристику переключения, т. е. будет переходить из закрытого в открытое состояние каждый раз при одном и том же напряжении включения.

### **Вопросы для самопроверки**

1. Почему у тиристорov на прямой ветви ВАХ имеется участок ОДС?
2. Для чего у тиристора один из эмиттерных  $p-n$ -переходов шунтируется резистором?
3. Почему тиристор можно представить в виде двух транзисторов?
4. В какой момент происходит включение тиристора?
5. Почему два крайних  $p-n$ -перехода называются эмиттерными, а средний – коллекторным?
6. Где применяются транзисторы?

### **ПЕРЕЧЕНЬ ТЕМ КУРСОВЫХ РАБОТ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ»**

1. Сравнительный анализ электрических и технологических характеристик биполярных и МОП транзисторов.
2. Потери статической и динамической мощностей в КМОП ИМС.
3. Приборы с зарядовой связью (ПЗС).
4. Гетеробиполярные транзисторы со структурой Si–SiGe.
5. Полупроводниковые сверхрешеточные структуры.
6. Мощные СВЧ биполярные транзисторы.
7. Физические и конструктивно-технологические ограничения при проектировании КМОП ИМС.
8. Псевдоморфные транзисторы с высокой подвижностью электродов (PHEMT) на основе GaAs.
9. Биполярные транзисторы с изолированным затвором.
10. Лавинный пробой электронно-дырочного перехода, методы повышения напряжения пробоя.
11. Сравнительный анализ электрических характеристик объемных и КНИ МОП структур.
12. Перепрограммируемые построенные запоминающие устройства с электрической записью информации.
13. Короткоканальные эффекты в МОП транзисторах.
14. Мощные СВЧ МОП транзисторы.
15. Мощные СВЧ транзисторы на основе нитрида галлия.
16. Эффект горячих носителей в короткоканальных МОП транзисторах, методы устранения негативных последствий эффекта.
17. Перспективные МОП транзисторные структуры.
18. Выбор структуры и электрофизических характеристик различных областей ВЧ биполярных транзисторов.
19. История и будущее гетеробиполярных структур в электронике.



20. Моделирование сопротивлений сток – исток  $R_{си}$  открытых мощных вертикального (ВДМОП) и горизонтального (ГДМОП) МОП транзисторов с двойной диффузией.

21. Моделирование сопротивлений сток – исток  $R_{си}$  открытых мощных МОП транзисторов с  $V$ - и  $U$ -каналами.

22. Анализ паразитных структур в КМОП ИМС.

23. МОП транзистор с высокой подвижностью электронов (НЕМТ) на основе структуры AlGaAs/GaAs.

24. Температурная зависимость параметров МОП транзисторов.

25. Методы увеличения коэффициента усиления по току мощных биполярных транзисторов.

### **Методические указания к выполнению курсовых работ**

Тематика курсовых работ разработана в соответствии с учебным планом дисциплины. Курсовая работа выполняется в седьмом семестре и посвящена, в основном, физике работы, конструкции и основам проектирования активных элементов твердотельной электроники. Темы курсовых работ, в зависимости от объема решаемых задач, могут быть индивидуальными, рассчитанными на выполнение одним студентом, или комплексными. Предпочтительными являются комплексные темы, позволяющие наиболее полно раскрыть поставленные вопросы. Таким образом курсовая работа приобретает законченный характер. Например, курсовую работу на тему «КМОП-структуры» выполняет группа из трех студентов со следующими самостоятельными частями:

- электрические и конструктивные параметры КМОП-структур на КНИ;
- особенности проектирования КМОП-структур;
- потери мощности в КМОП-структурах.

Курсовую работу на тему «Мощные МОП-транзисторы СВЧ диапазона» выполняет группа из четырех студентов со следующими самостоятельными частями:

- сравнительный анализ геометрии мощных ГДМОП, ВДМОП и  $V$ -МОП транзисторов;
- моделирование сопротивлений открытых ГДМОП, ВДМОП и  $V$ -МОП транзисторов;
- паразитные емкости ГДМОП, ВДМОП и  $V$ -МОП транзисторов и пути их уменьшения;
- физическая эквивалентная схема мощного СВЧ МОП транзистора, и основы расчета ее параметров.

Приступить к выполнению курсовой работы студент должен сразу же после получения задания, не дожидаясь пока рассматриваемый вопрос будет изучен в лекционном курсе. Для качественного и своевременного выполнения курсовой работы рекомендуется поступать следующим образом:

- ознакомиться с предложенной преподавателем темой;

- предварительно ознакомиться с предложенным вопросом по одному – двум современным источникам;
- подготовить предварительный план намеченной работы и обсудить его с руководителем;
- изучить основные электрические характеристики предложенного полупроводникового прибора;
- приступить к оформлению пояснительной записки и графической части курсового проекта.

Особая роль при выполнении курсовой работы отводится работе студента с литературой. Студенту нужно не только обращаться к специальной литературе, указанной преподавателем, но и обращаться к научным тематическим журналам в библиотеках БГУИР и НАН РБ. Сведения о наличии материала по той или иной теме можно, например, найти в реферативном журнале «Электроника и ее применение».

Расчетно-пояснительная записка в общем случае может состоять из следующих разделов:

- введение;
- критический анализ решения проблемы до настоящей разработки;
- современные физико-конструктивные решения рассматриваемой проблемы;
- анализ полученных результатов;
- выводы;
- список использованных литературных источников.

По результатам выполнения работы и защиты выставляется оценка с учетом:

- объема и качества выполнения работы, оригинальности и самостоятельности решений;
- знаний, связанными с усилительными и частотными свойствами изучаемого прибора;
- умения излагать результаты работы, обосновывать и защищать принятые решения и отвечать на заданные вопросы.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ**

### *Основная*

1. Колосницын, Б. С. Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем. В 2 ч. Ч. 1 : Расчет и проектирование биполярных транзисторов / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2011.
2. Колосницын, Б. С. Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем. В 2 ч. Ч. 2 : Расчет и проектирование полевых транзисторов / Б. С. Колосницын, Н. В. Гапоненко. – Минск : БГУИР, 2012.

*Дополнительная*

1. Проектирование и технология производства мощных СВЧ-транзисторов / под ред. В. И. Никишин. – М. : Радио и связь, 1989.
2. Белоус, А. И. Проектирование интегральных микросхем с пониженным энергопотреблением / А. И. Белоус, В. А. Емельянов, В. С. Сякерский. – Минск : Интегралполиграф, 2009.
3. Крутякова, М. Г. Полупроводниковые приборы и основы их проектирования / М. Г. Крутякова, Н. А. Чарыков, В. В. Юдин. – М. : Радио и связь, 1983 г.
4. Колосницын, Б. С. Мощные и СВЧ полупроводниковые диоды / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2008.
5. Тейлор, П. Расчет и проектирование тиристорov / П. Тейлор. – М. : Энергоатомиздат, 1990.

Библиотека БГУИР

### Раздел 3. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ЭЛЕМЕНТОВ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

#### Тема 1. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

В полупроводниковых диодах используются следующие свойства выпрямляющего контакта:

- 1) эффект выпрямления (выпрямляющие диоды);
- 2) туннелирование носителей сквозь тонкий потенциальный барьер (туннельные и обращенные диоды);
- 3) пробой  $p$ - $n$ -перехода (стабилитроны, лавинно-пролетные диоды);
- 4) использование барьерной емкости выпрямляющего контакта (варикапы, варисторы);

Диоды, используемые в электронных схемах для преобразования переменного тока в постоянный, называются выпрямительными. В зависимости от размеров контакта  $p$ - $n$ -перехода эти диоды можно разделить на две большие группы: точечные и плоскостные.

У точечных диодов размеры выпрямляющего контакта соизмеримы с толщиной ОПЗ, определяющей физические процессы в  $p$ - $n$ -переходе. У плоскостных диодов площадь контакта значительно превышает толщину ОПЗ.

В зависимости от величины тока  $I_{пр}$ , пропускаемого диодами в проводящем направлении, выпрямительные диоды можно разбить на три группы:

- диоды малой мощности ( $I_{пр} < 0,3$  А);
- диоды средней мощности ( $0,3$  А  $< I_{пр} < 10$  А);
- мощные (силовые) диоды ( $I_{пр} > 10$  А).

Этапы расчета и проектирования выпрямительного диода:

1. Выбор структуры диода и исходного полупроводникового материала.
2. Выбор типа электропроводности и удельного сопротивления исходного полупроводника (базы диода).
3. Расчет прямой и обратной ветви ВАХ диода.
4. Конструкцию диода выбирают исходя из найденного значения теплового сопротивления  $R_T = (T_{j\max} - T_0) / P_{\max}$ .

Варикап – это полупроводниковый диод, в котором используется зависимость барьерной емкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с управляемой емкостью. Варикапы широко используются в качестве перестраиваемых элементов в переключателях каналов радио- и телевизионных приемников. Величина барьерной емкости колеблется от единиц до десятков пикофарад. Варикапы могут быть изготовлены как из кремния, так и из германия и арсенида галлия.

При расчете варикапа по заданному значению максимальной емкости варикапа при малом (по абсолютному значению) обратном напряжении смещения

можно определить необходимую площадь электронно-дырочного перехода варикапа. Для этого предварительно надо рассчитать контактную разность потенциалов, которой нельзя пренебрегать при небольших напряжениях смещения. Максимальная емкость варикапа (максимальная величина ширины ОПЗ) выбирается из следующих соображений: во-первых, ее величина должна удовлетворять задачам перекрытия необходимого частотного диапазона, а во-вторых, ширина ОПЗ не должна перекрывать всю высокоомную часть базы и доходить до низкоомной подложки. Из этих условий рассчитывают коэффициент перекрытия по емкости.

После выполненных предварительных расчетов необходимо проверить соответствие коэффициента перекрытия по емкости выбранной структуры варикапа заданному значению, т. е. рассчитать отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений. Если полученное значение коэффициента перекрытия по емкости окажется меньше заданного, то необходимо внести коррективы в выбранную структуру и технологию изготовления варикапа.

Как и для всех элементов резонансного колебательного контура, важным параметром для варикапа является добротность – отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте к сопротивлению базы (потерь) при заданном обратном напряжении.

Варактор – это варикап СВЧ диапазона. В эквивалентной схеме диодов СВЧ диапазона необходимо учитывать сопротивление потерь  $r_{\text{п}}$ , индуктивность выводов  $L_{\text{д}}$  и конструктивную емкость между выводами при отсутствии контакта с диодной структурой  $C_{\text{к}}$ .

Инерционность электрических процессов в диоде зависит от постоянной времени  $\tau = r_{\text{п}} \cdot C_{\text{бар}}$ . Поэтому для повышения частотного диапазона работы в большинстве СВЧ диодов используют переходы с малыми поперечными размерами.

Особенность диодов с барьером Шоттки (ДБШ), отличающая их от диодов на  $p$ - $n$ -переходах, заключается в том, что напряжение их отпириания можно регулировать подбором типа металла, образующего контакт металла с полупроводником, т. е. изменением высоты потенциального барьера контакта металл – полупроводник (табл. 3.1).

Таблица 3.1

Высота потенциального барьера контакта металл – кремний  $n$ -типа

Металл	Na	Zp	Mo	W	Ni	Ag	AL	Pd	PtSi	Au	Pt
$\phi_{\text{мпВ}}$	0,43	0,55	0,59	0,67	0,68	0,76	0,77	0,78	0,82	0,84	0,86

Быстродействие ДБШ определяется в основном временем перезаряда объемного заряда и не связано с накоплением заряда. Максимальная рабочая частота ДБШ определяется формулой

$$f_{\text{max ш}} = (2\pi r_{\text{ш}} \cdot C_{\text{дш}})^{-1}, \quad (3.1)$$

где  $r_{\text{ш}}$  – последовательное сопротивление тела диода Шоттки;

$C_{\text{дш}}$  – емкость диода Шоттки, которая рассчитывается как барьерная емкость резкого перехода.

Емкость диода Шоттки имеет вид

$$C_{\text{дш}} = A \left[ \frac{q \varepsilon \varepsilon_0 N d}{2(\varphi_{\text{мп}} - U)} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.2)$$

### Методические указания

Следует отметить недостатки выпрямительных диодов:

– диоды плохо выдерживают импульсные перегрузки, т. к. пробой происходит чаще всего в слабых локальных местах  $p$ - $n$ -перехода (чаще вблизи поверхности);

– наблюдается разброс величин параметров диодов от партии к партии. Разброс величин обратного сопротивления диодов  $R_{\text{обр}}$  вынуждает разработчиков при изготовлении высоковольтных столбов, соединяя последовательно определенное число диодов, параллельно к диодам подключать шунтирующий резистор, сопротивление которого значительно ниже ( $R_{\text{ш}} < R_{\text{обр}}$ ).

При расчете сопротивления базы нужно помнить, что его величина независимо от типа диода (плоскостной, точечный и т. д.) прямо пропорциональна удельному сопротивлению  $\rho$ .

Следует отметить, что расчет полупроводниковых диодов нужно начинать с анализа величины максимального обратного напряжения  $U_{\text{обр max}}$ . Принимая величину напряжения пробоя  $U_{\text{пр}} \approx 1,5U_{\text{обр max}}$  и воспользовавшись графиками зависимостей  $U_{\text{пр}} = f(N)$ ,  $\rho = f(N)$  и  $\mu = f(N)$ , определяют марку исходного полупроводникового материала и рассчитывают его электрические параметры.

При расчете стабилитрона после выбора электропроводности базы стабилитрона следует произвести расчет необходимого удельного сопротивления исходного кремния по заданному напряжению стабилизации  $U_{\text{ст}}$ . Также следует учитывать характер пробоя (лавинный или туннельный), что определяется величиной  $U_{\text{ст}}$ , предполагаемую технологию формирования электронно-дырочного перехода и т. д. По вычисленному значению удельного сопротивления исходного кремния выбирают его марку.

Необходимо знать, что при напряжении стабилизации до 6 В (туннельный пробой) температурный коэффициент стабилизации  $\alpha_{\text{ст}}$  отрицательный, т. е. напряжение стабилизации уменьшается с ростом температуры. При напряжении стабилизации свыше 7 В  $\alpha_{\text{ст}}$  положительный. Это особенно важно для того случая, когда стабилитрон ставится в цепь база – эмиттер биполярного транзистора для задания рабочей точки. Для ослабления влияния температуры на параметры транзистора последовательно со стабилитроном нужно включать элемент, имеющий ТКУ противоположного знака.

Нужно помнить, что зависимость емкости от напряжения смещения различна для варикапов, изготовленных методом диффузии примесей или методом эпитаксии. В варикапах с резким электронно-дырочным переходом зависимость барьер-

ной емкости от напряжения смещения получается более резкая. Связано это с тем, что глубина проникновения электрического поля в материал зависит от удельного сопротивления этого материала. В сплавном варикапе слои базы, прилегающие к переходу, легированы равномерно, а в диффузионном при удалении от перехода концентрация нескомпенсированных примесей увеличивается, т. е. уменьшается удельное сопротивление, а значит уменьшается длина проникновения электрического поля. Поэтому для варикапа более предпочтителен резкий  $p$ - $n$ -переход, а для получения еще более резкой зависимости емкости варикапа от напряжения смещения необходимо создавать в базе варикапа аномальное распределение нескомпенсированных примесей с градиентом концентрации другого знака по сравнению со знаком градиента концентрации баз диффузионного диода (рис. 3.1).

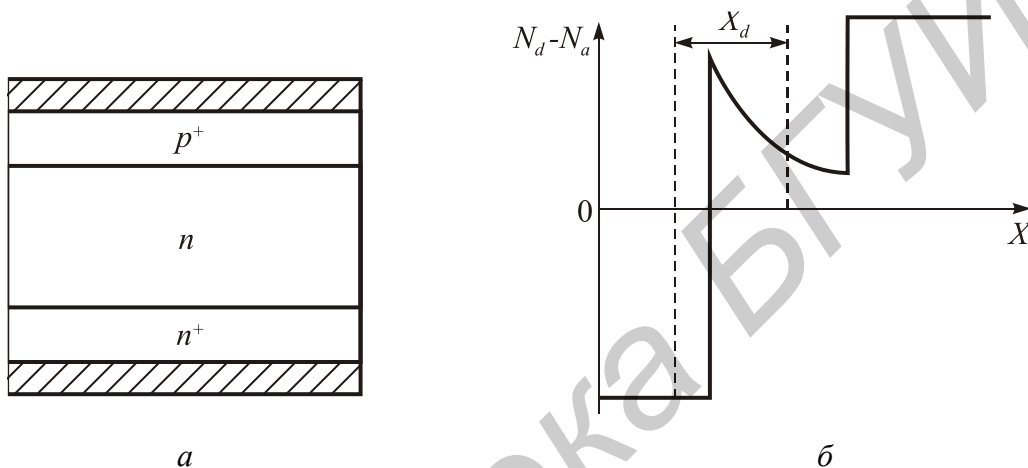


Рис. 3.1. Структура варикапа (а) и распределение в ней нескомпенсированных примесей (б)

В варакторе из-за падения напряжения на  $r_{п}$  и  $L_{д}$ , приложенное к переходу напряжение оказывается меньше, чем подведенное к диоду, а емкость  $C_{к}$  шунтирует его. Эти параметры называют паразитными. Типичные значения  $L_{д}$  и  $C_{к}$  – десятые доли наногенри и пикофарады,  $r_{п}$  – десятые доли или единицы ома. У бескорпусных диодов значения  $C_{к}$  и  $L_{д}$  существенно меньше, благодаря чему их эффективность выше.

### Вопросы для самопроверки

1. Какие типы выпрямительных полупроводниковых диодов вы знаете?
2. Каков алгоритм расчета полупроводниковых выпрямительных диодов?
3. Почему при проектировании стабилитронов нужно обращать особое внимание на температурный коэффициент напряжения стабилизации?
4. Для чего в базе варикапа создают аномальное распределение заряда нескомпенсированных примесей?
5. Чем отличается варактор от варикапа?
6. Исходя из каких соображений выбирается величина концентрации донорной примеси в базе диода Шоттки?

## Тема 2. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Структура биполярного интегрального транзистора представлена на рис. 3.2.

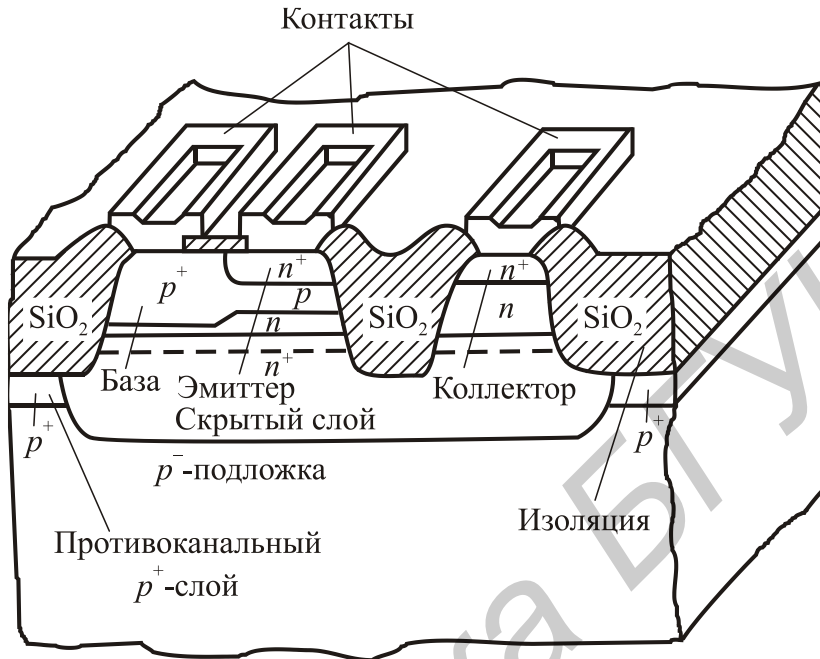


Рис. 3.2. Структура биполярного интегрального транзистора  $n-p-n$  типа

К основным электрическим параметрам транзистора можно отнести:

- коэффициент усиления постоянного тока при нормальном включении транзистора (коэффициент передачи постоянного тока базы)  $\beta_N$ ;
- обратный ток коллектора в схеме с общей базой при отключенном эмиттере  $I_{КБ0}$ ;
- частота отсечки  $f_T$ ;
- пробивные напряжения коллекторного  $p-n$ -перехода, измеренные в схеме с общей базой при отключенном эмиттере  $U_{КБ0}$  и в схеме с общим эмиттером при отключенной базе  $U_{КЭ0}$ ;
- объемное сопротивление базы  $r_b$ .

В мощных транзисторах, работающих на частоте до 1–2 МГц, наиболее часто используются эмиттеры с гребенчатой структурой. Иногда такое решение используется и в более высокочастотных транзисторах. При увеличении тока и рабочей частоты гребенчатая структура из-за ряда причин (в частности, в связи со снижением устойчивости ко вторичному пробое) начинает терять свои преимущества. Поэтому для мощных ВЧ и СВЧ транзисторов используют структуры других типов. Как правило, эти структуры характеризуются более высоким отношением периметра эмиттера к площади. Это – транзисторы с так называемой overlay-структурой (от англ. «перекрывать») (рис. 3.3, б).



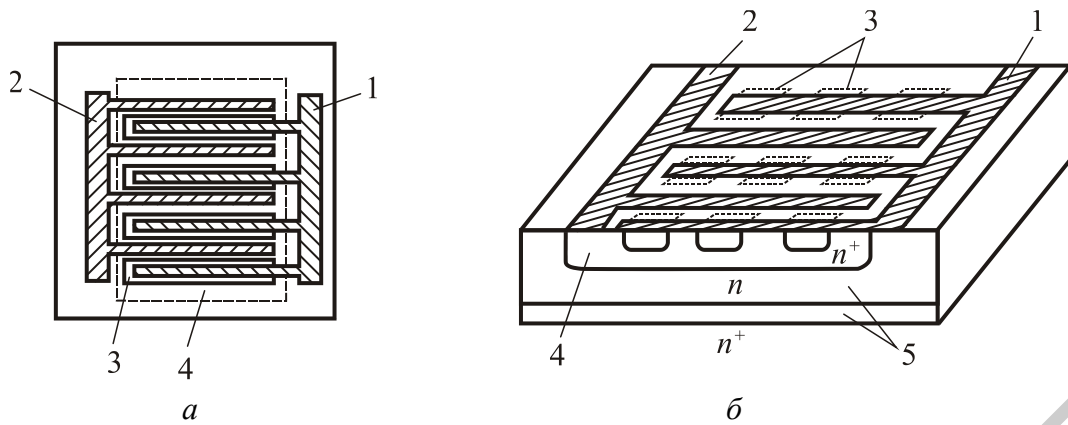


Рис. 3.3 Структуры биполярных транзисторов:

*a* – гребенчатая; *б* – overlay

(1 – эмиттерная металлизация; 2 – базовая металлизация; 3 – элементарные эмиттеры; 4 – база; 5 – коллектор)

Порядок расчета мощного СВЧ транзистора:

1. Исходя из заданных значений выходной мощности  $P_1$  и КПД коллекторной цепи, определяем мощность, рассеиваемую в коллекторной цепи.

2. Критический ток коллектора полагаем равным максимальному току коллектора  $I_{к.кр} = I_{к.мах}$ .

3. Находим значение концентрации доноров  $N_{дк}$  в высокоомном эпитаксиальном слое, от которого зависит критическая плотность тока коллектора  $j_{к.кр} = qV_S N_{дк}$ .

4. Используя полученное значение  $N_{дк}$ , находим критическую плотность тока коллектора  $j_{к.кр} = qV_S N_{дк}$  и площадь эмиттерного  $p-n$ -перехода.

5. Число эмиттерных секций  $N'$ , эмиттерных полосок в секции  $N_1$ , расстояние между эмиттерами в секции  $S$ , расстояние между секциями  $S_k$  выбираем таким образом, чтобы обеспечить заданное значение теплового сопротивления переход – корпус  $R_{тп-к}$ .

6. Для выбранной топологии эмиттерных секций, размеры которых примерно равны размерам баз  $p$ -типа и составляют  $l'_3 = l_3$ ,  $Z'_3 = N_1 l_3 + S(N_1 - 1)$ , вычисляем емкость коллекторного  $p-n$ -перехода при напряжении коллекторного источника  $U_k$ , причем полагаем  $A_{p-n} = N' l_3 Z'_3$ . Затем находим емкости базовых  $C_{б.пл}$  и эмиттерных  $C_{э.пл}$  контактных площадок на окисле  $SiO_2$  толщиной  $d_{SiO_2} = 1...2$  мкм над коллекторным слоем  $n$ -типа по формулам  $C_{б.пл} = \epsilon \epsilon_0 A_{б.пл} SiO_2 / d_{SiO_2}$ ,  $C_{э.пл} = A_{э.пл} SiO_2 / d_{SiO_2}$ , где  $A_{б.пл}$  и  $A_{э.пл}$  – площади базовых и эмиттерных площадок соответственно. Если окажется, что сумма величин  $C_{кр-n}(U_k) + C_{б.пл} + C_{э.пл}$  превышает заданную величину  $C_{кб}(U_k)$ , то следует уменьшить длину секций за счет уменьшения расстояния  $S$  между эмиттерами в секции. Затем следует повторно провести расчет теплового сопротивления переход – корпус  $R_{тп-к}$  для новой топологии эмиттерных секций. Если вновь рассчитанное значение  $R_{тп-к}$  будет превышать заданное, то необходимо увеличить расстояние  $S_k$  между секциями.

7. Толщины активных областей (эмиттера  $x_{Э_0}$  и базы  $W_{Б_0}$ ) зависят от рабочей частоты транзистора и требуемых значений коэффициента усиления по мощности  $k_{ур}$ . Так, для транзисторов, работающих на частотах 300...500 МГц, толщина базы  $W_{Б_0} = 0,7...0,5$  мкм, поперечное сопротивление активной базы  $R_{sa} = 2...3$  кОм/квadrat. Для приборов, рассчитанных для работы на частоте  $f = 1$  ГГц, толщина активной базы  $W_{Б_0} = 0,25...0,35$  мкм.

Материалы, используемые в качестве теплоотводов в корпусах мощных СВЧ-транзисторов, должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- обладать близким с кремнием коэффициентом теплового расширения (КТР) во всем диапазоне рабочих температур, а также высокой механической прочностью;
- иметь большой коэффициент теплопроводности и высокое удельное сопротивление;
- иметь низкие значения диэлектрической проницаемости и тангенса диэлектрических потерь на соответствующих частотах;
- допускать механическую обработку (или какие-либо другие виды обработки) с целью получения необходимых размеров, формы и класса чистоты поверхности, а также хорошей покрываемости различными материалами.

Практика проектирования ИМС ставит перед специалистами задачи по анализу и расчету компонентов, как правило, в двух аспектах:

1) разработка ИМС ведется по стандартному технологическому процессу, для которого известны все конструктивно-технологические нормы на проектирование. В этом случае разработчику ИМС необходимо рассчитать библиотеку параметров транзисторных структур в зависимости от геометрических размеров их областей, определяемых литографическими возможностями технического процесса и максимальной величиной рабочего тока в составе соответствующего блока, микросхемы. Конечным результатом решения такой задачи являются параметры моделей транзисторов для анализа статических и динамических характеристик ИМС. Количество решений такого рода задач для одного транзистора ограничено его топологическим рисунком в составе ИМС;

2) проектирование ИМС ведется по техническому заданию, в котором требуется достижение предельных эксплуатационных параметров. В этом случае разработчики (схемотехник и технолог) обязаны сформулировать реализуемые требования к электрофизическим параметрам транзисторной структуры, на основании которых формируется технологический маршрут изготовления ИМС.

Конечным результатом решения такой задачи являются электрофизические параметры областей транзисторных структур, их минимальные размеры для заданной величины плотности тока эмиттера, конструктивно-топологические нормы на проектирование ИМС и ориентировочные параметры технологического процесса.

## Методические указания

Необходимо учитывать, что объемное сопротивление базы влияет как на частотные, так и на усилительные свойства транзистора. При расчете объемного сопротивления базы необходимо учитывать одну важную конструктивную особенность: линейные размеры пассивных областей базы  $L$  (расстояние от вывода базы до ОПЗ коллекторного  $p$ - $n$ -перехода) должны удовлетворять условию  $L \geq L_n$ , где  $L_n$  – диффузионная длина электронов в базе. В противном случае поток дырок при своем движении к коллектору будет сильно расфокусировываться и его сечение у коллектора окажется больше, чем у эмиттера. Несмотря на то, что в реальной конструкции транзистора всегда выполняется условие  $A_k > A_э$  и все электроны собираются коллектором, при сильной расходимости электронного потока равенство площадей не будет выполняться.

При сильной расходимости электронного потока плотность электронного тока в пролетном промежутке не будет постоянной и сопротивление активной области базы  $r_{Б1}$  будет сильно зависеть от линейных размеров эмиттера и пассивной области базы, что весьма нежелательно, т. к. при массовом производстве эти параметры трудно контролировать.

Для различной геометрии транзистора с точностью до постоянного коэффициента можно принять, что активное сопротивление базы  $r_{Б1}$  вычисляется по формуле

$$r_{Б1} = \frac{\rho_B}{8\pi W_B}. \quad (3.3)$$

Если минимальное значение длины пассивной базы  $L$  ограничить  $L_n$ , то можно показать, что отношение сопротивления пассивной базы  $r_{Б2}$  к сопротивлению активной базы  $r_{Б1}$ , принимает вид

$$\frac{r_{Б2}}{r_{Б1}} \approx (0,4...7) \frac{W_A}{L_i}, \quad (3.4)$$

где  $L_i$  – ширина пассивной области базы, полагая  $W_A / L_i \leq 0,1$  для отношения  $r_{Б2} / r_{Б1} = 0,04...0,7$ .

Таким образом, определяющее значение имеет объемное сопротивление активной области базы  $r_{Б1}$ .

Пассивную и активную составляющие полного сопротивления базы многоэмиттерного транзистора, работающего в режиме малого сигнала, находят по формулам:

$$r_{Бп} = \Delta d R_{Sп} / 2NZ_{э} \text{ и } r_{Ба} = L_{э} R_{Sа} / 12NZ_{э}, \quad (3.5)$$

где  $R_{S_a}$  и  $R_{S_{\Pi}}$  – поверхностные сопротивления пассивной и активной базы [Ом/квадрат],

$N$  – число прямоугольных эмиттеров длиной  $Z_{\text{Э}}$  и шириной  $L_{\text{Э}}$ ;

$\Delta d$  – расстояние между краями диффузионных эмиттеров и базовыми металлизированными контактами.

В реальных кремниевых транзисторах  $R_{S_{\Pi}} = 200 \dots 500$  Ом/квадрат, а  $R_{S_a} = 2500 \dots 10\,000$  Ом/квадрат, то оказывается, что  $r_{B_{\Pi}} < r_{B_a}$ , и следовательно  $r_B \approx r_a$ .

Сопротивление активной базы в режиме большого сигнала определяется по формуле

$$r_{B_a} = \frac{R_{S_a} L_{\text{Э}}}{8NZ_{\text{Э}}}. \quad (3.6)$$

Необходимо помнить, что коэффициент инжекции эмиттера и, следовательно, статический коэффициент передачи тока транзисторов с ростом плотности тока снижаются из-за того, что плотность подвижных носителей в базовой области при увеличении плотности тока растет и поэтому увеличивается ее проводимость. Увеличение проводимости базы может быть очень большим. В результате коэффициент инжекции эмиттера может снизиться до значения, намного меньшего, чем единица. При этом статистический коэффициент передачи тока снизится до недопустимо малых значений.

С увеличением плотности тока эмиттер перестает инжектировать носители в базу равномерно по всей площади. Так как базовый ток, проходящий под эмиттером параллельно его границе, создает определенное падение напряжения в базе, открывающая эмиттерный переход разность потенциалов оказывается максимальной у периферии и может сильно уменьшаться с удалением от края эмиттера. В соответствии с этим плотность тока, инжектируемого в базу, оказывается максимальной по периметру эмиттера и может резко уменьшаться под его центральными участками.

Необходимо помнить, что в транзисторных структурах с сильно развитым периметром эмиттера распределение тока между частями эмиттера сложной (гребенчатой или сетчатой) формы, а также между отдельными эмиттерами в overlay-структуре или многоэмиттерной полосковой структуре, чрезвычайно неравномерно. Дело в том, что в биполярных транзисторах существует явление положительной тепловой обратной связи. Если, например, какой-либо из большого числа отдельных эмиттеров по какой-то причине начал инжектировать несколько больший ток, чем остальные, то область структуры вблизи от этого эмиттера разогреется чуть сильнее остальной части структуры. По этой причине уменьшится входное сопротивление для этого эмиттера, и ток через него возрастет еще больше.

В результате через этот эмиттер может пойти достаточно большой ток (иногда значительная часть всего тока, протекающего через прибор), и в транзисторе может наступить так называемый вторичный пробой. Даже если пробоя

не произойдет, наличие резко неравномерного распределения тока между отдельными эмиттерами весьма отрицательно скажется на характеристиках транзистора. Чтобы избежать этого, необходимо ввести в транзисторную структуру элементы, которые обеспечивали бы отрицательную обратную связь, компенсирующую положительную тепловую обратную связь.

Таковыми элементами могут быть стабилизирующие или балластные поликремниевые резисторы, включаемые последовательно с каждым из эмиттеров в многоэмиттерной транзисторной структуре (рис. 3.4).

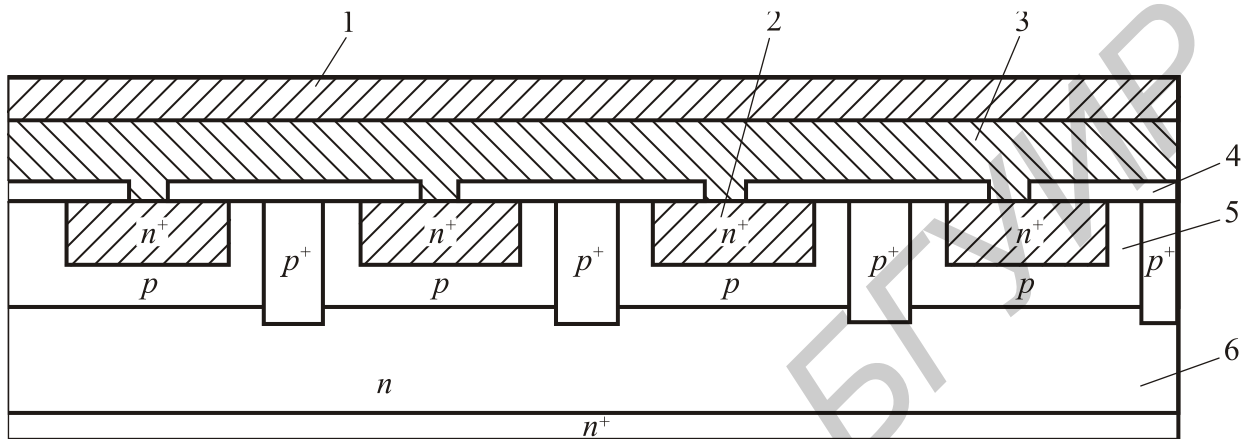


Рис. 3.4. Поперечное сечение транзистора типа overlay:  
 1 – слой металлизации эмиттера; 2 –  $n^+$  – эмиттер;  
 3 – поликремниевые балластные эмиттеры; 4 – оксид;  
 5 –  $p$ -база; 6 – коллектор

Студенты должны понимать, что при расчете параметров транзисторной структуры необходимо пользоваться средними значениями подвижностей основных и неосновных носителей заряда в слоях активной области структуры, некоторые могут быть определены как средние арифметические значения подвижностей на границах каждого слоя.

### **Вопросы для самопроверки**

1. Какие параметры усиления Вы знаете?
2. В чем отличие расчета коэффициентов усиления по току дрейфового и бездрейфового транзисторов?
3. Как изменится расчет частоты отсечки мощного транзистора по отношению к маломощному?
4. Какие составляющие сопротивления базы транзистора Вы знаете?
5. Почему в СВЧ транзисторах сильнее проявляется эффект отеснения тока эмиттера на край эмиттера чем в НЧ транзисторах?
6. Почему бериллиевая керамика – предпочтительный материал в конструкции мощного СВЧ биполярного транзистора?
7. Из каких соображений выбирается длина полосок в полосковых структурах СВЧ биполярных транзисторах?

### Тема 3. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В канальных полевых транзисторах (возьмем в качестве примера ПТШ на основе арсенида галлия), как правило рассчитывают следующие параметры:

1) величину порогового напряжения:

$$U_{\text{пор}} = \Phi_B - U_{\text{П}}, \quad (3.7)$$

где  $U_{\text{П}}$  – напряжение перекрытия канала, численно равно пороговому напряжению при  $\Phi_A = 0$  ( $U_{\text{П}} = qN_d a^2 / 2\epsilon\epsilon_0$ , где  $a$  – толщина активного слоя  $n$  арсенида галлия).

Величина барьерного потенциала слабо зависит от материала затвора, т. к. определяется в основном поверхностными состояниями и составляет обычно около 0,8 В. Оптимальное значение  $N_d$  лежит в диапазоне  $(1...5) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ;

2) частоту отсечки  $f_T = \frac{S}{2\pi C_{\text{зи}}}$ ;

3) сопротивления пассивных областей и контактов истока и стока.

Расчет параметров МОПТ целесообразно начинать с расчета эффективной подвижности носителей в канале.

Подвижность входит в выражение для удельной крутизны  $k$ , величина которой, в свою очередь, прямо пропорциональна крутизне  $S$  и току стока  $I_c$ . Кроме того, от подвижности зависит величина частоты отсечки  $f_T$  транзистора. От величины подвижности зависят практически все основные электрические параметры транзистора.

В выражении для удельной крутизны  $k$  и частоты отсечки  $f_T$  входит величина дрейфовой (приграничной или поверхностной) подвижности, которая значительно меньше, чем подвижность электронов и дырок  $\mu_n$  и  $\mu_p$  в объеме полупроводникового кристалла. Эту эффективную подвижность может смоделировать выражение:

$$\mu_{\text{эф}} = \mu_0 / [1 + \Theta(U_{\text{з}} - U_{\text{П}})], \quad (3.8)$$

где  $\Theta$  – коэффициент, отражающий влияние электрического поля затвор – подложка ( $0,1...1,0 \text{ В}^{-1}$ ).

Важнейшим параметром МОПТ является пороговое напряжение. Аналитическое выражение порогового напряжения  $U_{\text{пор}}$  длинноканального  $n$ -МОПТ имеет вид

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пз}} + \frac{qN_d X_d}{C_0} + \Phi_F, \quad (3.9)$$

где  $U_{\text{пз}}$  – напряжение плоских зон ( $U_{\text{пз}} = \Phi_{\text{МП}} - \frac{qN_{\text{пс}}}{C_0}$ , где  $N_{\text{пс}}$  – плотность поверхностных состояний);

$$X_d - \text{ширина обедненного слоя, } X_d = \left( \frac{q \epsilon_{\text{Si}} \epsilon_0 2 \phi_F}{q N_n} \right)^{\frac{1}{2}};$$

$$C_0 - \text{удельная емкость затвора, } C_0 = \frac{\epsilon_{\text{SiO}_2} \epsilon_0}{d_{\text{SiO}_2}};$$

$$\phi_F = \frac{kT}{q} \ln N_n / n_i.$$

$\phi_{\text{МП}}$  – разность работ выхода материала затвор – подложка в  $n$ -канальном транзисторе, которая имеет следующие значения:

1)  $\phi_{\text{МП}} = -0,6 - \phi_F$  (для Al затвора);

2)  $\phi_{\text{МП}} = -\frac{\phi_g}{2} - \phi_F$  (для затвора из  $n$ -поликремния);

3)  $\phi_{\text{МП}} = +\frac{\phi_g}{2} - \phi_F$  (для затвора из  $p$ -поликремния), где  $\phi_g$  – ширина запрещенной зоны кремния, В.

При расчете порогового напряжения МОПТ с большими размерами предполагалось, что уровень легирования всюду одинаков. Во многих случаях это предположение не реалистично. На практике неравномерное легирование дает отличную возможность изменять электрические характеристики МОПТ. Малая глубина легирования позволяет эффективно сдвигать напряжение плоских зон и в результате изменять  $U_{\text{пор}}$ , не меняя толщины индуцированной затвором обедненной области.

Основным параметром мощных МОПТ, который во многом определяет мощность рассеивания транзистором, является сопротивление сток – исток  $R_{\text{си}}$  открытого МОПТ (рис. 3.5 и 3.6).

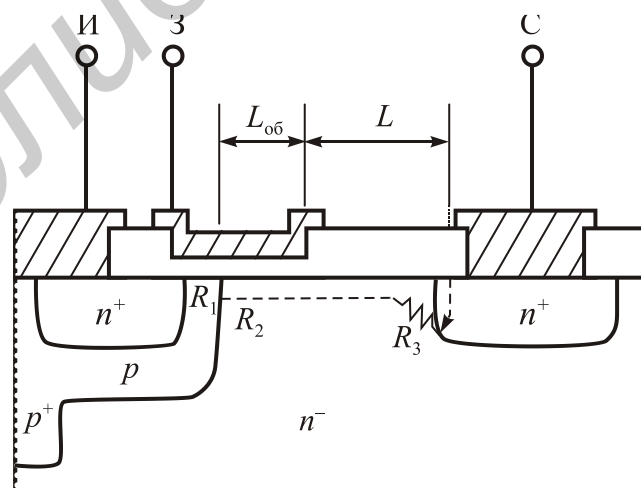


Рис. 3.5 Поперечное сечение мощного горизонтального МОПТ с двойной диффузией (ГДМОПТ с указанием составляющих суммарного сопротивления исток – сток)

Сопротивление ГДМОПТ можно выразить суммой трех резисторов:

$$R_{\text{си}} = R_1 + R_2 + R_3, \quad (3.10)$$

где  $R_1$  – эффективное сопротивление канала МОП-транзистора, работающего в

режиме обогащения  $\left( R_1 = \frac{L}{\mu(U_{\zeta})ZC_0(U_{\zeta} - U_{i\delta})} \right)$ ;

$R_2$  – сопротивление обогащенной  $n^-$ -дрейфовой области, которое можно представить сопротивлением канала МОП-транзистора, работающего в режиме

обеднения  $\left( R_2 = \frac{L_{i\delta}}{[3ZC_0(\mu_n)_{100}(U_{\zeta} - U'_{i\delta})]} \right)$ ;

$R_3$  – сопротивление необогащенной области  $n^-$ -стока. Это сопротивление, в основном, определяет величину  $R_{\text{си}}$  транзистора, оно прямопропорционально удельному сопротивлению  $n^-$ -области стока.

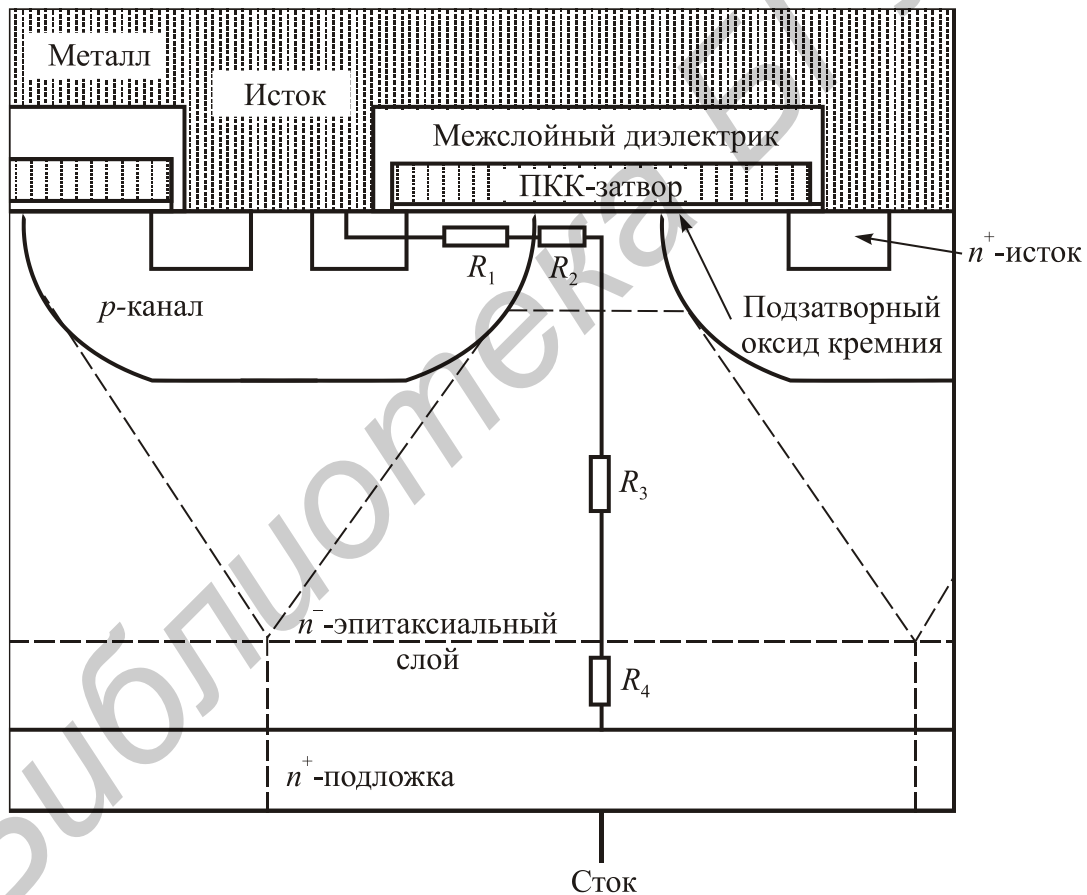


Рис. 3.6. Фрагмент поперечного сечения мощного вертикального МОПТ с двойной диффузией (ВДМОПТ) с указанием суммарного сопротивления исток – сток

Сопротивление ВДМОПТ в проводящем состоянии можно выразить суммой четырех резисторов:

$$R_{\text{си}} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4. \quad (3.11)$$



Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  рассчитываются так же, как в случае ГДМОПТ, а величины сопротивлений  $R_3$  и  $R_4$  определяются удельным сопротивлением  $n^-$ -области стока и соответствующей геометрией.

### Методические указания

Следует помнить, что при фиксированных значениях  $\phi_B$  и  $N_d$  величина толщины активного слоя  $a_0 = \left( \frac{2\varepsilon\varepsilon_0\phi_B}{qN_d} \right)^2 = 0,1$  мкм.

При  $a > a_0$  пороговое напряжение отрицательно, и в равновесном состоянии ( $U_{зи} = 0$ ) канал существует. Такие ПТШ называются нормально открытыми (встроенный канал). При  $a < a_0$  пороговое напряжение положительно, и для образования канала необходимо приложить напряжение  $U_{зи} - U_{пор} > 0$ . Такие ПТШ называются нормально закрытыми (индуцированный канал). Таким образом, толщина активного слоя является главным параметром, определяющим величину порогового напряжения.

В реальном ПТШ пассивные области истока (стока) имеют конечные сопротивления  $R_{и(с)}$  которые складываются из сопротивлений  $R'_{и(с)}$  полупроводниковых областей между электродом истока (стока) и затвором, а также сопротивлений омических контактов истока (стока):

$$R_{и(с)} = R'_{и(с)} + R_{ик(ск)}. \quad (3.12)$$

Сопротивления  $R'_{и(с)}$  определяются очевидным соотношением:

$$R'_{и(с)} = \frac{\rho L_{зи(зс)}}{aZ}. \quad (3.13)$$

При расчете сопротивлений  $R_{ик(ск)}$  необходимо учитывать сопротивление омического контакта с полупроводником (для GaAs значительно выше, чем для кремния из-за существования переходного высокоомного слоя). Сопротивление омического контакта истока  $R_{ик} = U(0)/I(0)$  составляет

$$R_{ик} = \frac{\left( \frac{\rho_k \rho}{a} \right)^{\frac{1}{2}}}{Z}. \quad (3.14)$$

Такую же величину имеет сопротивление омического контакта стока.

В короткоканальных МОПТ из-за уменьшения заряда обедненной области, контролируемого затвором, величина  $U_{пор}$  уменьшается.

В длинноканальном транзисторе полный заряд обедненного слоя  $Q_{ос} = qN_{п}X_dZL$ , а в короткоканальном  $Q_{ос} = qN_{п}X_dZL \frac{L_1 + L_2}{2}$  (рис. 3.7). В связи с этим  $U_{пор}$  уменьшается на величину  $\Delta U_{пор}$ :

$$\Delta U_{\text{пор}} = -\frac{qN_{\text{II}}X_d}{2C_iL} \left[ \left( \sqrt{1 + \frac{2y_{\text{и}}}{r_j}} - 1 \right) + \left( \sqrt{1 + \frac{2y_{\text{с}}}{r_j}} - 1 \right) \right], \quad (3.15)$$

где  $y_{\text{и}}$  и  $y_{\text{с}}$  определяются следующими выражениями:

$$y_{\text{и}} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN_{\text{II}}}(\varphi_k - \varphi_s)}, \quad (3.16)$$

$$y_{\text{с}} \cong \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{2N_{\text{II}}}(\varphi_k - \varphi_s) + U_c}. \quad (3.17)$$

Здесь  $\varphi_s$  – поверхностный потенциал, а  $X_d$  определяется формулой

$$X_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0(2\varphi_F + U_{\text{пн}})}{qN_{\text{II}}}}. \quad (3.18)$$

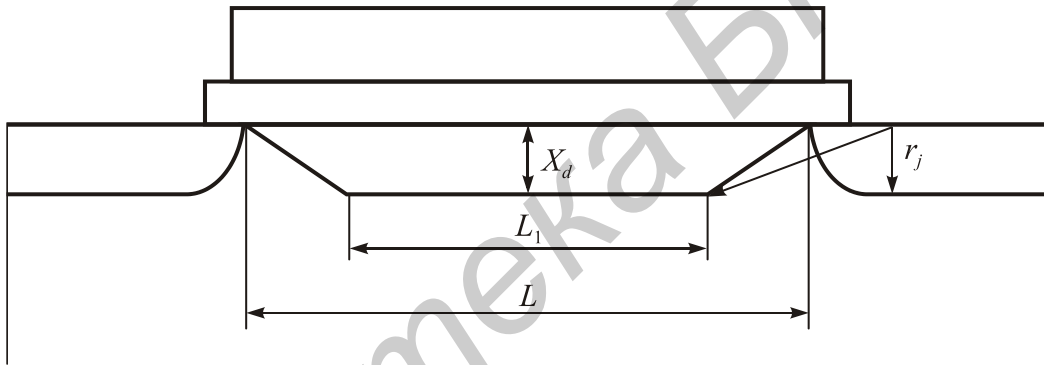


Рис. 3.7. Структура короткоканального МОПТ, поясняющая уменьшение заряда обедненного слоя

МОПТ считается узким, если ширина канала (расстояние между областями изолирующего окисла) имеет тот же порядок величины, что и толщина обедненной области, которую затвор индуцирует под каналом. Для типичного распределения легирующей примеси узким может считаться канал, ширина которого порядка 4 мкм и менее. Как было установлено, малая ширина может существенно образом сказываться на поведении прибора.

Когда край обедненной области приближается к краю прибора, происходит переход от глубокого обеднения под затвором к обедненной области под толстым окислом, имеющей малую глубину. В переходной области имеются дополнительные заряды, на которых заканчивается подзатворное поле. В случае большой ширины суммарная величина этих зарядов по отношению к заряду в остальном объеме невелика, и ею можно пренебречь. Но по мере уменьшения ширины относительная роль этих зарядов возрастает и становится существенной. Эти дополнительные заряды увеличивают суммарный заряд в объеме и приводят к росту  $U_{\text{пор}}$ .

### Вопросы для самопроверки

1. Почему ПТШ формируется на  $n$ -GaAs?
2. Зачем вводится спейсер ( $n^-$ -слой) между подложкой и активным слоем ПТШ?
3. Почему сопротивление канала в V-МОПТ больше чем в ВДМОПТ при тех же электрофизических и геометрических параметрах областей МОПТ?
4. Чем, в основном, определяется сопротивление сток – исток открытого мощного МОПТ?
5. Почему пороговое напряжение короткоканального транзистора меньше чем длинноканального?
6. Какие Вы знаете методы увеличения эффективной подвижности в канале?
7. Почему величина подвижности свободных носителей в канале меньше чем в объеме полупроводника?

### Тема 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТИРИСТОРОВ

Четырехслойная тиристорная структура показана на рис. 3.8. Она состоит из двух глубоких диффузионных слоев  $p$ -типа (слой  $P_1$  является анодным эмиттером, слой  $P_2$  –  $p$ -базой), между которыми находится широкая слабо проводящая  $n$ -база  $N_1$ .

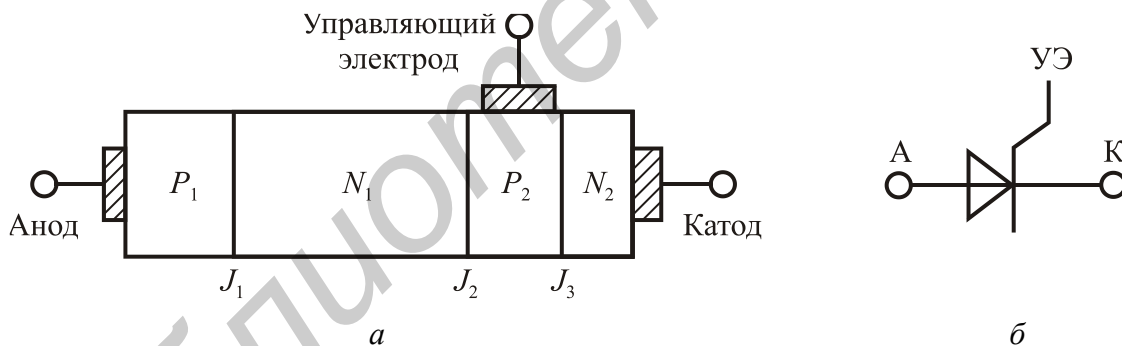


Рис. 3.8. Трехэлектронный тиристор (тринистор):  
а – структура тиристора; б – обозначение тиристора

Диффузионный  $n$ -слой образует катодный эмиттер  $N_2$ . Слои  $P_1$  и  $N_2$  снабжены омическими контактами, образующими анодный и катодный выводы, а третий контакт, соединенный с  $p$ -базой, является управляющим электродом. Когда к аноду приложен отрицательный по отношению к катоду потенциал, тиристор обладает высоким сопротивлением. Если к аноду приложен положительный потенциал, то прибор также имеет высокое сопротивление до тех пор, пока на его управляющий электрод не подается сигнал управления. После этого происходит включение тиристора. Переход из закрытого состояния в открытое происходит очень быстро, и тиристор остается в открытом состоянии, даже если закончится сигнал управления. Переключение из открытого состояния

в закрытое обычно производится не по управляющему электроду, а с помощью внешней цепи. Прибор выключается, когда ток уменьшается ниже критического уровня, называемого током удержания.

Отправной точкой в процессе разработки тиристорov является выбор исходного материала. В качестве материала, используемого в настоящее время для создания мощных тиристорov, служит кремний или, более конкретно, очищенный зонной плавкой и легированный фосфором кремний  $n$ -типа. Для производства мощных тиристорov иногда используется арсенид галлия.

Полупроводниковый материал, из которого изготавливают тиристор, должен удовлетворять следующим основным требованиям:

1) время жизни неосновных носителей должно быть большим для обеспечения незначительного напряжения тиристора в открытом состоянии;

2) необходимо обеспечить достаточную глубину залегания диффузионных переходов, чтобы они могли выдерживать высокое обратное напряжение;

3) поскольку мощный тиристор имеет большие размеры, полупроводниковый материал должен обладать равномерным распределением донорной примеси и совершенной кристаллической структурой;

4) для достижения высоких значений обратного напряжения необходимо обеспечить низкую концентрацию примеси;

5) для уменьшения напряжения в открытом состоянии прибора требуется высокая подвижность носителей заряда;

6) материал должен выдерживать высокую температуру и иметь большую теплопроводность.

Проектируя тиристор, следует выбрать тип легирующей примеси и толщину материала. Применительно к кремнию в качестве основного параметра предпочтительно выбирают сопротивление, а не уровень концентрации примеси, т. к. сопротивление может быть легко измерено.

Прямое и обратное напряжения пробоя зависят от напряжения лавинного пробоя и суммарных коэффициентов передачи двух составных транзисторов  $\alpha_{pnp}$  и  $\alpha_{npn}$  (см. тему №2 второй части дисциплины). Напряжение лавинного пробоя определяется в основном концентрацией доноров в  $n$ -базе и, следовательно, ее удельным сопротивлением. Коэффициенты передачи транзисторов  $\alpha_{pnp}$  и  $\alpha_{npn}$  в значительной степени определяются эффективной толщиной базы транзистора. Поэтому толщина кремния и концентрация донорной примеси в  $n$ -базе определяют напряжение пробоя транзистора.

Основной задачей при конструировании тиристора является выбор соответствующего значения времени жизни для вычисления характеристик прибора. В случае быстродействующих тиристорov требуется малое время выключения. Поэтому и время жизни в приборе обычно регулируется путем введения известных примесей или электронным облучением. Уровень ловушки, определяющий время жизни, хорошо известен, и время жизни можно точно вычислить.

Одним из наиболее критичных параметров при проектировании тиристора является поперечное сопротивление  $p$ -базы. Оно влияет как на ток управления, так и на стойкость тиристора к эффекту  $dV/dt$ .

Поперечное сопротивление  $p$ -базы определяется следующим образом:

$$\rho_s = \frac{\text{усредненное удельное сопротивление } p\text{-базы}}{\text{ширина } p\text{-базы}}.$$

Усредненное удельное сопротивление  $p$ -базы лучше всего рассчитывать, используя численное интегрирование удельного сопротивления между переходами  $J_3$  и  $J_2$ .

При проектировании тиристора необходимо учитывать ток утечки, т. к. при высокой температуре необходимо ограничить прямой и обратный токи с целью уменьшения выделения тепла и гарантии стабильности работы прибора. Ток утечки трудно предсказать с необходимой точностью, поскольку этот параметр в значительной степени определяется локальными неоднородностями в кремнии.

### **Методические указания**

Необходимо отметить, что арсенид галлия обладает рядом явных преимуществ по сравнению с другими материалами. Речь идет о его высокой подвижности электронов и температуре плавления, а также большей ширине запрещенной зоны, позволяющей работать при высокой температуре. Высокая подвижность электронов обуславливает низкое сопротивление тиристора во включенном состоянии.

Главными недостатками GaAs являются, во-первых, малое время жизни неосновных носителей, которое хотя и обеспечивает быстрое переключение, но повышает напряжение в открытом состоянии, и, во-вторых, высокая стоимость приборов, выполненных на его основе. Тиристоры на основе кремния, например, значительно дешевле, а технология их изготовления гораздо проще.

### **Вопросы для самопроверки**

1. Какие требования предъявляются к полупроводниковому материалу, из которого изготавливаются тиристоры?
2. Как конструктивно регулируют ток и напряжения включения тиристоров?
3. Как регулируют время жизни неосновных носителей заряда в базах тиристора?
4. В чем смысл «эмиттерных шунтов»?
5. Из каких соображений выбирают типы легирующих примесей эмиттерных и базовых областей тиристора?

## **Тема 5. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КМОП ИМС**

Главный принцип КМОП схем состоит в том, чтобы выполнить на одном кристалле как  $n$ -, так и  $p$ -канальные МОПТ, поэтому на поверхности пластины требуется иметь области как  $p$ -, так и  $n$ -типа. Если ИМС изготавливается

на подложке  $n$ -типа и ее  $p$ -канальные транзисторы изготавливаются непосредственно в подложке, то для изготовления  $n$ -канальных МОПТ в местах их расположения необходимо сформировать диффузионные области  $p$ -типа (сделать так называемые карманы  $p$ -типа). КМОП ИМС можно также делать на пластинах  $p$ -типа, формируя в них карманы  $n$ -типа.

Оба конструктивных варианта КМОП ИМС – с карманами  $n$ - и  $p$ -типа – имеют свои достоинства и свои недостатки, поэтому ни один из них пока не завоевал однозначного преимущества при производстве КМОП ИМС.

В любой КМОП технологии по крайней мере один тип МОПТ делается в кармане, поэтому две области объемного заряда – одна, связанная с переходами исток – карман и сток – карман, другая, связанная с переходами карман – подложка, – могут смыкаться друг с другом и вызывать сквозное обеднение по вертикали.

Рассеиваемую мощность КМОП схем можно разделить на два вида – динамическую и статическую. Классификация источников рассеиваемой мощности представлена на рис. 3.9.

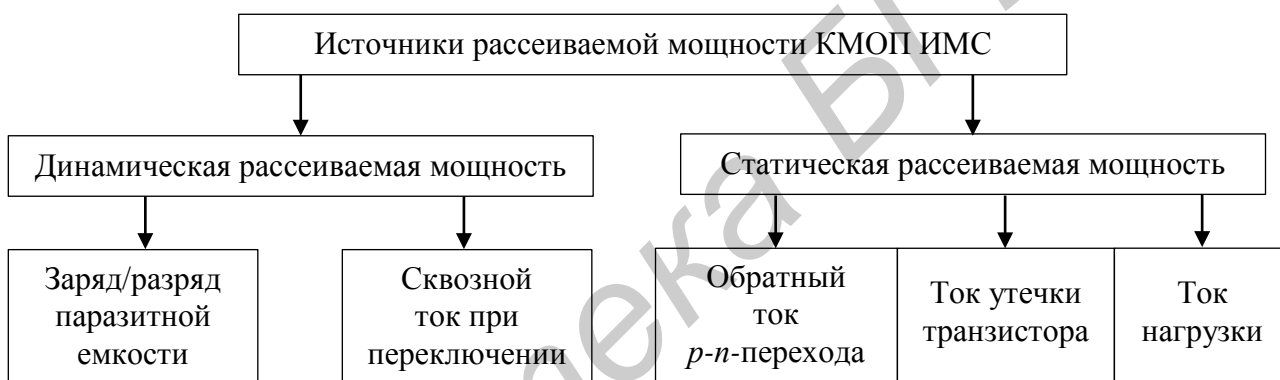


Рис. 3.9. Источники рассеиваемой мощности КМОП ИМС

По мере уменьшения проектно-технологической нормы изготовления КМОП схем соотношения между этими мощностями в общем объеме рассеиваемой мощности меняются (рис. 3.10). Рассмотрим эти источники более подробно.

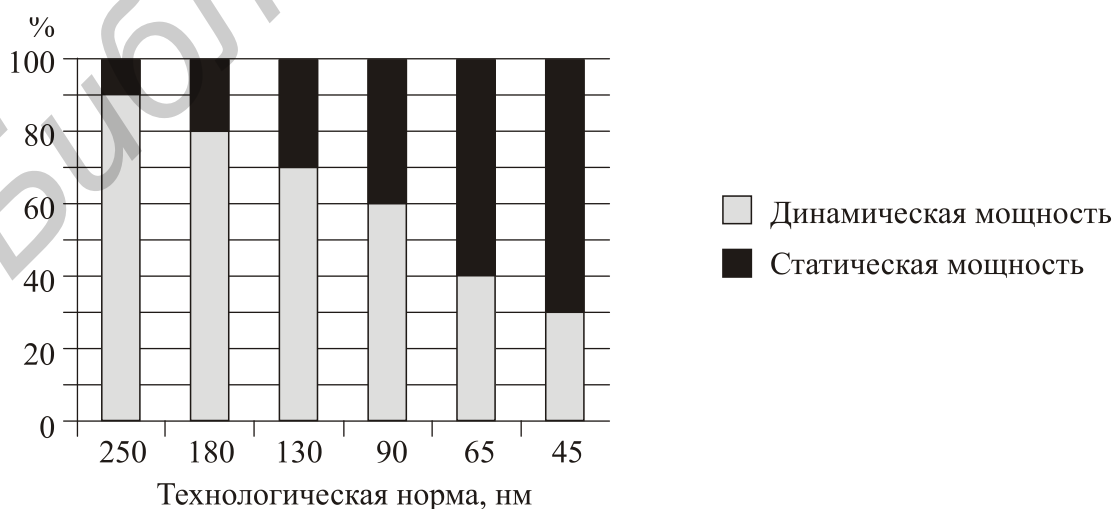


Рис. 3.10. Соотношение типов мощностей, рассеиваемых в КМОП схемах

Статическая мощность в КМОП БИС рассеивается тогда, когда логический элемент находится в некотором фиксированном состоянии («0» или «1»), и ее величина определяется значениями токов утечек канала МОПТ, обратных токов  $p$ - $n$ -переходов и нагрузочными токами.

К статическому энергопотреблению относятся: подпороговые токи утечки из истока в сток за счет надбарьерного активационного переноса носителей между стоком и истоком; туннельные токи утечки через ультратонкий ( $\sim 1$  нм) подзатворный окисел; межзонные туннельные токи утечки через  $p$ - $n$ -переход стока в подложку.

Наиболее важными механизмами токов утечек в современных транзисторах являются (рис. 3.11):

- 1)  $I_1$  – ток обратносмещенного  $p$ - $n$ -перехода стока;
- 2)  $I_2$  – подпороговый ток;
- 3)  $I_3$  – туннельный ток из затвора;
- 4)  $I_4$  – ток затвора из-за инжекции горячих носителей;
- 5)  $I_5$  – ток утечки стока, индуцированный затвором.

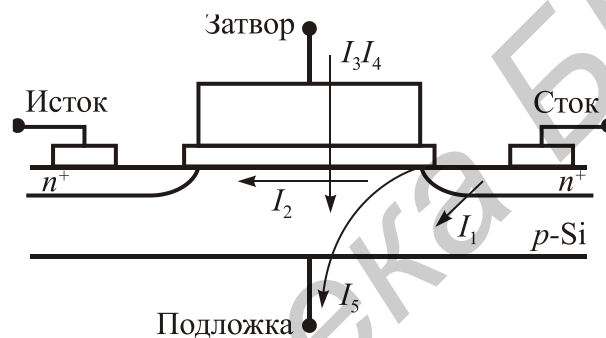


Рис. 3.11. Механизмы токов утечки в современных МОП транзисторах объемной технологии

### Методические указания

Необходимо помнить, что защелкивание в КМОП ИМС происходит в результате регенеративного срабатывания паразитных биполярных транзисторных структур. Между источником питания и общим выходом схемы образуется фиксированная низкоомная проводящая цепь. Особенно важно избегать защелкивания в КМОП структурах с малыми геометрическими размерами элементов, предназначенных для создания СБИС с высокой плотностью упаковки. Защелкивание может произойти, когда суммарный коэффициент передачи тока этих паразитных биполярных транзисторов  $\alpha_{npn}$  и  $\alpha_{pnp}$  станет равен единице.

Основным источником динамической рассеиваемой мощности КМОП схем является сквозной ток через логический элемент при его переключении  $i_c(t)$ . Отметим особенности сквозного тока:

1) сквозной ток протекает только в момент времени  $t$ , когда входное напряжение  $U_{вх} > U_{порп}$  и  $U_{вх} < U_{порр}$ , где  $U_{порп}$  и  $U_{порр}$  – соответственно пороговые напряжения  $n$ - и  $p$ -канальных транзисторов. Следовательно, чем меньше разница между этими значениями, тем меньше сквозной ток;

2) величина сквозного тока обратно пропорциональна емкости нагрузки  $C_n$ . При отсутствии емкости значение тока максимально, при возрастании емкости нагрузки ток уменьшается;

3) величина сквозного тока прямо пропорциональна длительности фронтов входного сигнала, т. е. чем длиннее фронт, тем больше сквозной ток.

Для упрощения расчетов сквозной ток представим в виде дополнительной емкости  $C_1$ , которая размещается параллельно емкости нагрузки  $C_n$ . Значение этой емкости может быть найдено из простого выражения

$$C_1 = \frac{t_{\text{скв}} I_{\text{нас}}}{U_c}, \quad (3.19)$$

где  $U_c$  – напряжение питания;

$I_{\text{нас}}$  – ток насыщения транзисторов;

$t_{\text{скв}}$  – время протекания сквозного тока.

### Вопросы для самопроверки

1. Почему КМОП ИМС потребляет малую мощность?
2. Из каких соображений выбирают электропроводность подложки и кармана?
3. Какие паразитные биполярные структуры можно выделить в КМОП ИМС?
4. В чем заключается «эффект защелкивания» КМОП схем?
5. Какие составляющие статической мощности рассеивания в КМОП схеме Вы знаете?
6. Какие составляющие динамической мощности рассеивания в КМОП схеме Вы знаете?

### КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ

Каждый студент выполняет вариант контрольного задания, номер которого соответствует порядковому номеру фамилии студента в зачетной ведомости.

Номера вопросов и задач, составляющих контрольное задание для каждого варианта, указаны в таблице.

Номер варианта	Номера вопросов и задач	Номер варианта	Номера вопросов и задач	Номер варианта	Номера вопросов и задач
1	1, 26	10	10, 35	18	18, 43
2	2, 27	11	11, 36	19	19, 44
3	3, 28	12	12, 37	20	20, 45
4	4, 29	13	13, 38	21	21, 46
5	5, 30	14	14, 39	22	22, 47
6	6, 31	15	15, 40	23	23, 48
7	7, 32	16	16, 41	24	24, 49
8	8, 33	17	17, 42	25	25, 50
9	9, 34				



**Перечень вопросов и задач для выполнения  
контрольного задания**

1. Частотные свойства  $p-n$ -перехода. Эквивалентные схемы диода.
2. Пороговое напряжение МОПТ и пути его регулирования.
3. Порядок расчета диффузионного выпрямительного диода.
4. Как влияет температура на параметры и характеристики МОПТ?
5. Структуры мощных биполярных транзисторов. Сравнительный анализ биполярных структур  $n^+-p-n^+$  и  $n^+-p-n^-n^+$ .
6. Как влияет высокий уровень легирования эмиттера на коэффициент усиления по току биполярного транзистора?
7. Характеристики тиристоров. Включение и выключение. Эмиттерные шунты.
8. Проектирование тиристоров. Выбор полупроводникового материала.
9. Конструктивно-технологические особенности создания мощных СВЧ МОПТ: ВДМОП, ГДМОП, V-МОПТ.
10. Какой принцип действия и основные электрические параметры варикапа?
11. Комплементарные МОП схемы. Принцип работы, топология.
12. Геометрия мощного МОПТ.
13. Конструкция корпусов мощных СВЧ биполярных транзисторов.
14. Диод Шоттки. Принцип работы, частотные ограничения, транзистор Шоттки.
15. Как влияют эффекты короткого и узкого каналов МОПТ на его параметры: подпороговый ток, пороговое напряжение и крутизну?
16. Особенности проектирования КМОП схем.
17. Защелкивание КМОП структур. Модели эффекта защелкивания.
18. Проектирование активных областей мощных СВЧ биполярных транзисторов.
19. Физическая эквивалентная схема мощного СВЧ МОПТ в режиме малого сигнала.
20. Физическая эквивалентная схема мощного СВЧ биполярного транзистора в режиме малого сигнала.
21. Эффект расширения электронейтральной базы при больших плотностях тока коллектора.
22. Какие методы увеличения коэффициента усиления по току  $\beta_N$  в мощных кремниевых биполярных транзисторах?
23. Тепловые свойства биполярного транзистора. Температура перехода. Вторичный пробой.
24. Целесообразность и конструкция стабилизирующих поликремниевых резисторов в мощных СВЧ биполярных транзисторах со структурой оверлей.
25. В чем заключается целесообразность применения гетероперехода в цепи эмиттер – база биполярного транзистора?

26. Рассчитать пороговое напряжение  $U_{\text{пор}}$  и сдвиг  $U_{\text{пор}}$  в короткоканальном МОПТ  $\Delta U_{\text{пор}}$ . Задано: материал – кремний; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40$  нм; подложка  $p$ -типа с концентрацией примеси  $N_a(N_{\text{п}}) = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; длина канала  $L = 1,5$  мкм; концентрация примеси в истоке и стоке  $N_d = 10^{21} \text{ см}^{-3}$ ; глубина переходов истока и стока  $X_{d_i} = 1,5$  мкм; поверхностный потенциал  $\phi_s = 0,02$  В; напряжение подложка – исток  $U_{\text{пи}} = 0$  В; затвор поликремниевый  $p$ -типа; температура  $T = 300$  К; напряжение на стоке  $U_{\text{си}} = 5$  В.

27. Рассчитать сплавной выпрямительный диод. Задано: прямое падение напряжения  $U_{\text{пр}} = 0,8$  В; максимальное обратное напряжение  $U_{\text{обрmax}} = 150$  В; прямой допустимый ток  $I_{\text{пр.доп}} = 5$  А; диапазон температур окружающей среды составляет от минус 70 до плюс 140 °С. Определить или выбрать: исходный полупроводниковый материал; концентрацию примесей в  $n$ -базе; марку полупроводникового материала; ток генерации при  $U = 0$ ; тепловое сопротивление переход – корпус  $R_t$  при температуре  $T = 300$  К.

28. Рассчитать крутизну  $S$   $n$ -канального МОПТ для пологой части выходной ВАХ при напряжении затвор – исток  $U_{\text{зи}} = 3U_{\text{пор}}$ . Задано: материал – кремний; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40$  нм; концентрация примеси в подложке  $N_{\text{п}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; эффективная подвижность электронов в канале  $\mu_{\text{эф}} = 400 \text{ см}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ ; длина канала  $L = 3$  мкм; ширина канала  $Z = 10$  мкм; температура  $T = 300$  К; затвор – алюминий.

29. Рассчитать коэффициент инжекции эмиттера биполярного транзистора с учетом эффектов высокого уровня легирования. Задано: концентрация донорной примеси в эмиттере  $N_{dЭ} = 10^{21} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация примеси в базе  $N_{aБ} = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ; ширина базы и эмиттера  $W_{\text{Э}} = W_{\text{Б}} = 1$  мкм; температура  $T = 300$  К.

30. Рассчитать пороговое напряжение  $U_{\text{пор}}$   $p$ -канального МОПТ с затвором из  $n$ -поликремния. Задано: материал – кремний; концентрация примеси в подложке  $N_{\text{п}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40$  нм; температура  $T = 300$  К.

31. Рассчитать частоту отсечки  $f_T$   $n$ -канального МОПТ с алюминиевым затвором при напряжении затвор – исток  $U_{\text{зи}} = 2U_{\text{пор}}$ . Задано: материал – кремний; концентрация примеси в подложке  $N_{\text{п}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40$  нм; подвижность носителей в канале  $\mu = 500 \text{ см}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$ ; длина канала  $L = 1,5$  мкм; температура  $T = 300$  К.

32. Рассчитать пороговое напряжение узкоканального  $n$ -МОПТ с алюминиевым затвором. Задано: материал – кремний; концентрация примеси в подложке  $N_{\text{п}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40$  нм; длина канала  $L = 1$  мкм; ширина канала  $Z = 0,5$  мкм; температура  $T = 300$  К.

33. Рассчитать напряжение лавинного пробоя короткоканального МОПТ. Задано: материал – кремний; подложка  $p$ -типа с концентрацией примеси

$N_{\text{п}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; длина канала  $L = 1,5 \text{ мкм}$ ; время жизни дырок в канале  $\tau = 10^{-7} \text{ с}$ ; коэффициент  $n = 4$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

34. Рассчитать частоту отсечки  $f_T$  кремниевого биполярного  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора. Задано: концентрации примесей в эмиттере, базе и коллекторе  $N_{d\text{э}} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ;  $N_{a\text{б}} = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_{d\text{к}} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , соответственно; площадь эмиттера и коллектора  $S_{\text{э}} = S_{\text{к}} = 10^{-3} \text{ см}^2$ ; ширина базы  $W_{\text{б}} = 1 \text{ мкм}$ ; время жизни электронов в базе  $\tau_n = 10^{-7} \text{ с}$ ; сопротивление базы  $R_{\text{б}} = 300 \text{ Ом}$ ; ток эмиттера  $I_{\text{э}} = 1 \text{ мА}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

35. Рассчитать время пролета через базу  $n^+$ - $p$ - $n^+$  с учетом эффекта Кирка. Задано: материал – кремний; плотность тока коллектора  $J_{\text{к}} = 2 \cdot 10^5 \text{ А/см}^2$ ; ширина базы  $W_{\text{б}} = 1 \text{ мкм}$ ; концентрация примеси в базе  $N_{a\text{б}} = 10^{17} \text{ см}^{-2}$ ; время жизни электронов в базе  $\tau_{\text{п}} = 10^{-7} \text{ с}$ ; концентрация примеси в коллекторе  $N_{d\text{к}} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ; напряжение коллектор – база  $U_{\text{кб}} = 20 \text{ В}$ . Температура  $T = 300 \text{ К}$ .

36. Рассчитать величину приращения электронейтральной базы  $W_{\text{б-к}}$  при больших плотностях коллекторного тока  $J_{\text{к}}$  кремниевого  $n^+$ - $p$ - $n^+$ -транзистора. Задано: концентрация примеси в  $v$ -области  $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ ; ширина  $v$ -области  $W_n = 10 \text{ мкм}$ ; плотность тока коллектора  $J_{\text{к}} = 5 \cdot 10^4 \text{ А/см}^2$ ; напряжение коллектор – база  $U_{\text{кб}} = 20 \text{ В}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

37. Рассчитать напряжение сквозного обеднения  $n$ -канального МОПТ. Задано: материал – кремний; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40 \text{ нм}$ ; концентрация примеси в подложке  $N_{\text{п}} = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; длина канала  $L = 1,5 \text{ мкм}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

38. Определить толщину высокоомного слоя  $\Delta X_{\text{в}}$ , концентрацию примеси  $N_d$  и удельное сопротивление  $\rho_n$  эпитаксиального слоя в МДП-транзисторе с вертикальным каналом. Задано: материал – кремний, напряжение источника питания  $E_c = 25 \text{ В}$ ; напряжение на стоке открытого транзистора  $U_{\text{ост}} = 3 \text{ В}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

39. Определить величину тока стока  $n$ -канального МОПТ на крутом участке выходной ВАХ с учетом поперечного и продольного электрических полей. Задано: материал – кремний; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$   $d = 40 \text{ нм}$ ; длина канала  $L = 2 \text{ мкм}$ ; величина порогового напряжения  $U_{\text{пор}} = 1 \text{ В}$ ; напряжение затвора  $U_{\text{зи}} = 2 \text{ В}$ ; напряжение на стоке  $U_{\text{си}} = 1,5 \text{ В}$ , концентрация примеси в подложке  $N_a = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

40. Определить величину тока диода Шоттки при напряжении  $U = 0,3 \text{ В}$ . Задано: диод АЛ-кремний  $n$ -типа; постоянная Ричардсона  $A^+ = 7 \text{ А/(см}^2 \cdot \text{К}^2)$ ; площадь контакта металл – полупроводник  $S = 10^{-3} \text{ см}^2$ ; высота барьера Шоттки  $\phi_{\text{фб}} = 0,8 \text{ эВ}$ ; коэффициент неидеальности  $n = 1,1$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

41. Рассчитать пороговое напряжение полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом. Задано: материал арсенид-галлия; транзистор  $p$ -канальный; концентрации примеси в подложке и затворе  $N_{\text{ап}} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$  и  $N_{\text{аз}} = 10^{21} \text{ см}^{-3}$ , соответственно; толщина канала  $d = 0,5 \text{ мкм}$ ; температура  $T = 300 \text{ К}$ .

42. Рассчитать величину концентрации примеси в подложке  $n$ -канального МОПТ. Задано: материал – кремний; толщина подзатворного диэлектрика  $\text{SiO}_2$

$d = 40$  нм; плотность поверхностных состояний  $N_{\text{пс}} = 10^{10} \text{ см}^{-2}$ ; материал затвора – алюминий; температура  $T = 300$  К; напряжение плоских зон  $U_{\text{пз}} = 1,3$  В.

43. Определить марку кремния для  $i$ -области СВЧ переключательного диода с  $p$ - $i$ - $n$ -структурой. Задано: полупроводниковый материал – кремний; барьерная емкость  $C_{\text{бар}} = I_{\text{пф}}$ ; сопротивление  $i$ -области  $R_i = 100$  Ом.

44. Рассчитать площадь и прямой допустимый ток СВЧ переключательного диода с  $p$ - $i$ - $n$ -структурой. Задано: полупроводниковый материал – кремний; обратное напряжение  $U_{\text{обр}} = 60$  В; барьерная емкость  $C_{\text{бар}} = 1$  пф; концентрация примеси в  $i$ -области.  $N_d = 5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ ; температура  $T = 300$  К.

45. Рассчитать диффузионную емкость диода  $C_{\text{диф}}$ . Задано: материал – кремний; удельное сопротивление эмиттерной области  $\rho_s = 0,01$  Ом · см; концентрация примеси в  $p$ -базе  $N_a = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; ширина эмиттера и базы  $W = 1$  мкм, площадь  $S = 10^{-3} \text{ см}^2$ ; температура  $T = 300$  К.

46. Рассчитать постоянную перезаряда барьерной емкости диода Шоттки  $\tau$  при тепловом равновесии  $C_{\text{бар}}(0)$ . Задано: материал – арсенид галлия; концентрация примеси в полупроводнике  $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; площадь контакта  $S = 10^{-4} \text{ см}^2$ ; высота барьера Шоттки  $q\phi_B \rightarrow 0,8$  эВ; сопротивление базы  $R_B = 5$  Ом; температура  $T = 300$  К.

47. Определить величину приращения электронейтральной базы  $\Delta W_B$  мощных  $n^+$ - $p$ - $n^+$ . Задано: материал – кремний; напряжение коллектор – база  $W_{\text{КБ}} = 30$  В; концентрация примеси в базе  $N_{\text{аБ}} = 10^{13} \text{ см}^{-3}$ ; плотность тока коллектора  $J_k = 1,6 \cdot 10^6$  А/см<sup>2</sup>; температура  $T = 300$  К.

48. Определить добротность  $Q$ -варикапа. Задано: материал – арсенид галлия; частота  $f = 10$  МГц; концентрация примеси в  $n$ -базе  $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; толщина базы  $W_B = 10$  мкм; площадь варикапа  $S = 10^{-3} \text{ см}^2$ ; обратное напряжение  $U_{\text{обр}} = 5$  В; температура  $T = 300$  К.

49. Определить коэффициент перекрытия по емкости варикапа  $K$ . Задано: материал – кремний; концентрация примеси в эмиттере  $N_a = 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ; концентрация примеси в базе  $N_d = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ; величины максимального и минимального обратных напряжений  $U_{\text{max}} = 10$  В и  $U_{\text{min}} = 1$  В, соответственно; база легирована равномерно; температура  $T = 300$  К.

50. Определить минимальную площадь эмиттера мощного биполярного транзистора. Задано: материал – кремний; максимальный ток коллектора  $I_k = 5$  А; коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha_N = 0,99$ ; концентрации примесей в эмиттере и базе  $N_{\text{дЭ}} = 10^{20} \text{ см}^{-3}$  и  $N_{\text{аБ}} = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ; падение напряжения на переходе эмиттер – база  $U_{\text{эБ}} = 0,7$  В; температура  $T = 300$  К.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

### *Основная*

1. Колосницын, Б. С. Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем. В 2 ч. Ч. 1 : Расчет и проектирование биполярных транзисторов / Б. С. Колосницын. – Минск : БГУИР, 2011.
2. Колосницын, Б. С. Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем. В 2 ч. Ч. 2 : Расчет и проектирование полевых транзисторов / Б. С. Колосницын, Н. В. Гапоненко. – Минск : БГУИР, 2012.

### *Дополнительная*

1. Тейлор, П. Расчет и проектирование тиристоров / П. Тейлор. – М. : Энергоатом-издат, 1990.
2. Белоус, А. И. Проектирование интегральных микросхем с пониженным энергопотреблением / А. И. Белоус, В. А. Емельянов, В. С. Сякерский. – Минск : Интегралполиграф, 2001.
3. Крутякова, М. Г. Полупроводниковые приборы и основы их проектирования / М. Г. Крутякова, Н. А. Чарыков, В. В. Юдин. – М. : Радио и связь, 1983.

*Учебное издание*

**Колосницын Борис Сергеевич**  
**Черных Александр Георгиевич**

**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ  
И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ  
МИКРОСХЕМ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. С. Чайковская*  
Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Гуртатовская*

Подписано в печать 29.10.2015. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 5,23. Уч.-изд. л. 5,9. Тираж 80 экз. Заказ 135.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования  
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,  
Распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,  
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.  
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.  
220013, Минск, П. Бровки,6