

# Содержание

Предисловие к третьему изданию .....	11
Предисловие ко второму изданию .....	12
Предисловие к первому изданию .....	13
Введение .....	15

## Глава 1

<b>Необходимые сведения из физики твердого тела и физики полупроводников .....</b>	<b>19</b>
1.1. Зонная структура полупроводников.....	19
1.2. Терминология и основные понятия.....	20
1.3. Статистика электронов и дырок в полупроводниках .....	21
1.3.1. Распределение квантовых состояний в зонах .....	21
1.3.2. Концентрация носителей заряда и положение уровня Ферми.....	23
1.4. Концентрация электронов и дырок в собственном полупроводнике .....	25
1.5. Концентрация электронов и дырок в примесном полупроводнике .....	26
1.6. Определение положения уровня Ферми .....	27
1.7. Проводимость полупроводников .....	28
1.8. Токи в полупроводниках .....	29
1.9. Неравновесные носители.....	30
1.10. Уравнение непрерывности.....	32
Контрольные вопросы .....	33
Задачи .....	33

## Глава 2

<b>Барьеры Шоттки, <math>p</math>-<math>n</math>-переходы и гетеропереходы.....</b>	<b>35</b>
2.1. Ток термоэлектронной эмиссии .....	35
2.2. Термодинамическая работа выхода в полупроводниках $p$ - и $n$ -типов .....	37
2.3. Эффект поля .....	38
2.4. Концентрация электронов и дырок в области пространственного заряда.....	40
2.5. Дебаевская длина экранирования .....	40
2.6. Барьер Шоттки.....	42
2.7. Зонная диаграмма барьера Шоттки при внешнем напряжении.....	43
2.8. Распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки.....	44
2.9. Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки .....	46
2.10. Электронно-дырочный $p$ - $n$ -переход .....	47
2.10.1. Распределение свободных носителей в $p$ - $n$ -переходе .....	49
2.10.3. Поле и потенциал в $p$ - $n$ -переходе.....	50
2.11. Компоненты тока и квазиуровни Ферми в $p$ - $n$ -переходе .....	53
2.12. Вольт-амперная характеристика $p$ - $n$ -перехода .....	55
2.13. Гетеропереходы.....	58
Контрольные вопросы .....	65
Задачи .....	65

## Глава 3

<b>Физика поверхности и МДП-структуры.....</b>	<b>67</b>
3.1. Область пространственного заряда (ОПЗ) в равновесных условиях эмиссии.....	67
3.1.1. Зонная диаграмма приповерхностной области полупроводника в равновесных условиях .....	67
3.2. Заряд в области пространственного заряда .....	71

3.2.1. Уравнение Пуассона для ОПЗ .....	71
3.2.2. Выражение для заряда в ОПЗ .....	72
3.2.3. Избыток свободных носителей заряда .....	73
3.2.4. Среднее расстояние локализации свободных носителей от поверхности полупроводника .....	76
3.2.5. Форма потенциального барьера на поверхности полупроводника .....	79
3.3. Емкость области пространственного заряда .....	80
3.4. Влияние вырождения на характеристики ОПЗ полупроводника .....	81
3.5. Поверхностные состояния .....	84
3.5.1. Основные определения .....	84
3.5.2. Природа поверхностных состояний .....	85
3.5.3. Статистика заполнения ПС .....	86
3.6. Вольт-фарадные характеристики структур МДП .....	87
3.6.1. Устройство МДП-структур и их энергетическая диаграмма .....	87
3.6.2. Уравнение электронейтральности .....	89
3.6.3. Емкость МДП-структур .....	92
3.6.4. Экспериментальные методы измерения вольт-фарадных характеристик .....	94
3.6.5. Определение параметров МДП-структур на основе анализа C-V характеристик .....	96
3.6.6. Определение плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник – диэлектрик .....	100
3.7. Флуктуации поверхностного потенциала в МДП-структурах .....	104
3.7.1. Виды флуктуаций поверхностного потенциала .....	104
3.7.2. Конденсаторная модель Готцбергерта для флуктуаций поверхностного потенциала .....	106
3.7.3. Среднеквадратичная флуктуация потенциала, обусловленная системой случайных точечных зарядов .....	107
3.7.4. Потенциал, создаваемый зарядом, находящимся на границе двух сред с экранировкой .....	108
3.7.5. Потенциальный рельеф в МДП-структуре при дискретности элементарного заряда .....	111
3.7.6. Функция распределения потенциала при статистических флуктуациях .....	113
3.7.7. Зависимость величины среднеквадратичной флуктуации от параметров МДП-структуры .....	115
3.7.8. Пространственный масштаб статистических флуктуаций .....	116
3.7.9. Сравнительный анализ зависимости среднеквадратичной флуктуации $\sigma_\psi$ и потенциала оптимальной флуктуации .....	120
Контрольные вопросы .....	122
Задачи .....	122

#### Глава 4

<b>Полупроводниковые диоды</b> .....	124
Введение .....	124
4.1. Характеристики идеального диода на основе <i>p-n</i> -перехода .....	124
4.1.1. Выпрямление в диоде .....	124
4.1.2. Характеристическое сопротивление .....	126
4.1.3. Эквивалентная схема диода .....	126
4.2. Варикапы .....	127
4.3. Влияние генерации, рекомбинации и объемного сопротивления базы на характеристики реальных диодов .....	127
4.3.1. Влияние генерации неравновесных носителей в ОПЗ <i>p-n</i> -перехода на обратный ток диода .....	129

4.3.2. Влияние рекомбинации неравновесных носителей в ОПЗ $p$ - $n$ -перехода на прямой ток диода .....	131
4.3.3. Влияние объемного сопротивления базы диода на прямые характеристики .....	132
4.3.4. Влияние температуры на характеристики диодов .....	134
4.4. Стабилитроны .....	135
4.4.1. Туннельный пробой в полупроводниках.....	136
4.4.2. Лавинный пробой в полупроводниках .....	138
4.4.3. Приборные характеристики стабилитронов.....	140
4.5. Туннельный и обращенный диоды .....	140
4.5.1. Вольт-амперная характеристика туннельного диода .....	142
4.5.2. Вольт-амперная характеристика обращенного диода .....	144
4.5.3. Использование туннельного диода в схемах автогенераторов колебаний ...	144
4.6. Переходные процессы в полупроводниковых диодах.....	146
Контрольные вопросы .....	149
Задачи .....	149

## Глава 5

<b>Биполярные транзисторы.....</b>	<b>150</b>
5.1. Общие сведения.....	150
5.2. Основные физические процессы в биполярных транзисторах .....	152
5.2.1. Физические процессы .....	152
5.2.1.1. Зонная диаграмма и схема биполярного транзистора в схеме с общей базой .....	153
5.3. Формулы Молла—Эберса.....	155
5.4. Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в активном режиме в схеме с общей базой .....	156
5.5. Дифференциальные параметры биполярных транзисторов в схеме с общей базой .....	158
5.5.1. Коэффициент инжекции.....	159
5.5.2. Коэффициент переноса .....	159
5.5.3. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода .....	162
5.5.4. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода .....	162
5.5.5. Коэффициент обратной связи .....	164
5.5.6. Объемное сопротивление базы.....	165
5.5.7. Тепловой ток коллектора .....	166
5.6. Биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером .....	167
5.7. Эквивалентная схема биполярного транзистора .....	170
5.8. Эффект оттеснения тока эмиттера .....	171
5.9. Составные транзисторы .....	173
5.10. Дрейфовые транзисторы .....	174
5.11. Параметры транзистора как четырехполюсника .....	178
5.11.1. $z$ -, $y$ -, $h$ -параметры .....	178
5.11.2. Связь $h$ -параметров с физическими параметрами.....	180
5.11.3. Расчет $h$ -параметров из вольт-амперных характеристик.....	182
5.12. Частотные и импульсные свойства транзисторов .....	183
5.12.1. Частотная зависимость комплексного коэффициента переноса .....	184
5.12.2. Представление частотной зависимости коэффициента передачи $RC$ -цепочкой .....	187
5.12.3. Частотная зависимость коэффициента $\beta$ в схеме с общим эмиттером .....	189
5.12.4. Эквивалентная схема транзистора на высоких частотах.....	191
5.13. Биполярные транзисторы с гетеропереходами.....	192

5.13.1. Типовая структура ГБТ на основе SiGe .....	192
5.13.2. Типовая структура ГБТ на GaAs.....	194
5.13.3. Биполярные транзисторы с гетеропереходами на соединениях с фосфидом индия.....	195
Контрольные вопросы .....	195
Задачи .....	195

## Глава 6

<b>Полевые транзисторы</b> .....	197
6.1. Типы и устройство полевых транзисторов.....	197
6.2. Принцип работы МДП-транзистора .....	198
6.3. Выбор знаков напряжений в МДП-транзисторе .....	199
6.4. Характеристики МДП-транзистора в области плавного канала .....	201
6.5. Характеристики МДП-транзистора в области отсечки.....	203
6.6. Влияние типа канала на вольт-амперные характеристики МДП-транзисторов	206
6.7. Эффект смещения подложки .....	208
6.8. Малосигнальные параметры .....	209
6.9. Эквивалентная схема и быстродействие МДП-транзистора .....	211
6.10. Методы определения параметров МОП ПТ из характеристик .....	212
6.11. Топологические реализации МДП-транзисторов .....	213
6.12. Размерные эффекты в МДП-транзисторах.....	216
6.13. Подпороговые характеристики МДП-транзистора.....	219
6.13.1. Учет диффузионного тока в канале .....	221
6.13.2. Неравновесное уравнение Пуассона.....	222
6.13.3. Уравнение электронейтральности в неравновесных условиях.....	223
6.13.4. Вольт-амперная характеристика МДП-транзистора в области сильной и слабой инверсии.....	226
6.14. Ячейка памяти на основе МДП-транзистора.....	231
6.15. Типы МДП-транзисторов для репрограммируемых элементов памяти .....	232
6.15.1. МНОП-транзистор .....	233
6.15.2. МОП ПТ с плавающим затвором.....	234
6.15.3. Характеристики флэш-памяти.....	235
6.15.4. Механизм записи информационного заряда на плавающий затвор в <i>p</i> - и <i>n</i> -канальном МДП-транзисторе.....	236
6.15.5. Режимы записи/стирания в МДП-транзисторах флэш-элементов памяти .....	241
6.16. Полевой транзистор с затвором в виде <i>p-n</i> -перехода .....	244
6.17. СВЧ полевые транзисторы с барьером Шоттки .....	247
6.17.1. GaAs полевой транзистор с барьером Шоттки.....	247
6.17.2. GaN полевой транзистор с гетеропереходом.....	250
6.17.3. Монолитные интегральные схемы с СВЧ полевыми транзисторами .....	251
Контрольные вопросы .....	252
Задачи .....	253

## Глава 7

<b>Тиристоры</b> .....	254
7.1. Общие сведения .....	254
7.2. Вольт-амперная характеристика диодного тиристора.....	256
7.2.1. Феноменологическое описание ВАХ динистора .....	257
7.2.2. Зонная диаграмма и токи диодного тиристора в открытом состоянии .....	259
7.2.3. Зависимость коэффициента передачи $\alpha$ от тока эмиттера .....	260

7.2.4. Зависимость коэффициента $M$ от напряжения $V_G$ . Умножение в коллекторном переходе .....	261
7.3. Тринистор.....	262
7.3.1. Феноменологическое описание ВАХ тринистора.....	263
7.3.2. Симметричные тринисторы.....	264
7.4. Однопереходные транзисторы .....	265
Контрольные вопросы .....	266
<b>Глава 8</b>	
<b>Лавинно-пролетные диоды</b> .....	267
8.1. Общие сведения.....	267
8.2. Устройство и зонная диаграмма.....	267
8.3. Малосигнальные характеристики .....	269
8.4. Использование ЛПД для генерации СВЧ-колебаний.....	271
8.5. Коммутационные $p$ - $i$ - $n$ -диоды.....	273
Контрольные вопросы .....	276
<b>Глава 9</b>	
<b>Диоды Ганна</b> .....	277
9.1. Общие сведения .....	277
9.2. Требования к зонной структуре полупроводников .....	277
9.3. Статическая ВАХ арсенида галлия.....	279
9.4. Зарядовые неустойчивости в приборах с отрицательным дифференциальным сопротивлением.....	282
9.4.1. Зарядовые неустойчивости в типичных полупроводниках.....	282
9.4.2. Зарядовые неустойчивости при наличии участка отрицательного дифференциального сопротивления на ВАХ .....	284
9.4.3. Домены сильного электрического поля в GaAs .....	286
9.5. Генерация СВЧ-колебаний в диодах Ганна .....	288
Контрольные вопросы .....	291
<b>Глава 10</b>	
<b>Полупроводниковые лазеры и светодиоды</b> .....	292
10.1. Электролюминесценция .....	292
10.2. Оптические переходы.....	294
10.3. Излучательная рекомбинация .....	297
10.3.1. Связь спектральной зависимости коэффициента поглощения и спектра люминесценции .....	297
10.3.2. Спектры излучательной рекомбинации при фундаментальных переходах .....	298
10.3.3. Спектры излучательной рекомбинации при непрямых переходах.....	300
10.4. Методы инжекции .....	303
10.4.1. Условие односторонней инжекции в $p$ - $n$ -переходе.....	303
10.4.2. Условие односторонней инжекции в гетеропереходе .....	303
10.5. Светодиоды .....	307
10.5.1. Светодиоды видимого диапазона.....	309
10.5.2. Светодиоды инфракрасного диапазона .....	313
10.5.3. Светодиоды коротковолнового диапазона .....	313
10.6. Полупроводниковые лазеры .....	320
10.6.1. Зонная диаграмма и конструкция полупроводникового лазера.....	321
10.6.2. Лазеры на гетероструктурах.....	322
10.6.3. Полупроводниковые лазеры с двойным гетеропереходом.....	324

10.6.4. Полупроводниковые лазеры для УФ-диапазона.....	330
10.6.5. Полупроводниковые лазеры на фотонных кристаллах.....	332
10.6.6. Применение полупроводниковых лазеров.....	333
Контрольные вопросы.....	334
Задачи.....	334

## Глава 11

<b>Фотоприемники.....</b>	<b>335</b>
11.1. Статистические параметры фотодетекторов.....	335
11.2. Материалы для фотоприемников.....	337
11.3. Фоторезисторы.....	338
11.4. Фотодиоды на основе $p-n$ -перехода.....	341
11.4.1. Общие сведения.....	341
11.4.2. Вольт-амперная характеристика фотодиода.....	341
11.4.3. Спектральная чувствительность.....	346
11.4.4. $p-i-n$ -фотодиоды.....	348
11.4.5. Лавинные фотодиоды.....	350
11.5. Фототранзисторы.....	352
11.6. МДП-фотоприемники с неравновесным обеднением.....	354
11.6.1. Механизмы генерации неосновных носителей в области пространственного заряда.....	354
11.6.2. Время релаксации неравновесного обеднения.....	364
11.6.3. Дискретные МДП-фотоприемники.....	366
11.6.4. Матрицы фотоприемников с зарядовой связью (ФПЗС).....	369
Контрольные вопросы.....	377
Задачи.....	377

## Глава 12

<b>Солнечные батареи.....</b>	<b>378</b>
12.1. Характеристики солнечного излучения.....	378
12.2. Методы преобразования солнечной энергии.....	380
12.3. Солнечные элементы с $p-n$ -переходом.....	381
12.3.1. Вольт-амперная характеристика идеального солнечного элемента.....	381
12.3.2. Коэффициент полезного действия солнечных элементов.....	383
12.3.2. Приборная реализация полупроводниковых солнечных батарей.....	387
12.4. Солнечные батареи на полупроводниковых гетероструктурах.....	388
Контрольные вопросы.....	392

## Глава 13

<b>Квантовый эффект Холла в двумерном электронном газе.....</b>	<b>393</b>
13.1. Двумерные электроны.....	393
13.1.1. Уравнение Шредингера для электрона в ОПЗ.....	393
13.1.2. Плотность состояний в двумерной подзоне.....	394
13.1.3. Расчет концентрации $n(z)$ с учетом квантования.....	395
13.1.4. Спектр энергий и вид волновых функций в ОПЗ.....	396
13.1.5. Диаграмма состояния электронного газа в инверсионном канале.....	400
13.2. Квантовый эффект Холла.....	401
13.2.1. Зависимость ЭДС Холла от параметров инверсионного канала.....	401
13.2.2. Циклотронная частота.....	402
13.2.3. Спектр энергии двумерных электронов в поперечном магнитном поле.....	403
13.2.4. Число состояний для электронов на уровне Ландау.....	403
13.2.5. Плотность электронов в 2D электронном газе в сильном магнитном поле.....	404

13.2.6. Эффект Холла для 2D-электронов в сильном магнитном поле .....	405
Контрольные вопросы .....	406
<b>Глава 14</b>	
<b>Полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов в канале .....</b>	<b>407</b>
14.1. Общие сведения .....	407
14.2. Структура и принцип действия НЕМТ-транзисторов .....	407
14.3. Насыщение дрейфовой скорости электронного газа .....	410
14.4. Вольт-амперная характеристика НЕМТ транзистора в линейной области .....	412
14.5. Вольт-амперная характеристика НЕМТ-транзистора в области насыщения .....	416
14.5.1. Напряжение насыщения и ток насыщения .....	416
14.5.2. Пороговое напряжение $p$ -НЕМТ-транзистора .....	418
14.6. Связь концентрации $n_s$ в канале и энергии Ферми $E_F$ с учетом квантования 2D электронного газа .....	418
Контрольные вопросы .....	421
<b>Глава 15</b>	
<b>Полупроводниковые приборы при экстремальных температурах .....</b>	<b>422</b>
15.1. Полупроводниковые материалы для высокотемпературной электроники .....	422
15.2. Твердотельные приборы на SiC .....	425
15.3. Твердотельные приборы на GaN .....	433
Контрольные вопросы .....	441
<b>Глава 16</b>	
<b>Микроминиатюризация и приборы нанoeлектроники .....</b>	<b>442</b>
16.1. Микроминиатюризация МДП-приборов .....	443
16.2. Физические явления, ограничивающие микроминиатюризацию .....	445
16.3. Приборы нанoeлектроники .....	448
16.3.1. Наноразмерный полевой транзистор .....	449
16.3.3. Нанозмиттеры .....	451
16.3.4. Полевой транзистор с нанотрубками .....	453
16.3.5. Приборы для квантовых компьютеров .....	454
16.3.5. Технологический прогресс: от технологий микроэлектроники к нанотехнологиям .....	457
Контрольные вопросы .....	457
<b>Глава 17</b>	
<b>Классификация и обозначения полупроводниковых приборов .....</b>	<b>458</b>
17.1. Условные обозначения и классификация отечественных полупроводниковых приборов .....	458
17.2. Условные обозначения и классификация зарубежных полупроводниковых при- боров .....	463
17.3. Графические обозначения и стандарты .....	466
17.4. Условные обозначения электрических параметров и сравнительные справочные данные полупроводниковых приборов .....	468
<b>Приложение А.</b>	
<b>Нобелевские премии за работы по твердотельной электронике .....</b>	<b>470</b>
<b>Приложение Б</b> .....	
<b>Решения задач .....</b>	<b>481</b>
<b>Решения задач .....</b>	<b>481</b>

Глава 1. Необходимые сведения из физики твердого тела и физики полупроводников.....	481
Глава 2. Барьеры Шоттки, <i>p-n</i> -переходы и гетеропереходы.....	485
Глава 3. Физика поверхности и МДП-структуры.....	488
Глава 4. Полупроводниковые диоды .....	493
Глава 5. Биполярные транзисторы.....	493
Глава 6. Полевые транзисторы.....	494
Глава 10. Светодиоды и полупроводниковые лазеры.....	495
Глава 11. Фотоприемники .....	496
<b>Приложение В</b> .....	497
<b>Обозначения физических параметров</b> .....	497
<b>Обозначения приборных параметров</b> .....	499
<b>Приложение Г</b> .....	502
Универсальные физические постоянные .....	502
Полезные соотношения.....	502
<b>Список рекомендованной литературы</b> .....	504
Монографии и научные издания.....	504
Учебники и учебные пособия .....	506
Сборники задач.....	508
Энциклопедии и справочники.....	508
<b>Предметный указатель</b> .....	509
<b>Об авторе</b> .....	511

# Предисловие к третьему изданию

Третье издание учебного пособия «Твердотельная электроника» выходит через три года после второго издания. Использование этой книги в учебном процессе показало ее востребованность как в классических университетах для студентов, обучающихся по направлениям подготовки «Физика», так и в технических университетах по направлениям «Электроника и микроэлектроника», «Информатика и вычислительная техника».

Динамичное развитие самой отрасли знаний «твердотельная электроника» потребовало как переработки существующих глав, так и дополнительного введения новых глав по актуальным направлениям.

В связи с этим в третьем издании учебного пособия добавлены главы «Полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов», «Солнечные батареи».

В главе 6 «Полевые транзисторы» переработан раздел по МДП-транзисторам для флеш-элементов памяти, в главе 12 «Светодиоды и полупроводниковые лазеры» добавлены разделы по теории поглощения и генерации оптического излучения. В главе 15 «Микроминиатюризация и приборы нанoeлектроники» переработан раздел «Приборы нанoeлектроники». В главе 13 «Полупроводниковые приборы при экстремальных температурах» расширен класс приборов с описанием их характеристик при высоких температурах. В третье издание вернулась глава 17 «Классификация и обозначения полупроводниковых приборов» ранее бывшая в первом издании, но исключенная из текста второго издания.

Обновлен и дополнен список литературы. Список литературы структурирован, как ранее, по четырем направлениям и включает 110 наименований. В их числе монографии и научные издания — 54 наименования [1—54], учебники и учебные пособия — 40 наименований [55—94], сборники задач — 5 наименований [95—99], энциклопедии и справочники — 11 наименований [100—110]. В список литературы включены несколько ссылок на оригинальные статьи из научных журналов в связи с тем, что в монографиях и учебных пособиях этот материал не был еще отражен.

В заключение автор выражает благодарность сотрудникам кафедры физики твердого тела Петрозаводского государственного университета Клекачеву А.В. за помощь в работе с литературой, Якушевой Ю.В. и Артамонову О. Н. за помощь в подготовке рисунков и форматировании текста.

В. А. Гуртов; 15 марта 2008 года, Петрозаводск

# Предисловие ко второму изданию

Первое издание учебного пособия «Твердотельная электроника» было в значительной мере рассчитано на поддержку лекционного курса, который автор читает для студентов физико-технического факультета Петрозаводского государственного университета. Связано это с тем, что из большого количества ранее изданных русскоязычных и англоязычных книг, учебных пособий и справочников по твердотельной электронике для нынешнего поколения студентов и аспирантов большинство из них недоступны. Такие фундаментальные издания, как Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем /И.П. Степаненко. 4-е изд. М.: Энергия, 1977, 671 с.; Зи С. Физика полупроводниковых приборов /С. Зи. М.: Мир, 1984. Т. 1, 456 с; Т. 2, 456 с., стали библиографической редкостью, а монография Sah С.-Т. Fundamentals of solid-state electronics /С.-Т. Sah. World Scientific, 1991, 1011 p., к сожалению, вообще не была переведена на русский язык и фактически недоступна для массового читателя.

Двухлетний опыт работы с первым изданием учебного пособия «Твердотельная электроника» показал, с одной стороны, его востребованность, а с другой стороны, необходимость доработки, внесения правок и изменений, а также расширения за счет включения материалов по современным разработкам в области твердотельной электроники. По этой причине во второе издание добавлены шесть глав – восьмая, десятая, одиннадцатая, двенадцатая, тринадцатая и четырнадцатая. В восьмой главе рассматриваются характеристики лавинно-пролетных и коммутационных СВЧ-диодов. Девятая и одиннадцатая глава посвящены оптоэлектронным приборам. В двенадцатой главе рассматривается квантовый эффект Холла в двумерном электронном газе. Тринадцатая глава посвящена полупроводниковым приборам при экстремальных температурах. Четырнадцатая глава показывает пути микроминиатюризации приборов твердотельной электроники и возможности реализации приборов наноэлектроники для квантовых компьютеров. Также во втором издании в конце каждой главы приведены контрольные вопросы и задачи, а в конце учебного пособия — решения этих задач. Сформирован и приведен предметный указатель. Исключена глава, посвященная классификации и обозначению полупроводниковых приборов.

Список литературы структурирован по четырем направлениям и включает 84 ссылки. В их числе монографии и научные издания — 31 наименование [1 – 31], учебники и учебные пособия — 37 наименований [32 – 69], сборники задач — 5 наименований [70 – 74], энциклопедии и справочники — 10 наименований [75 – 84]. В список литературы не включались ссылки на оригинальные статьи из научных журналов в связи с громадным числом таких публикаций.

В заключение автор выражает благодарность сотруднику кафедры физики твердого тела Петрозаводского государственного университета О. Н. Артамонову за неоценимую помощь в подготовке второго издания учебного пособия.

В. А. Гуртов, 15 июля 2005 года, Петрозаводск

# Предисловие к первому изданию

Учебное пособие «Твердотельная электроника» базируется на лекционном курсе, который автор в течение длительного времени читает для студентов физико-технического факультета Петрозаводского государственного университета.

Учебное пособие по структуре и содержанию соответствует государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования для специальности 071400 «Физическая электроника» в разделе федерального компонента общепрофессиональных дисциплин ОПД.Ф.08 «Твердотельная электроника». По другим направлениям и специальностям подготовки, ведущимся в Петрозаводском государственном университете, этот курс находится в рамках естественнонаучного компонента государственного образовательного стандарта, устанавливаемого вузом.

Для Петрозаводского государственного университета это следующие направления подготовки бакалавров и магистров, а также специальности высшего профессионального образования.

Направление подготовки магистров 510400 «ФИЗИКА» по программам:

510403 – Физика конденсированного состояния вещества;

510404 – Физика полупроводников. Микроэлектроника.

Направление 553100 «ТЕХНИЧЕСКАЯ ФИЗИКА» по программам:

553105 – Физическое моделирование структуры, свойств и техники получения материалов;

553117 – Электрофизические технологии.

Направление 552800 «ИНФОРМАТИКА И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА» по программам:

552826 – Автоматизированные системы научных исследований и комплексных испытаний;

552824 – Информационно-измерительные системы.

Специальность 010400 «Физика»;

Специальность 071400 «Физическая электроника»;

Специальность 220200 «Автоматизированные системы обработки информации и управления»;

Специальность 190900 «Информационно-измерительная техника и технологии».

В предлагаемом учебном пособии рассмотрены физические основы работы твердотельных полупроводниковых приборов, использующих как явление инжекции носителей через р-п-переходы, так и явления, связанные с эффектом поля.

В связи с тем, что учебный курс читается для студентов третьего курса, в первой главе учебного пособия в кратком виде представлены основные сведения из физики твердого тела и из физики полупроводников. Эти сведения в дальнейшем необходимы при усвоении основного материала курса. В главе второй и третьей излагаются физические основы, связанные с контактными явлениями в барьерах Шоттки, электронно-дырочных переходах и гетеропереходах, а также основы физики поверхности полупроводников и МДП-структур.

Четвертая и пятая главы посвящены анализу физических основ работы полупроводниковых диодов и биполярных транзисторов. Глава шестая посвящена анализу работы полевых транзисторов. Глава седьмая посвящена приборам с отрицательным дифференциальным сопротивлением – тиристорам. Глава восьмая посвящена приборам функциональной электроники – диодам Ганна. В одиннадцатой главе приводятся классификация и обозначения полупроводниковых приборов – как российских, так и зарубежных.

Особенность данной книги заключается в том, что при обсуждении физических принципов работы и параметров приборов автор наряду с идеализированными характеристиками старался использовать справочные данные, которые показывают реально характеристики того или иного вида приборов.

В рамках подготовки к изданию учебного пособия «Твердотельная электроника» аспирантом О. Н. Артамоновым была разработана электронная версия указанного учебного пособия, которая представлена на сайте кафедры физики твердого тела, а также прилагается в виде компакт-диска к бумажной версии учебного пособия. При подготовке электронной версии учебного пособия использовались мультимедийные разработки, выполненные студентами физико-технического факультета Петрозаводского государственного университета в рамках курсовых и дипломных работ. Указанные мультимедийные приложения улучшают качество представляемого материала и позволяют более ясно понять основные физические процессы, которые происходят в приборах твердотельной электроники.

В заключение автор выражает благодарность сотрудникам кафедры физики твердого тела Петрозаводского государственного университета, с которыми он длительное время работает, а также О. Н. Артамонову и Ю. М. Листопадову за неоценимую помощь в подготовке указанного учебного пособия.

В. А. Гуртов, 28 февраля 2003 года, Петрозаводск

# Введение

Твердотельная электроника как наука имеет уже почтенный возраст. Юность ее относится к началу XX-го века и связана с накоплением данных о свойствах твердых тел, эмиссии электронов с их поверхности и созданием первых полупроводниковых диодов. Открытие в 1948 году Джоном Бардиным, Уолтером Брэтеном и Уильямом Шокли биполярного транзистора послужило мощным толчком для развития твердотельной электроники как науки и как сферы производственной деятельности.

В настоящее время твердотельная электроника представляет собой одну из динамично развивающихся областей прикладной науки и техники, без которой немислима жизнь человечества. Академик РАН Александр Асеев очень образно представил элементы и составляющие твердотельной электроники в виде «дерева» полупроводниковой электроники [3]. На рис. 1 представлено это «дерево».

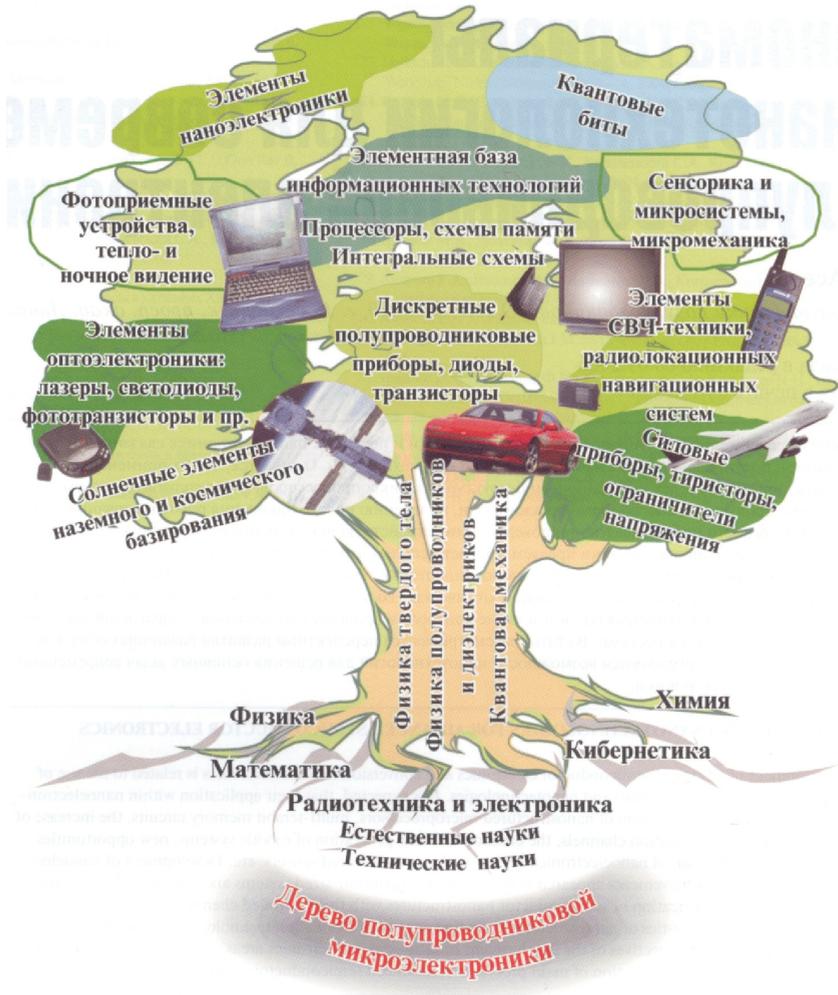


Рис. 1. «Дерево» полупроводниковой электроники [3]

Стволом «дерева» полупроводниковой электроники служит квантовая механика, физика твердого тела, физика полупроводников и диэлектриков, а корни его опираются на общую физику, математику, химию. На кроне дерева расположены основные структурные элементы твердотельной электроники: диоды, транзисторы, тиристоры, лазеры, фотоприемники, солнечные батареи. На вершине к солнечным лучам тянутся приборы нанoeлектроники, использующие квантовые эффекты.

Общественное признание важности для цивилизации этих открытий выразилось в присуждении 12 Нобелевских премий по физике за изучение и разработку различных научных аспектов из области твердотельной электроники. Отличительным свойством твердотельной электроники является чрезвычайно быстрое использование новых открытий и разработок в массовом производстве изделий на их основе. В этих изделиях используются как дискретные приборы, так и приборы в составе микро- и оптоэлектронных схем высокого уровня интеграции.

Два устройства начала XXI века в наибольшей мере воплотили в себе все последние успехи в области твердотельной электроники. Это ноутбук и сотовый телефон. На рис. 2 приведена компоновка микроэлектронных элементов под клавиатурой ноутбука. Наиболее важными из этих элементов являются: микропроцессор, реализованный на МДП-транзисторах; цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи на биполярных транзисторах и диодах; источники питания на солнечных батареях; преобразователи и выпрямители на тиристорах и стабилитронах.



Рис. 2. Ноутбук



Рис. 3. Флеш-память на основе МДП-транзисторов с плавающим затвором

Важным устройством для ноутбука становится миниатюрная флеш-память, представляющая собой репрограммируемое полупроводниковое запоминающее устройство (РПЗУ) на основе МДП-транзисторов с плавающим затвором, позволяющее сохранять информацию при отключении питания. Выше на рис. 3 показан внешний вид флеш-памяти с USB разъемом, в центре платы которой находится матрица РПЗУ на основе МДП-транзисторов с плавающим затвором.



Рис. 4. Сотовый телефон

Сотовый телефон (рис. 4) включает в себя основные микроэлектронные элементы, такие же, как и в ноутбуке. Дополнительно присутствуют два важных компонента твердотельной электроники. Первый – мощные высокочастотные схемы приемопередатчиков на основе полевых транзисторов с высокой подвижностью электронов, второй – фотоприемные матрицы на основе приборов с зарядовой связью.

Содержательная часть учебного пособия позволяет шаг за шагом от простого к сложному изучить физические принципы работы каждого из приборов твердотельной электроники и понять логику развития этой отрасли науки и техники.

# Глава I

## Необходимые сведения из физики твердого тела и физики полупроводников

### 1.1. Зонная структура полупроводников

Согласно постулатам Бора энергетические уровни для электронов в изолированном атоме имеют дискретные значения. Твердое тело представляет собой ансамбль отдельных атомов, химическая связь между которыми объединяет их в кристаллическую решетку. Если твердое тело состоит из  $N$  атомов, то энергетические уровни оказываются  $N$ -кратно вырожденными. Электрическое поле ядер, или остовов атомов, выступает как возмущение, снимающее это вырождение. Дискретные моноэнергетические уровни атомов, составляющие твердое тело, расщепляются в энергетические зоны. Решение квантовых уравнений в приближении сильной или слабой связи дает качественно одну и ту же картину для структуры энергетических зон твердых тел. В обоих случаях разрешенные и запрещенные состояния для электронов чередуются и число состояний для электронов в разрешенных зонах равно числу атомов, что позволяет говорить о квазинепрерывном распределении энергетических уровней внутри разрешенных зон [58, 107, 108].

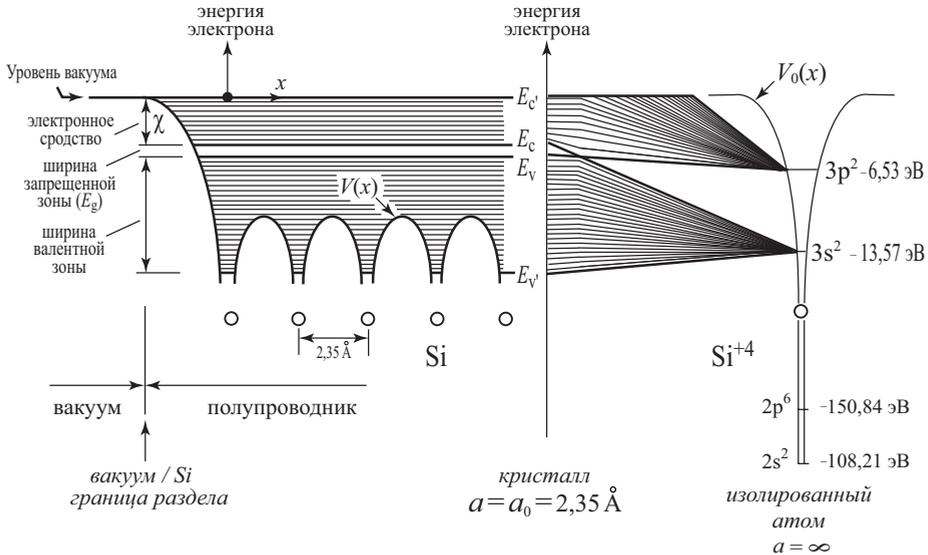
Наибольшее значение для электронных свойств твердых тел имеют верхняя и следующая за ней разрешенные зоны энергий. В том случае, если между ними нет энергетического зазора, то твердое тело с такой зонной структурой является *металлом*. Если величина энергетической щели между этими зонами (обычно называемой запрещенной зоной) больше 3 эВ, твердое тело является *диэлектриком*. И наконец, если ширина запрещенной зоны  $E_g$  лежит в диапазоне (0,1 ÷ 3,0) эВ, то твердое тело принадлежит к классу *полупроводников*. В зависимости от сорта атомов, составляющих твердое тело, и конфигурации орбит валентных электронов реализуется тот или иной тип кристаллической решетки, а следовательно, и структура энергетических зон. На рис. 1.1 приведена структура энергетических уровней в изолированном атоме кремния, а также схематическая структура энергетических зон, возникающих при сближении этих атомов и образовании монокристаллического кремния с решеткой так называемого алмазоподобного типа.

Верхняя, не полностью заполненная энергетическая зона в полупроводниках получила название *зоны проводимости*. Следующая за ней энергетическая зона получила название *валентной зоны*. Энергетическая щель запрещенных состояний между этими зонами называется *запрещенной зоной*. На зонных диаграммах положение дна зоны проводимости обозначают значком  $E_c$ , положение вершины валентной зоны —  $E_v$ , а ширину запрещенной зоны —  $E_g$ .

Поскольку в полупроводниках ширина запрещенной зоны меняется в широком диапазоне, то вследствие этого в значительной мере меняется их удельная проводимость. По этой причине полупроводники классифицируют как вещества, имеющие при комнатной температуре удельную электрическую проводимость  $\sigma$  от  $10^{-8}$  до  $10^6$  Ом<sup>-1</sup>·см<sup>-1</sup>,

которая зависит в сильной степени от вида и количества примесей, структуры вещества и внешних условий: температуры, освещения (радиации), электрических и магнитных полей и т.д.

Для диэлектриков ширина запрещенной зоны  $E_g > 3$  эВ, величина удельной проводимости  $\sigma < 10^{-8}$  Ом $^{-1}$ .см $^{-1}$ , удельное сопротивление  $\rho = 1/\sigma > 10^8$  Ом.см. Для металлов величина удельной проводимости  $\sigma > 10^6$  Ом $^{-1}$ .см $^{-1}$ .



**Рис. 1.1.** Структура энергетических уровней в изолированном атоме кремния, а также схематическая структура энергетических зон, возникающих при сближении этих атомов и образовании монокристаллического кремния [37]

## 1.2. Терминология и основные понятия

Полупроводники, или полупроводниковые соединения, бывают собственными и примесными.

**Собственные полупроводники** – это полупроводники, в которых нет примесей (доноров и акцепторов). **Собственная концентрация** ( $n_i$ ) – концентрация носителей заряда в собственном полупроводнике (электронов в зоне проводимости  $n$  и дырок в валентной зоне  $p$ , причем  $n = p = n_i$ ). При  $T = 0$  в собственном полупроводнике свободные носители отсутствуют ( $n = p = 0$ ). При  $T > 0$  часть электронов забрасывается из валентной зоны в зону проводимости. Эти электроны и дырки могут свободно перемешаться по энергетическим зонам.

**Дырка** – это способ описания коллективного движения большого числа электронов (примерно  $10^{23}$  см $^{-3}$ ) в неполностью заполненной валентной зоне. Электрон – это частица, дырка – это квазичастица. Электрон можно инжектировать из полупроводника или металла наружу (например, с помощью фотоэффекта), дырка же может существовать только внутри полупроводника.

**Легирование** – введение примеси в полупроводник, в этом случае полупроводник называется **примесным**. Если в полупроводник, состоящий из элементов 4-й группы (например, кремний или германий), ввести в качестве примеси элемент 5-й группы, то получим

**донорный** полупроводник (у него будет **электронный тип проводимости**), или полупроводник *n*-типа. Если же ввести в качестве примеси элемент 3-й группы, то получится **акцепторный** полупроводник, обладающий **дырочной проводимостью** (*p*-тип) (рис. 1.2).



Рис. 1.2. Энергетические схемы полупроводников *n*-типа (а) и *p*-типа (б)

Для того чтобы использовать для описания движения электронов и дырок в полупроводниках классические представления, вводятся понятия **эффективных масс электрона и дырки**  $m_n^*$  и  $m_p^*$  соответственно. В этом случае уравнения механики  $a = F/m^*$ , или  $dp/dt = F$ , будут справедливы, если вместо массы свободного электрона (электрона в вакууме)  $m_0$  в эти уравнения подставить эффективную массу электрона ( $p = m_n^* \cdot v$ ). Эффективная масса учитывает влияние периодического потенциала атомов в кристалле полупроводника на движение электронов и дырок и определяется уравнениями дисперсии.

### 1.3. Статистика электронов и дырок в полупроводниках

Равновесные процессы – процессы, происходящие в телах, которые не подвергаются внешним воздействиям. В состоянии термодинамического равновесия для данного образца твердого тела при заданной температуре существует определенное распределение электронов и дырок по энергиям, а также значения их концентраций. Вычисление концентраций основных и неосновных носителей заряда составляет главную задачу статистики электронов и дырок в твердых телах.

Рассматриваемая задача распадается на две части: квантово-механическую – нахождение числа возможных квантовых состояний электронов и статистическую – определение фактического распределения электронов по этим квантовым состояниям при термодинамическом равновесии.

#### 1.3.1. Распределение квантовых состояний в зонах

Стационарные состояния электрона в идеальном кристалле характеризуются квазиимпульсом  $p$ . Запишем принцип неопределенности Гейзенберга для квазиимпульсов  $p_x, p_y$  и  $p_z$ :

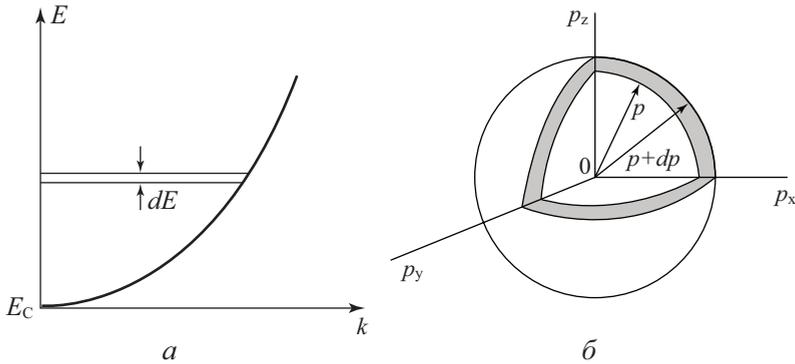
$$\Delta x \cdot \Delta p_x \geq h, \quad \Delta y \cdot \Delta p_y \geq h, \quad \Delta z \cdot \Delta p_z \geq h. \quad (1.1)$$

Перемножим соответственно левые и правые части этих соотношений. Получим

$$\Delta p \cdot \Delta V \geq h^3, \tag{1.2}$$

где  $\Delta p = \Delta p_x \cdot \Delta p_y \cdot \Delta p_z$  и  $\Delta V = \Delta x \cdot \Delta y \cdot \Delta z$ , то есть  $\Delta p$  – это некоторый объем в пространстве квазиимпульсов  $p_x, p_y, p_z$ , то есть внутри зоны Бриллюэна, а  $\Delta V$  – некоторый объем внутри полупроводника. Для расчета концентраций носителей заряда (т.е. числа носителей в единице объема полупроводника) выделим внутри кристалла единичный объем  $\Delta V = 1 \text{ см}^3$ . Тогда из (1.2) получим  $\Delta p \geq h^3$ . Значит, внутри объема  $\Delta p$  в зоне Бриллюэна находится только одно квантовое состояние. Следовательно,  $h^3$  – это объем одной «квартирки» в зоне Бриллюэна, в которую по принципу Паули можно поместить два электрона с разными спинами. Поэтому число квантовых состояний, соответствующее элементу объема  $\Delta p$  в зоне Бриллюэна, и рассчитанное на единицу объема кристалла, равно  $\Delta p/h^3$ , то есть числу «квартирок» в объеме  $\Delta p$ . При заполнении зоны проводимости электронами заполняются вначале самые нижние уровни. Зона проводимости – одномерная относительно энергии (рис. 1.3, а). Зона Бриллюэна – трехмерная ( $p_x, p_y, p_z$ ) (рис. 1.3, б). В дальнейшем для выполнения интегрирования перейдем от конечных приращений  $\Delta p$  к дифференциалам  $dp$ . Внутри тонкого шарового слоя радиусом  $p$  и толщиной  $dp$  число квантовых состояний будет равно:

$$dN = \frac{4\pi p^2 dp}{h^3}. \tag{1.3}$$



**Рис. 1.3.** Диаграмма для расчета плотности квантовых состояний:  
 а) распределение электронов по энергии в зоне проводимости;  
 б) зона Бриллюэна для расчета плотности состояний

Определим число квантовых состояний в зоне проводимости в узком интервале энергий от  $E$  до  $E + dE$ , рассчитанное на единицу объема кристалла. Его можно представить в виде  $N(E)dE$ , где  $N(E)$  есть плотность состояний. Для значительного количества кинетических и оптических эффектов в полупроводниках являются важными характеристики плотности квантовых состояний вблизи экстремумов в зависимости  $E(k)$ , т.е. выше дна зоны проводимости и ниже потолка валентной зоны.

Вблизи дна зоны проводимости для случая изотропного параболического закона дисперсии энергия электрона

$$E = E_C + \frac{p^2}{2m_n}, \tag{1.4}$$

где  $E_C$  – энергия, соответствующая дну зоны проводимости. Для удобства эффективную массу электрона  $m_n$  запишем без звездочки. Из (1.4) получим  $dE = \frac{p \cdot dp}{m_n}$ , то есть  $dp = \frac{m_n \cdot dE}{p}$  и  $p^2 = 2m_n(E - E_C)$ . Подставляем в (1.3), имеем

$$dN = N(E)dE = \frac{4\pi m_n^{3/2} \sqrt{2} (E - E_C)^{1/2} dE}{h^3} . \quad (1.5)$$

Отсюда

$$N(E) = \frac{4\pi m_n^{3/2} \cdot \sqrt{2} \cdot (E - E_C)^{1/2}}{h^3} . \quad (1.6)$$

Аналогичная формула получается и для валентной зоны, но только вместо  $(E - E_C)$  напишем  $(E_V - E)$ , а вместо  $m_n$  – эффективную массу дырки  $m_p^*$ .

Как видно из (1.6), плотность квантовых состояний возрастает по мере удаления от дна зоны проводимости.

### 1.3.2. Концентрация носителей заряда и положение уровня Ферми

Электроны как частицы, обладающие полуцелым спином, подчиняются статистике Ферми–Дирака. Вероятность того, что электрон будет находиться в квантовом состоянии с энергией  $E$ , выражается функцией Ферми–Дирака:

$$f(E, T) = \frac{1}{1 + e^{\frac{E-F}{kT}}} . \quad (1.7)$$

Здесь  $F$  – энергия Ферми, определяемая как значение энергии, при которой все состояния системы частиц, подчиняющихся статистике Ферми–Дирака, заняты. Для электронного газа значение энергии Ферми совпадает со значением химического потенциала при  $T = 0$  К и определяется как величина энергии, необходимая для изменения числа частиц в системе на единицу. Также из формулы (1.7) видно, что энергию Ферми можно определить как энергию такого квантового состояния, вероятность заполнения которого равна  $1/2$ .

Вид функции Ферми–Дирака схематически показан на рис. 1.4.

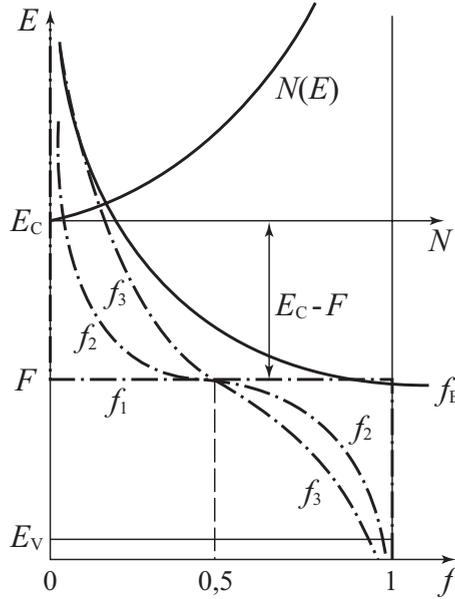
При  $T = 0$  К она имеет вид разрывной функции. Для энергии меньшей энергии Ферми  $E < F$ , функция Ферми–Дирака равна 1, а значит, все квантовые состояния при  $E < F$  заполнены электронами. Для энергии, большей энергии Ферми  $E > F$ , функция  $f = 0$  и соответствующие квантовые состояния совершенно не заполнены. При  $T > 0$  К функция Ферми изображается непрерывной кривой и в узкой области энергий, порядка нескольких  $kT$ , в окрестности точки  $E = F$  быстро изменяется от 1 до 0. Размытие функции Ферми тем больше, чем выше температура.

Вычисление различных статистических величин значительно упрощается, если уровень Ферми  $F$  лежит в запрещенной зоне энергий и удален от края зоны  $E_C$  хотя бы на  $2kT$  (в некоторых учебниках пишут  $E_C - E > kT$ ). Тогда в распределении (1.7) единицей в знаменателе можно пренебречь и оно переходит в распределение Максвелла–Больцмана классической статистики. Это случай невырожденного полупроводника:

$$f(E, T) = e^{-\frac{E-F}{kT}} . \quad (1.8)$$

Концентрация электронов в зоне проводимости равна:

$$n = 2 \cdot \int_{E_C}^{\infty} N_C(E) f(E, T) dE . \quad (1.9)$$



**Рис. 1.4.** Функция распределения плотности состояний в зоне проводимости  $N(E)$ , функции Ферми–Дирака  $f_1$  ( $T_1 = 0$ ),  $f_2$  ( $T_2 > 0$ ),  $f_3$  ( $T_3 > T_2$ ) и Больцмана  $f_b$

Отметим, что в качестве верхнего предела в написанном интеграле необходимо было бы взять энергию верхнего края зоны проводимости. Но так как функция  $f$  для энергий  $E > F$  экспоненциально быстро убывает с увеличением  $E$ , то замена верхнего предела на бесконечность не меняет значения интеграла. Подставив в (1.9) выражения (1.6) и (1.8), получим:

$$n = N_c \cdot e^{-\frac{E_c - F}{kT}}, \tag{1.10}$$

где

$$N_c = 2 \cdot \left( \frac{2\pi m_n kT}{h^2} \right)^{3/2}. \tag{1.11}$$

Величина  $N_c$  получила название эффективной плотности состояний в зоне проводимости.

В случае невырожденного полупроводника, когда уровень Ферми лежит выше потолка валентной зоны хотя бы на  $2kT$ , то есть  $F - E_c > 2kT$  (в некоторых учебниках пишут  $F - E_c > kT$ ), функция Ферми–Дирака для дырок  $f_p$  имеет вид:

$$f_p = e^{-\frac{F - E}{kT}}, \tag{1.12}$$

а концентрация дырок в валентной зоне

$$p = N_v \cdot e^{-\frac{F - E_v}{kT}}, \tag{1.13}$$

где  $E_v$  – энергия, соответствующая потолку валентной зоны, а  $N_v$  – эффективная плотность состояний в валентной зоне, которая рассчитывается по уравнению (1.11), если вместо эффективной массы электрона  $m_n^*$  взять эффективную массу дырки  $m_p^*$ . Величина  $N_v$  – эффективная плотность состояний в валентной зоне.

Отметим, что в (1.9) перед интегралом появился множитель 2, что связано с тем, что на каждом уровне энергии могут находиться два электрона с противоположными спинами (принцип Паули).

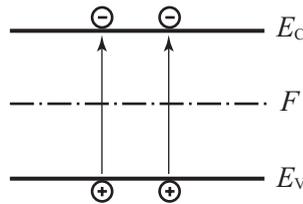
Для расчета концентрации электронов и дырок  $n$  и  $p$  по уравнениям (1.10) и (1.13) необходимо знать положение уровня Ферми  $F$ . Однако произведение концентраций электронов и дырок для невырожденного полупроводника не зависит от уровня Ферми, хотя зависит от температуры:

$$n \cdot p = (n_i)^2 = N_C \cdot N_V \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}}. \quad (1.14)$$

Это уравнение используется для расчета  $p$  при известном  $n$  или, наоборот, для расчета  $n$  при известном  $p$ . Величина  $n_i$  при комнатной и температуре жидкого азота для конкретных полупроводников приводится в справочниках [107].

## 1.4. Концентрация электронов и дырок в собственном полупроводнике

Напомним, что полупроводник называется собственным, если в нем отсутствуют донорные и акцепторные примеси. В этом случае электроны появляются в зоне проводимости только за счет теплового заброса из валентной зоны, тогда концентрация электронов равна концентрации дырок  $n = p$  (рис. 1.5).

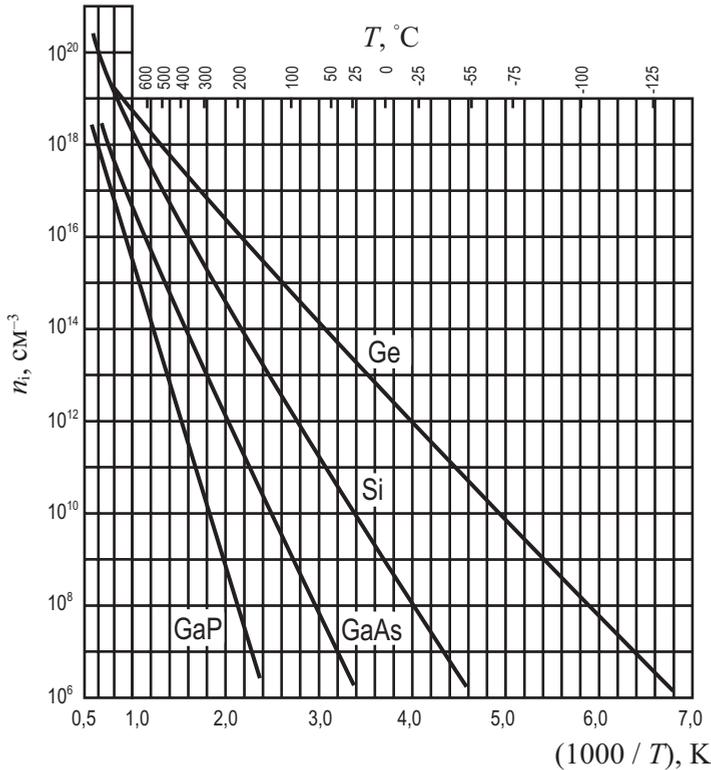


**Рис. 1.5.** Зонная диаграмма собственного полупроводника, иллюстрирующая процесс генерации свободных носителей заряда

При отсутствии внешних воздействий (освещение, электрическое поле и т.д.) будем обозначать концентрации свободных электронов и дырок с индексом нуль, то есть  $n_0$  и  $p_0$  соответственно. При  $n_0 = p_0$  из (1.14) получаем:

$$n_0 = p_0 = n_i = \sqrt{N_C \cdot N_V} \cdot e^{-\frac{E_g}{2kT}}. \quad (1.15)$$

Напомним, что значком  $n_i$  принято обозначать концентрацию собственных носителей заряда в зоне проводимости и в валентной зоне. Для расчета эффективной плотности состояний в зоне проводимости  $N_C$  и валентной зоне  $N_V$  используется формула (1.11). Как следует из соотношения (1.15), концентрация собственных носителей определяется в основном температурой и шириной запрещенной зоны полупроводника. На рис. 1.6 представлена зависимость концентрации собственных носителей от температуры для наиболее распространенных полупроводников — кремния, германия, арсенида и фосфида галлия. При изменении ширины запрещенной зоны в диапазоне от 0,6 эВ для германия до 2,8 эВ для фосфида галлия собственная концентрация  $n_i$  при комнатной температуре изменяется от значения  $10^{13}$  см<sup>-3</sup> до  $10^1$  см<sup>-3</sup>.



**Рис. 1.6.** Зависимость концентрации собственных носителей от температуры для наиболее распространенных полупроводников – кремния, германия, арсенида и фосфида галлия [37, 107]

### 1.5. Концентрация электронов и дырок в примесном полупроводнике

Уравнение (1.14) справедливо только для равновесных носителей заряда, то есть в отсутствие внешних воздействий. В наших обозначениях

$$n_0 \cdot p_0 = (n_i)^2. \tag{1.16}$$

Пусть полупроводник легирован донорами с концентрацией  $N_D$ . При комнатной температуре в большинстве полупроводников все доноры ионизованы, так как энергии активации доноров составляют всего несколько сотых электрон-вольта. Тогда для донорного полупроводника (рис. 1.7)

$$n_0 = N_D. \tag{1.17}$$

Концентрацию дырок в донорном полупроводнике найдем из (1.16):

$$p_0 = \frac{n_i^2}{N_D}. \tag{1.18}$$

На рис. 1.7 приведена зонная диаграмма полупроводника  $n$ -типа, показывающая положение энергетических уровней донорной примеси  $E_D$  (На рис. донорная примесь

изображена в виде квадратиков с плюсами) и схематическое соотношение концентраций основных  $n_0$  и неосновных  $p_0$  носителей (На рис. изображенных в виде кружков с минусами и плюсами).

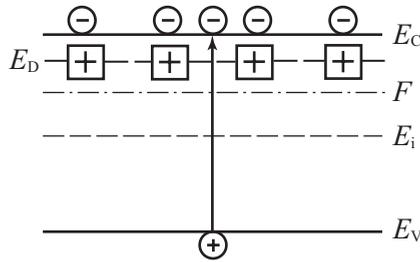


Рис. 1.7. Зонная диаграмма полупроводника  $n$ -типа

Соответственно если полупроводник легирован акцепторами с концентрацией  $N_A$ , то концентрации основных  $p_0$  и неосновных  $n_0$  носителей будут:

$$p_0 = N_A \text{ и } n_0 = \frac{n_i^2}{N_A}. \quad (1.19)$$

На рис. 1.8 приведена зонная диаграмма полупроводника  $p$ -типа, показывающая положение энергетических уровней акцепторной примеси  $E_A$  (На рисунке акцепторная примесь изображена в виде квадратиков с минусами) и схематическое соотношение концентраций основных  $p_0$  и неосновных  $n_0$  носителей.

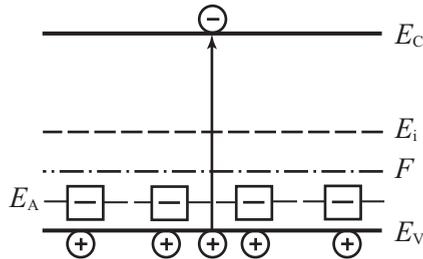


Рис. 1.8. Зонная диаграмма полупроводника  $p$ -типа

## 1.6. Определение положения уровня Ферми

В предыдущих рассуждениях мы считали, что уровень Ферми задан. Посмотрим теперь, как можно найти положение уровня Ферми.

Для собственного полупроводника уравнение электронейтральности приобретает вид  $p - n = 0$  или  $p = n$ . Если ширина запрещенной зоны полупроводника достаточно велика ( $E_g$  много больше  $kT$ ) и если эффективные массы электронов  $m_n$  и дырок  $m_p$  одного порядка, то уровень Ферми будет достаточно удален от краев зон ( $E_C - F > 2kT$  и  $F - E_V > 2kT$ ) и полупроводник будет невырожденным.

Приравняв значения концентраций электронов и дырок из соотношений (1.10) и (1.13), получаем

$$N_C \cdot e^{\frac{F-E_C}{kT}} = N_V \cdot e^{\frac{E_V-F}{kT}}. \quad (1.20)$$

Отсюда вычисляем  $F$ . Уравнение (1.20) – это уравнение первого порядка относительно  $e^{\frac{F}{kT}}$ . Это дает

$$F = E_i - \frac{1}{2}kT \ln\left(\frac{N_c}{N_v}\right) = E_i - \frac{3}{4}kT \ln\left(\frac{m_n^*}{m_p^*}\right), \quad (1.21)$$

где через  $E_i = \frac{1}{2}(E_v + E_c)$  обозначена энергия середины запрещенной зоны. При выводе правого выражения для  $F$  величина  $(N_c/N_v)$  была заменена на  $(m_n^*/m_p^*)$  с помощью уравнения (1.11).

Для случая  $m_n^* = m_p^*$  энергия Ферми в собственном полупроводнике находится посреди запрещенной зоны

$$F = \frac{E_c + E_v}{2}. \quad (1.22)$$

Выражение для значения энергии Ферми зависит от того, какие другие величины заданы. Если известны концентрации носителей заряда  $n$  и  $p$  в зонах, то значение  $F$  можно определить из формул (1.10) и (1.13). Так, для невырожденного полупроводника  $n$ -типа имеем:

$$F = E_c - kT \cdot \ln\left(\frac{N_c}{n_0}\right). \quad (1.23)$$

Аналогично для невырожденного полупроводника  $p$ -типа

$$F = E_v + kT \cdot \ln\left(\frac{N_v}{p_0}\right). \quad (1.24)$$

Из выражений (1.23) и (1.24) видно, что чем больше концентрация основных носителей, тем ближе уровень Ферми к краю соответствующей зоны. Для донорного полупроводника в случае полной ионизации примеси  $n_0 = N_D$ . Тогда

$$F = E_c - kT \cdot \ln\left(\frac{N_c}{N_D}\right). \quad (1.25)$$

Для акцепторного полупроводника  $p_0 = N_A$  (1.19), тогда

$$F = E_v + kT \cdot \ln\left(\frac{N_v}{N_A}\right). \quad (1.26)$$

## 1.7. Проводимость полупроводников

При приложении электрического поля к однородному полупроводнику в последнем протекает электрический ток. При наличии двух типов свободных носителей – электронов и дырок – проводимость  $\sigma$  полупроводника будет определяться суммой электронной  $\sigma_n$  и дырочной  $\sigma_p$  компонент проводимости:  $\sigma = \sigma_n + \sigma_p$ . Величина электронной и дырочной компонент в полной проводимости определяется классическим соотношением:

$$\sigma_n = \mu_n n_0 q; \quad \sigma_p = \mu_p p_0 q, \quad (1.27)$$

где  $\mu_n$  и  $\mu_p$  – подвижности электронов и дырок соответственно. Детальный анализ проводимости полупроводников на основе кинетического уравнения Больцмана показывает, что величина подвижности  $\mu$  определяется следующим соотношением

$$\mu_n = \frac{q \langle \tau \rangle}{m_n^*}, \quad (1.28)$$

где  $\langle \tau \rangle$  – усредненное время релаксации.

Для легированных полупроводников концентрация основных носителей всегда существенно больше, чем концентрация неосновных носителей, поэтому проводимость таких полупроводников будет определяться только компонентой проводимости основных носителей. Так, для полупроводника  $n$ -типа

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p \approx \sigma_n. \quad (1.29)$$

Величина, обратная удельной проводимости, называется удельным сопротивлением:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_n + \sigma_p} \approx \frac{1}{\sigma_n}. \quad (1.30)$$

Здесь  $\rho$  – удельное сопротивление, обычно измеряемое в единицах [Ом·см]. Для типичных полупроводников, используемых в производстве интегральных схем, величина удельного сопротивления находится в диапазоне  $\rho = (1 \div 10)$  Ом·см.

Подставляя соотношение (1.27) в (1.30), получаем  $\rho = \frac{1}{\sigma_n} = \frac{1}{q\mu_n n_0} = \frac{1}{q\mu_n N_D}$ , где  $N_D$  – концентрация доноров в полупроводнике  $n$ -типа в условиях полной ионизации доноров, равная концентрации свободных электронов  $n_0$ .

В отраслевых стандартах для маркировки полупроводниковых пластин обычно используют следующее сокращенное обозначение типа: КЭФ-4,5. В этих обозначениях первые три буквы обозначают название полупроводника, тип проводимости, наименование легирующей примеси. Цифры после букв означают удельное сопротивление, выраженное во внесистемных единицах, – Ом·см. Например, ГДА-0,2 – германий, дырочного типа проводимости, легированный алюминием, с удельным сопротивлением  $\rho = 0,2$  Ом·см; КЭФ-4,5 – кремний, электронного типа проводимости, легированный фосфором, с удельным сопротивлением  $\rho = 4,5$  Ом·см [61, 62].

## 1.8. Токи в полупроводниках

Как уже отмечалось выше, проводимость, а следовательно, и ток в полупроводниках обусловлены двумя типами свободных носителей. Кроме этого, также есть две причины, обуславливающие появление электрического тока, – наличие электрического поля и наличие градиента концентрации свободных носителей. С учетом сказанного плотность тока в полупроводниках в общем случае будет суммой четырех компонент:

$$j = j_p + j_n = j_{pE} + j_{pD} + j_{nE} + j_{nD}, \quad (1.31)$$

где  $j$  – плотность тока,  $j_p$  – дырочная компонента,  $j_n$  – электронная компонента,  $j_{nE}$  – дрейфовая компонента электронного тока,  $j_{nD}$  – диффузионная компонента электронного тока,  $j_{pE}$  – дрейфовая компонента дырочного тока,  $j_{pD}$  – диффузионная компонента дырочного тока.

Выражение для каждой из компонент тока дается следующими соотношениями:

$$j_{nE} = q\mu_n n E = \sigma_n E; \quad (1.32)$$

$$j_{pE} = q\mu_p p E = \sigma_p E; \quad (1.33)$$

$$j_{nD} = qD_n \frac{dn}{dx}; \quad (1.34)$$

$$j_{pD} = -qD_p \frac{dp}{dx}, \quad (1.35)$$

где  $D_n$  – коэффициент диффузии электронов, связанный с подвижностью электронов  $\mu_n$  соотношением  $D_n = \frac{kT}{q} \mu_n$  [58 – 63]. Аналогичные соотношения существуют для коэффициентов диффузии дырок  $D_p$  и подвижности дырок  $\mu_p$ .

## 1.9. Неравновесные носители

Образование свободных носителей заряда в полупроводниках связано с переходом электронов из валентной зоны в зону проводимости. Для осуществления такого перехода электрон должен получить энергию, достаточную для преодоления запрещенной зоны. Эту энергию электрон получает от ионов решетки, совершающих тепловые колебания. Таким образом, преодоление запрещенной зоны электроном происходит обычно за счет тепловой энергии решетки. Концентрация носителей заряда, вызванная термическим возбуждением в состоянии теплового равновесия, называется **равновесной**.

Однако, помимо теплового возбуждения появление свободных носителей заряда может быть связано с другими причинами, например, в результате облучения фотонами или частицами большой энергии, ударной ионизации, введения носителей заряда в полупроводник из другого тела (инжекция) и др. Возникшие таким образом избыточные носители заряда называются **неравновесными**. Процесс введения неравновесных носителей заряда называют **инжекцией**. Таким образом, полная концентрация носителей заряда равна:

$$n = n_0 + \Delta n ; \quad (1.36)$$

$$p = p_0 + \Delta p , \quad (1.37)$$

где  $n_0$  и  $p_0$  – равновесная концентрация, а  $\Delta n$  и  $\Delta p$  – неравновесная концентрация электронов и дырок. Если возбуждение избыточных электронов производилось из валентной зоны, а полупроводник однородный и не содержит объемного заряда, то концентрация избыточных электронов равна концентрации избыточных дырок:

$$\Delta n = \Delta p . \quad (1.38)$$

После прекращения действия механизма, вызвавшего появление неравновесной концентрации носителей, происходит постепенное возвращение к равновесному состоянию. Процесс установления равновесия заключается в том, что каждый избыточный электрон при встрече с вакантным местом (дыркой) занимает его, в результате чего пара неравновесных носителей исчезает. Явление исчезновения пары носителей получило название **рекомбинации**. В свою очередь возбуждение электрона из валентной зоны или примесного уровня, сопровождающееся появлением дырки, называется **генерацией** носителей заряда.

На рис. 1.9  $G$  – это темп генерации, а  $R$  – темп рекомбинации свободных носителей заряда в собственном полупроводнике.

Скорость (темп) рекомбинации  $R$  пропорциональна концентрации свободных носителей заряда:

$$R = \gamma \cdot n \cdot p , \quad (1.39)$$

где  $\gamma$  – коэффициент рекомбинации. При отсутствии освещения (в темноте)  $G = G_0$  и  $R = R_0 = \gamma n_0 \cdot p_0$ , величины  $n_0$  и  $p_0$  иногда называют темновыми концентрациями свободных электронов и дырок соответственно. Из формул (1.39) и (1.14) получим:

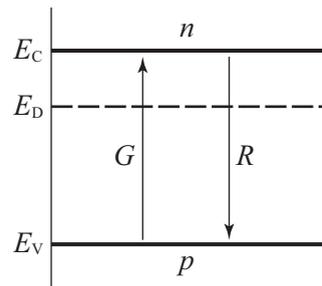


Рис. 1.9. Генерация и рекомбинация свободных электронов и дырок в полупроводниках

$$R_0 = \gamma \cdot N_C N_V \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}}, \quad (1.40)$$

где  $E_g = E_C - E_V$  – ширина запрещенной зоны. Таким образом,  $R_0$  будет больше в узкозонных полупроводниках и при высоких температурах.

Если в полупроводнике нет электрического тока и объемных зарядов, то изменение во времени неравновесных концентраций электронов и дырок в зонах определяется уравнениями:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dp}{dt} = G - R. \quad (1.41)$$

Скорости (темпы) генерации и рекомбинации имеют две составляющие:

$$G = \Delta G + G_0, \quad R = \Delta R + R_0, \quad (1.42)$$

где  $\Delta G$ ,  $\Delta R$  – темпы генерации и рекомбинации только неравновесных электронов, то есть  $\Delta G$  – это темп генерации электронов и дырок за счет освещения полупроводника,  $R_0 = \gamma n_0 p_0$  и  $\Delta R = \gamma \Delta n \Delta p$ . Используя равенство (1.36), (1.37) и (1.39), уравнение (1.41) можно свести к следующему:

$$\frac{d(\Delta n)}{dt} = -\gamma(n_0 + p_0 + \Delta n)\Delta n. \quad (1.43)$$

Рассмотрим процесс рекомбинации неравновесных носителей заряда (то есть при выключении освещения в момент времени  $t = 0$ ). **Общее решение уравнения (1.43)** довольно сложное. Поэтому рассмотрим два частных случая.

В собственном полупроводнике при сильном освещении  $\Delta n \gg n_0 + p_0$ . Из (1.43) получим:

$$\Delta p = \Delta n = \frac{(\Delta n)_0}{1 - \gamma(\Delta n)_0 t}, \quad (1.44)$$

где  $\Delta n_0$  – начальная концентрация неравновесных носителей заряда. Спад концентрации происходит по гиперболическому закону.

В донорном полупроводнике в случае полной ионизации доноров  $n_0 = N_D$ ,  $p_0 \ll n_0$ . Будем также считать, что концентрация неравновесных носителей существенно меньше концентрации основных носителей  $\Delta n \ll n_0$ . Это условие часто называют критерием низкого уровня инжекции. Отметим, что при условии низкого уровня инжекции проводимость, а следовательно, и удельное сопротивление полупроводника не меняются, как следует из уравнений (1.29) и (1.30).

С учетом критерия низкого уровня инжекции уравнение (1.43) сводится к виду:

$$\frac{d\Delta n}{dt} = -\gamma n_0 \Delta n = -\frac{\Delta n}{\tau_n}, \quad (1.45)$$

где  $\tau_n$ , называемое временем жизни неосновных носителей, имеет следующее значение:

$$\tau_n = \frac{1}{\gamma n_0} = \frac{1}{\gamma N_D}. \quad (1.46)$$

Уравнение (1.45) легко решается:

$$\Delta n = (\Delta n)_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_n}}. \quad (1.47)$$

Величина  $\tau_n$  имеет смысл среднего времени жизни неравновесных электронов в зоне проводимости. Полученные решения иллюстрируются на рис. 1.10. Из (1.47) видно, что процесс рекомбинации описывается экспоненциальной зависимостью от времени, причем среднее время жизни представляет собой такой отрезок времени, за который концентрация избыточных носителей изменяется в  $e$  раз.

В заключение отметим, что неравновесные носители заряда появляются только в том случае, если энергия фотонов при освещении полупроводника превышает ширину запрещенной зоны ( $h\nu > E_g$ ).

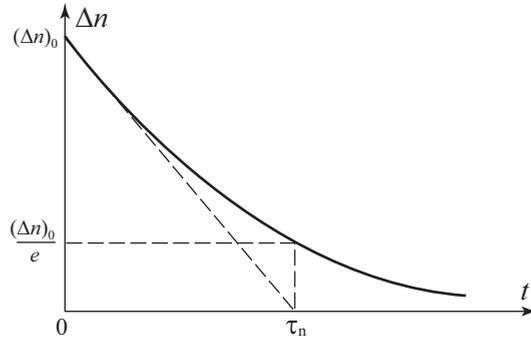


Рис. 1.10. Спад неравновесной концентрации электронов во времени в донорном полупроводнике

## 1.10. Уравнение непрерывности

Динамика изменения неравновесных носителей по времени при наличии генерации и рекомбинации в полупроводнике, а также при протекании электрического тока определяется уравнением непрерывности. Для полупроводника  $n$ -типа уравнение непрерывности будет описывать динамику изменения концентрации дырок  $p_n$ :

$$\frac{dp_n}{dt} = -\frac{1}{q} \operatorname{div}(J_p) + G_p - R_p, \quad (1.48)$$

где  $J_p$  — плотность дырочного тока, включающая дрейфовую и диффузионную компоненты,  $G_p$  — темп генерации неравновесных носителей, а  $R_p$  — темп рекомбинации.

Уравнение непрерывности — это уравнение сохранения числа частиц в единице объема. Это уравнение показывает, как и по каким причинам изменяется концентрация неравновесных дырок со временем. Во-первых, концентрация дырок может изменяться из-за дивергенции потока дырок, что учитывает первое слагаемое в правой части уравнения. Во-вторых, концентрация дырок может изменяться из-за генерации (ударная ионизация, ионизация под действием света и т. д.). В-третьих, концентрация дырок может изменяться из-за их рекомбинации, что учитывает третье слагаемое [10, 58, 67].

Если левая часть уравнения (1.48) отлична от нуля, то уравнение непрерывности описывает динамические, зависящие от времени концентрации неравновесных носителей  $p_n(x, t)$ . Затем это выражение используется для анализа частотных и переходных характеристик полупроводниковых приборов.

Если левая часть уравнения (1.48) равна нулю, то уравнение непрерывности описывает стационарные значения концентрации неравновесных носителей  $p_n(x)$ . Это выражение используется для расчета статических вольт-амперных характеристик приборов. В стационарном состоянии (при отсутствии генерации) уравнение непрерывности переходит в обычное диффузионное уравнение.

С учетом отмеченных выше допущений уравнение непрерывности имеет вид:

$$\frac{d^2 p_n}{dx^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L_p^2} = 0, \quad (1.49)$$

где  $L_p$  – диффузионная длина.

Введем следующие граничные условия:

$$\text{при } x = 0, p_n = p_n(x=0); \text{ при } x \rightarrow \infty, p_n = p_{n0}.$$

Решение дифференциального уравнения с граничными условиями имеет вид:

$$p_n - p_{n0} = p_n(x=0)e^{-\frac{x}{L_p}}. \quad (1.50)$$

Из соотношения (1.50) следует, что диффузионная длина  $L_p$  есть среднее расстояние, на которое неравновесные носители распространяются от области возмущения (инъекции). Соотношение, связывающее коэффициент диффузии  $D_p$ , длину диффузии  $L_p$  и время жизни  $\tau_p$  неравновесных носителей, имеет следующий вид:

$$D_p \tau_p = L_p^2. \quad (1.51)$$

## Контрольные вопросы

- 1.1. Что такое основные и неосновные носители? Как они обозначаются в полупроводнике  $n$ -типа?
- 1.2. Чем отличается распределение Ферми–Дирака от распределения Максвелла–Больцмана?
- 1.3. Что такое собственная концентрация?
- 1.4. Запишите формулы для диффузионных составляющих токов.
- 1.5. Какое состояние носителей заряда называется неравновесным?
- 1.6. **Каковы основные механизмы рекомбинации носителей заряда в полупроводниках?**
- 1.7. Запишите уравнение непрерывности в общем виде и поясните смысл входящих в него членов.
- 1.8. Как связаны диффузионная длина и время жизни неосновных носителей?

## Задачи

- 1.1. Найти, чему равна собственная концентрация свободных носителей заряда в кремнии Si, германии Ge, арсениде галлия GaAs и антимониде индия InSb при комнатной температуре  $T = 300\text{ K}$  и температуре жидкого азота  $T = 77\text{ K}$ .
- 1.2. Кремний Si и арсенид галлия GaAs легированы донорной примесью до концентрации  $N_D = 10^{17}\text{ см}^{-3}$ . Считая примесь полностью ионизованной, найти концентрацию основных и неосновных носителей заряда при температуре  $T = 300\text{ K}$ .
- 1.3. Рассчитать объемное положение уровня Ферми  $\varphi_0$  относительно середины запрещенной зоны в собственных полупроводниках – кремнии Si, и антимониде индия InSb при температурах  $T_1 = 300\text{ K}$  и  $T_2 = 77\text{ K}$  (**с учетом различных значений эффективных масс электронов и дырок**).
- 1.4. Найти объемное положение уровня Ферми  $\varphi_0$  в германии Ge марки ГДА-10 при температуре  $T = 300\text{ K}$ .
- 1.5. Рассчитать объемное положение уровня Ферми  $\varphi_0$  относительно середины запрещенной зоны в электронном и дырочном антимониде индия InSb при азотной температуре  $T = 77\text{ K}$  и концентрации легирующей примеси  $N_{D,A} = 10^{15}\text{ см}^{-3}$ .
- 1.6. Рассчитать положение уровня Ферми  $\varphi_0$  в приближении полностью ионизованной примеси в кремнии марки КЭФ-4.5 при температурах  $T_1 = 300\text{ K}$  и  $T_2 = 77\text{ K}$ .

1.7. Найти удельное сопротивление  $\rho$  электронного и дырочного кремния Si с легирующей примесью  $N_{D,A} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$  при комнатной температуре.

1.8. Рассчитать собственное удельное сопротивление  $\rho_i$  монокристаллов кремния Si, германия Ge, арсенида галлия GaAs и антимонида индия InSb при комнатной температуре.

1.9. Найти концентрацию легирующей акцепторной примеси для кремния Si и германия Ge, при которой наступает вырождение концентрации свободных носителей заряда при комнатной температуре  $T = 300 \text{ К}$ .

1.10. Найти, как изменится объемное положение уровня Ферми  $\varphi_0$  в электронном арсениде галлия GaAs с  $\rho = 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  при изменении температуры от  $T = 300 \text{ К}$  до  $T = 77 \text{ К}$ .

1.11. Полупроводники кремний Si, германий Ge, арсенид галлия GaAs и антимонид индия InSb легированы донорной примесью до концентрации  $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ . Найти граничную температуру  $T_{гр}$ , при которой собственная концентрация носителей заряда  $n_i$  еще ниже концентрации основных носителей заряда  $n_0$ .

1.12. Качественно представить на графике зависимости концентрации электронов в частично компенсированном полупроводнике ( $N_D > N_A$ )  $\ln n$  от  $1/T$ . Оценить границы области температур, в которых  $n \approx N_D - N_A$  для кремния, легированного мышьяком  $E_D = E_C - 0,05 \text{ эВ}$ .

1.13. В образце  $p$ -Si, находящемся при  $T = 300 \text{ К}$ , распределение примеси вдоль оси  $x$ :  $N_A(x) = N \cdot e^{-\frac{x}{x_0}}$ , где  $x_0 = 0,5 \text{ мкм}$ . Считая  $p(x) = N_A(x)$ , вычислить напряженность внутреннего электрического поля  $E_i$  и плотности диффузионного и дрейфового токов дырок в зависимости от  $N$ . Считать  $D_p = 10 \text{ см}^2\cdot\text{с}^{-1}$  и  $\mu_p = 400 \text{ см}^2\cdot\text{В}^{-1}\cdot\text{с}^{-1}$ .

1.14. Образец  $n$ -Si с удельным сопротивлением  $0,6 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  содержит  $N_i = 10^{15} \text{ см}^{-3}$  центров генерации–рекомбинации, расположенных на уровне Ферми для материала с собственной проводимостью. Сечения захвата носителей заряда  $\sigma_i = 10^{-15} \text{ см}^2$ , тепловая скорость  $v_i = 10^7 \text{ см}\cdot\text{с}^{-1}$ . Вычислить:

- 1) скорость генерации, если область обеднена подвижными носителями заряда;
- 2) скорость генерации в области, где только концентрация неосновных носителей заряда снижена по сравнению с равновесным значением.

1.15. Свет падает на образец кремния, легированный донорами с концентрацией  $N_D = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . При этом генерируется  $10^{21} \text{ см}^{-3}\cdot\text{с}^{-1}$  электронно-дырочных пар. Генерация происходит равномерно по образцу. Имеется  $10^{15} \text{ см}^{-3}$  центров генерации – рекомбинации с энергией  $E_i = E_i$ , поперечные сечения захвата электронов и дырок равны  $10^{-14} \text{ см}^2$ . Рассчитать:

- 1) установившиеся концентрации электронов и дырок после включения света;
- 2) время релаксации системы после выключения света  $\tau_p$  и время жизни  $\tau_0$ .

1.16. Образец арсенида галлия GaAs подвергается внешнему воздействию, в результате которого генерируется  $10^{20} \text{ см}^{-3}\cdot\text{с}^{-1}$  электронно-дырочных пар. Уровень легирования  $N_D = 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , время жизни  $\tau_0 = 5 \cdot 10^{-8} \text{ с}$ ,  $T = 300 \text{ К}$ . Вычислить: 1) коэффициент рекомбинации; 2) избыточную концентрацию неосновных носителей заряда.

1.17. Концентрация электронов в однородном слаболегированном  $n$ -Si при комнатной температуре линейно спадает от  $10^{17} \text{ см}^{-3}$  при  $x = 0$  до  $6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$  при  $x = 2 \text{ мкм}$  и все время поддерживается постоянной. Найти плотность тока электронов при отсутствии электрического поля. Подвижность при данном уровне легирования считать  $\mu = 1000 \text{ см}^2\cdot\text{В}^{-1}\cdot\text{с}^{-1}$ .

1.18. Вычислить относительное изменение проводимости  $\Delta\sigma/\sigma_0$  при стационарном освещении с интенсивностью  $I = 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-2}\cdot\text{с}^{-1}$  в германии. Коэффициент поглощения  $\gamma = 100 \text{ см}^{-1}$ , толщина образца много меньше  $\gamma^{-1}$ . Рекомбинация происходит на простых дефектах, время жизни  $\tau_0 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ с}$ , равновесная концентрация электронов  $n_0 = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ .

# Глава 2

## Барьеры Шоттки, $p$ - $n$ -переходы и гетеропереходы

### 2.1. Ток термоэлектронной эмиссии

Рассчитаем ток эмиссии электронов с поверхности полупроводника в условиях термодинамического равновесия. Все свободные электроны в полупроводнике находятся в потенциальной яме. Функция распределения этих электронов по степеням свободы описывается бoльцмановской статистикой:

$$f_0(E, T) = e^{-\frac{E-F}{kT}}.$$

Из этого выражения следует, что если энергия электрона  $E$  существенно больше, чем энергия Ферми  $F$ , то всегда будет определенное число электронов с этой энергией. Следовательно, существует отличная от нуля вероятность  $f$ , что в условиях термодинамического равновесия часть электронов в полупроводнике будет обладать энергией  $E > 0$ , то есть они могут покинуть поверхность полупроводника. Ток, обусловленный этими электронами, называется током термоэлектронной эмиссии. Таким образом, ток термоэлектронной эмиссии – это ток, обусловленный горячими равновесными электронами вследствие распределения энергии по степеням свободы.

Рассчитаем величину этого тока исходя из первых принципов квантовой статистики. Выберем элемент объема  $dp$  в фазовом пространстве квазиимпульсов  $p_x, p_y, p_z$ . Согласно принципу Паули минимальный объем, который может занимать одна частица в фазовом пространстве координат и квазиимпульсов:  $(\Delta p_x \cdot \Delta x)(\Delta p_y \cdot \Delta y)(\Delta p_z \cdot \Delta z) \geq h^3$ . В случае единичного координатного объема  $\Delta x \Delta y \Delta z = 1$  это условие трансформируется:  $(\Delta p_x \cdot \Delta p_y \cdot \Delta p_z) \geq h^3$ . Тогда число состояний  $dz$  для электронов в единице объема и фазовом пространстве объемом  $dp = dp_x \cdot dp_y \cdot dp_z$  в соответствии с принципом Паули равно:

$$dz = 2 \frac{dp_x \cdot dp_y \cdot dp_z}{h^3} = \frac{2(m^*)^3}{h^3} dv_x \cdot dv_y \cdot dv_z \quad (2.1)$$

Чтобы узнать число электронов  $dn$ , нужно число состояний  $dz$  умножить на вероятность их заполнения

$$dn = f(E, T) dz \quad (2.2)$$

Функция распределения электронов по состояниям для электронов и дырок – в общем случае функция Ферми–Дирака. Однако поскольку рассматриваются электроны с большой энергией, способные покинуть поверхность полупроводника ( $E - F \gg kT$ ), то функция распределения с высокой степенью вероятности будет бoльцмановской:

$$f_0(E, T) = \frac{1}{e^{\frac{E-F}{kT}} - 1} \approx e^{-\frac{E-F}{kT}} \quad (2.3)$$

Поток электронов, то есть количество электронов, за единицу времени ушедших с поверхности полупроводника в вакуум из фазового объема  $d\tau$ , равно их числу в элементе объема с площадью  $S = 1$  и длиной  $l = v_x$ :

$$dN = v_x dn \tag{2.4}$$

Плотность тока  $J$  за счет этого будет равна:

$$J = q \int dN = q \int v_x dn = q \iiint e^{-\frac{E-F}{kT}} v_x \frac{2(m^*)^3}{h^3} dv_x dv_y dv_z. \tag{2.4}$$

Для того чтобы сосчитать плотность тока в соотношении (2.5), проведем некоторое преобразование. Выразим полную энергию электрона  $E$  (потенциальную и кинетическую) через его скорость  $v$ :

$$E = E_C + \frac{m^* v^2}{2} = E_C + \frac{m^*}{2} (v_x^2 + v_y^2 + v_z^2). \tag{2.6}$$

Тогда для плотности тока  $J$  получаем:

$$J = \frac{2q(m^*)^3}{h^3} e^{\frac{F-E_C}{kT}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{m^* v_y^2}{2kT}} dv_y \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{m^* v_z^2}{2kT}} dv_z \int_{v_{x\min}}^{\infty} v_x e^{-\frac{m^* v_x^2}{2kT}} dv_x. \tag{2.7}$$

В соотношении (2.7) первый и второй интегралы выражаются через интеграл Пуассона  $\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\xi^2} d\xi = \sqrt{\pi}$ , следовательно,

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{m^* v_y^2}{2kT}} dv_y = \sqrt{\frac{2\pi kT}{m^*}}. \tag{2.8}$$

Последний интеграл в уравнении (2.7) непосредственно считается. Получаем:

$$\int_{v_{x\min}}^{\infty} v_x e^{-\frac{m^* v_x^2}{2kT}} dv_x = \frac{kT}{m^*} e^{-\frac{m^* v_{x\min}^2}{2kT}} = \frac{kT}{m^*} e^{\frac{E_C}{kT}}. \tag{2.9}$$

Подставляя (2.8) и (2.9) в (2.7), получим выражение для тока термоэлектронной эмиссии:

$$j_x = \frac{4\pi e m^* k^2 T^2}{h^3} e^{\frac{F-E_C+E_C}{kT}} = AT^2 e^{\frac{F}{kT}}. \tag{2.10}$$

Формула (2.10) называется формулой Ричардсона для тока термоэлектронной эмиссии из полупроводника в вакуум  $A = \frac{4\pi e m^* k^2}{h^3}$ ;  $A$  – постоянная Ричардсона.

Численное значение постоянной Ричардсона составляет  $A = 120 \frac{m}{m^*} \left[ \frac{A}{\text{см}^2 \cdot \text{град}^2} \right]$ .

Поскольку энергия Ферми отрицательна  $F < 0$ , то расстояние до уровня Ферми  $F$ , отсчитанное от уровня вакуума  $E = 0$ , будет положительным. Обозначим его  $\Phi$  и назовем термодинамической работой выхода:

$$\Phi = -F \tag{2.11}$$

Таким образом, термодинамическая работа выхода – это энергия Ферми с обратным знаком.

С учетом сказанного выражение для тока термоэлектронной эмиссии:

$$j_\eta = j_i = AT^2 e^{-\frac{\Phi}{kT}}. \tag{2.12}$$

Таким образом, из соотношения (2.12) следует, что ток термоэлектронной эмиссии  $j$ , с поверхности полупроводника определяется только термодинамической работой выхода  $\Phi$  и температурой  $T$ .

Для того чтобы экспериментально регистрировать ток термоэлектронной эмиссии необходимо обеспечить уход эмитированных электронов от поверхности для того, чтобы вблизи поверхности полупроводника не накапливался объемный заряд.

Оценим значение тока термоэлектронной эмиссии. Выберем характерные величины параметров, учитывая, что ток экспоненциально сильно зависит от температуры  $T$ :

$$\Phi = 2,5 \text{ эВ}, T_1 = 300 \text{ К}, T_2 = 1500 \text{ К}, kT_1 = 0,025 \text{ эВ}, kT_2 = 0,125 \text{ эВ}.$$

Значения тока, рассчитанные по соотношению (2.12), будут следующими:

$$j_{t1} = 10^{-36} \text{ А/см}^2, j_{t2} = 0,8 \text{ А/см}^2.$$

Видно, что изменение температуры в 5 раз вызвало экспоненциально сильно зависящее от температуры  $T$  изменение тока термоэлектронной эмиссии на 36 порядков.

## 2.2. Термодинамическая работа выхода в полупроводниках *p*- и *n*-типов

Рассмотрим зонную диаграмму полупроводников *p*- и *n*-типов.

На рис. 2.1 использованы следующие обозначения:  $\chi$  – электронное сродство,  $E_g$  – ширина запрещенной зоны,  $\varphi_{0n}$  – объемное положение уровня Ферми в полупроводнике *n*-типа,  $\varphi_{0p}$  – объемное положение уровня Ферми в полупроводнике *p*-типа.

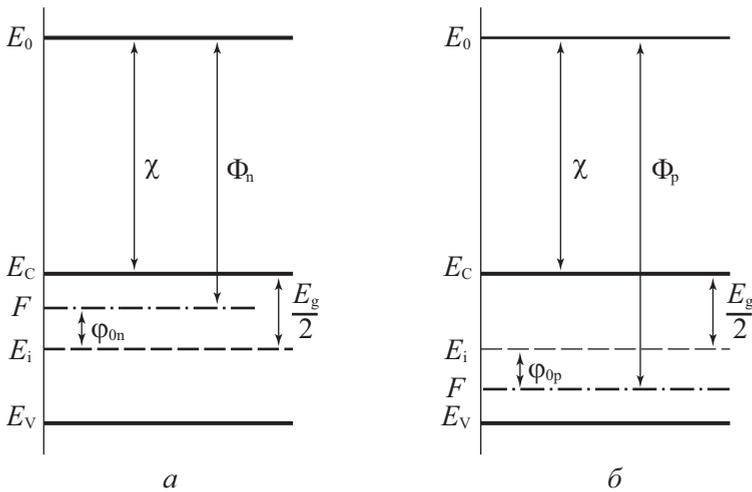


Рис. 2.1. Зонная диаграмма полупроводников: а) *n*-типа; б) *p*-типа

Согласно определению термодинамической работы выхода  $\Phi = -F$ , получаем следующее выражение для термодинамической работы выхода в полупроводниках *n*-типа  $\Phi_n$  и *p*-типа  $\Phi_p$ :

$$\Phi_n = -F = \chi + \left( \frac{E_g}{2} - \varphi_{0n} \right), \quad (2.13)$$

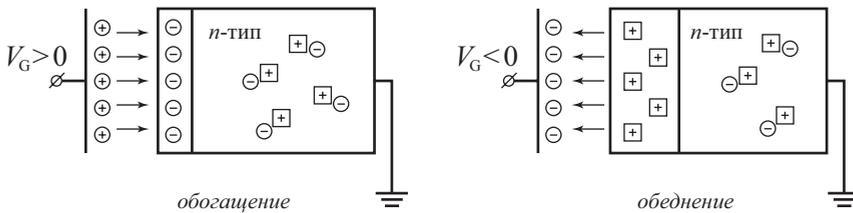
$$\Phi_p = -F = \chi + \left( \frac{E_g}{2} + \varphi_{0p} \right). \quad (2.14)$$

(При рассмотрении предполагается, что уровень Ферми в собственном полупроводнике находится посередине запрещенной зоны, или  $m_p^* = m_n^*$ . В противном случае в соотношениях (2.13), (2.14) появится слагаемое  $\frac{kT}{2 \cdot \ln \frac{N_c}{N_v}}$  со знаком минус для полупроводников  $n$ -типа и со знаком плюс для полупроводников  $p$ -типа).

Из соотношений (2.13) и (2.14) следует, что термодинамическая работа выхода из полупроводника  $p$ -типа всегда будет больше, чем из полупроводника  $n$ -типа, а следовательно, ток термоэлектронной эмиссии с полупроводника  $n$ -типа будет больше, чем с полупроводника  $p$ -типа.

### 2.3. Эффект поля

Рассмотрим зонную диаграмму приповерхностной области полупроводников в равновесных условиях. Рассмотрим, как будет меняться концентрация свободных носителей в приповерхностной области полупроводника, когда вблизи этой поверхности создается электрическое поле. Для примера будем считать, что электрическое поле создается заряженной металлической плоскостью с поверхностной плотностью зарядов  $\sigma$ . Поскольку силовые линии электрического поля должны быть замкнуты, то на поверхности полупроводника возникает равный по величине, но противоположный по знаку электрический заряд. В зависимости от знака заряда на металлической плоскости (положительной или отрицательной) экранирующий это поле заряд в приповерхностной области полупроводника также будет различных знаков. На рис. 2.2 приведены ситуации положительно и отрицательно заряженной плоскости.



**Рис. 2.2.** Изменение концентрации свободных носителей в приповерхностной области полупроводника  $n$ -типа при наличии вблизи поверхности заряженной металлической плоскости

Случай, когда в приповерхностной области возрастает концентрация свободных носителей, носит название **обогащение**, а когда в приповерхностной области уменьшается концентрация свободных носителей — **обеднение**.

Если концентрация доноров в объеме полупроводника  $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , то среднее расстояние между свободными электронами (и ионизованными донорами) в квазинейтральном объеме полупроводника будет равно  $a = N_D^{-1/3} = 10^{-5} \text{ см} = 1000 \text{ \AA}$ . При поверхностной плотности заряда  $\sigma = 10^{12} \text{ см}^{-2}$  толщина слоя пространственного заряда ионизованных доноров будет равна  $10^{12}/10^{15} = 10^{-3} \text{ см}$ , или 10 микрон. Отсюда следует, что электрическое поле в полупроводник может проникать на значительные расстояния [10, 37].

Изменение концентрации свободных носителей в приповерхностной области полупроводника под действием внешнего электрического поля получило название **эффекта поля** [37, 62, 68].

При наличии внешнего поля приповерхностная область в полупроводнике не будет электронейтральной. Заряд, возникший в этой области, обычно называется пространственным зарядом, а сама область — **областью пространственного заряда** (ОПЗ). Наличие электрического поля  $E(z)$  в ОПЗ меняет величину потенциальной энергии электрона. Если поле направлено от поверхности вглубь полупроводника, то электроны в этом случае будут иметь минимальную энергию у поверхности, что соответствует наличию потенциальной ямы для электронов там же.

Изменение потенциальной энергии электронов:

$$\Delta U = U(x) - U(\infty) = \int_{\infty}^x E(x) dx. \quad (2.15)$$

где  $U(\infty)$  — потенциальная энергия электронов в квазинейтральном объеме полупроводника. Поскольку на дне зоны проводимости кинетическая энергия электронов равна нулю ( $K=0$ ,  $E = \frac{\hbar^2 k^2}{2m^*} = 0$ ), то изменение потенциальной энергии по координате должно точно так же изменить энергетическое положение дна зоны проводимости  $E_C$  (а соответственно и вершины валентной зоны  $E_V$ ). На зонных диаграммах это выражается в изгибе энергетических зон.

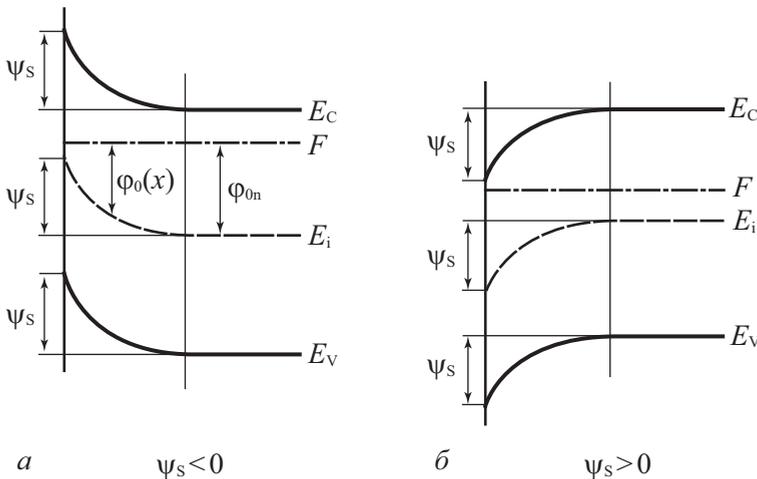
Величина разности потенциалов между квазинейтральным объемом и произвольной точкой ОПЗ получила название электростатического потенциала:

$$\psi = \frac{1}{q} \int_x^{\infty} E(x) dx. \quad (2.16)$$

Значение электростатического потенциала на поверхности полупроводника называется **поверхностным потенциалом** и обозначается символом  $\psi_s$ .

Знак поверхностного потенциала  $\psi_s$  соответствует знаку заряда на металлическом электроде, вызывающего изгиб энергетических зон.

При  $\psi_s > 0$  зоны изогнуты вниз, при  $\psi_s < 0$  зоны изогнуты вверх (рис. 2.3).



**Рис. 2.3.** Энергетические зоны на поверхности полупроводника  $n$ -типа: а) в случае обеднения; б) в случае обогащения

## 2.4. Концентрация электронов и дырок в области пространственного заряда

Рассчитаем, как меняется концентрация электронов и дырок в области пространственного заряда. Для определенности рассмотрим полупроводник n-типа. В условиях термодинамического равновесия концентрация основных  $n_{n0}$  и неосновных  $p_{n0}$  носителей выражается следующим образом:

$$n_{n0} = N_C \cdot e^{-\frac{(E_C - F)}{kT}} = N_C \cdot e^{-\frac{(E_C - F + q\phi_{0n} - q\phi_{0n})}{kT}} = N_C \cdot e^{-\frac{(E_C - F + q\phi_{0n})}{kT}} e^{\frac{q\phi_{0n}}{kT}} = n_i \cdot e^{\frac{q\phi_{0n}}{kT}}. \quad (2.17)$$

поскольку  $E_C - F + q\phi_{0n} = E_g/2$ .

Обозначим  $\frac{q}{kT} = \beta$ , тогда

$$n_{n0} = n_i \cdot e^{\beta\phi_{0n}}. \quad (2.18)$$

Для области пространственного заряда объемное положение уровня Ферми относительно середины запрещенной зоны  $\phi(x)$  меняется от точки к точке:  $\phi(x) = \phi_{0n} + \psi(x)$ , как и концентрация основных  $n_{n0}(x)$  и неосновных  $p_{n0}(x)$  носителей. В предыдущем выражении для  $\phi(x)$ , как видно из рис. 2.3, а, используются модули значений объемного положения уровня Ферми  $\phi_{0n}$ .

С учетом зависимости  $\phi(x) = \phi_{0n} + \psi(x)$  выражения для концентраций будут:

$$n_{n0}(x) = n_i \cdot e^{\beta\phi(x)}. \quad (2.19)$$

Учитывая (2.18), получим для координатной зависимости основных носителей для полупроводника n-типа:

$$n_{n0}(x) = n_i \cdot e^{\beta\phi(x)} = n_i \cdot e^{\beta(\phi_{0n} + \psi(x))} = n_{n0} \cdot e^{\beta\psi(x)}. \quad (2.20)$$

Для координатной зависимости в области пространственного заряда концентрации неосновных носителей получаем

$$p_{n0}(x) = p_i \cdot e^{-\beta\phi(x)} = p_i \cdot e^{-\beta(\phi_{0n} + \psi(x))} = n_{n0} \cdot e^{-\beta(\psi(x) + 2\phi_{0n})}. \quad (2.21)$$

Величины  $n_s$  и  $p_s$  – концентрации электронов и дырок на поверхности – носят названия **поверхностных концентраций** и в равновесном случае определяются через значения концентраций основных носителей в квазинейтральном объеме  $n_{n0}$  и поверхностный потенциал следующим образом:

$$n_s = n_{n0} \cdot e^{\beta\psi_s}; \quad p_s = n_{n0} \cdot e^{-\beta(\psi_s + 2\phi_{0n})}. \quad (2.22)$$

В выражениях (2.20–2.22) используется поверхностный потенциал с учетом знака.

## 2.5. Дебаевская длина экранирования

Количественной характеристикой эффекта поля, характеризующей глубину проникновения поля в полупроводник, является дебаевская длина экранирования. Рассмотрим случай, когда полупроводник внесен во внешнее слабое поле. **Критерий слабого поля** заключается в том, что возмущение потенциальной энергии невелико по сравнению с тепловой энергией, то есть величина поверхностного потенциала  $\psi_s$  будет меньше  $kT/q$ . Воспользуемся для нахождения распределения электростатического потенциала  $\psi_s$  в ОПЗ уравнением Пуассона, при этом будем считать, что ось  $z$  направлена перпендикулярно поверхности полупроводника:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{\rho(z)}{\varepsilon_s \varepsilon_0} . \quad (2.23)$$

где  $\rho(z)$  – плотность заряда в ОПЗ,  $\varepsilon_s$  – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника.

Заряд в ОПЗ состоит из заряда ионизованных доноров и заряда свободных электронов:

$$\rho(z) = q[N_D^+ - n(z)] . \quad (2.24)$$

Величина  $N_D^+ = n_0$ , а  $n(z)$  описывается соотношением (2.19). Поскольку в нашем случае  $\beta\psi_s \ll 1$ , то

$$n(z) = n_0 e^{\beta\psi} = n_0 \left( 1 + \beta\psi + \frac{(\beta\psi)^2}{2} + \dots \right) = n_0 (1 + \beta\psi) . \quad (2.25)$$

Тогда плотность объемного заряда

$$\rho(z) = q[n_0 - n_0(1 + \beta\psi)] = -qn_0\beta\psi . \quad (2.26)$$

Подставляя значение  $\rho(z)$  из (2.26) в (2.23), получаем:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = \frac{q^2 n_0}{kT \varepsilon_s \varepsilon_0} \psi . \quad (2.27)$$

Введем характерную величину

$$L_D = \sqrt{\frac{kT \varepsilon_s \varepsilon_0}{q^2 n_0}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q N_D}} . \quad (2.28)$$

и назовем ее *дебаевской длиной экранирования*.

Тогда уравнение (2.27) придет к виду:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} - \frac{\psi}{L_D^2} = 0 . \quad (2.29)$$

Решение дифференциального уравнения (2.29) имеет вид:

$$\psi(z) = C_1 e^{z/L_D} + C_2 e^{-z/L_D} . \quad (2.30)$$

Используем граничные условия:

при  $z \rightarrow \infty$ ,  $\psi(z) \rightarrow 0$  получаем  $C_1 = 0$ ,

при  $z = 0$ ,  $\psi(z) = \psi_s$  получаем  $C_2 = \psi_s$ .

Таким образом, при малом возмущении электростатический потенциал, а следовательно, и электрическое поле спадают по экспоненциальному закону вглубь полупроводника:

$$\psi(z) = \psi_s e^{-\frac{z}{L_D}} ; E(z) = E_s e^{-\frac{z}{L_D}} . \quad (2.31)$$

Известно, что если произвольная величина  $f(z)$  описывается законом

$$f(z) = f_0 e^{-\frac{z}{z_0}} . \quad (2.32)$$

то среднее значение  $z$ , определяющее центр тяжести функции  $f(z)$ , равно:

$$\langle z \rangle = \frac{\int_0^{\infty} z f(z) dz}{\int_0^{\infty} f(z) dz} = z_0 . \quad (2.33)$$

Таким образом, по физическому смыслу *дебаевская длина экранирования*  $L_D$  соответствует среднему расстоянию, на которое проникает электрическое поле в полупроводник при малых уровнях возмущения.

## 2.6. Барьер Шоттки

Рассмотрим контакт металл–полупроводник. В случае контакта возможны различные комбинации ( $p$ - и  $n$ -типы полупроводника) и соотношения термодинамических работ выхода из металла и полупроводника. В зависимости от этих соотношений в области контакта могут реализоваться три состояния. Первое состояние соответствует условию плоских зон в полупроводнике, в этом случае реализуется нейтральный контакт. Второе состояние соответствует условию обогащения приповерхностной области полупроводника (дырками в  $p$ -типе и электронами в  $n$ -типе), в этом случае реализуется омический контакт. И наконец, в третьем состоянии приповерхностная область полупроводника обеднена основными носителями, в этом случае в области контакта со стороны полупроводника формируется область пространственного заряда ионизованных доноров или акцепторов и реализуется блокирующий контакт, или барьер Шоттки.

В полупроводниковых приборах наибольшее применение получили блокирующие контакты металл – полупроводник, или барьеры Шоттки. Рассмотрим условие возникновения барьера Шоттки. Ранее было показано, что ток термоэлектронной эмиссии с поверхности любого твердого тела определяется уравнением Ричардсона:

$$n_s = n_{n0} \cdot e^{\beta\psi_s}; \quad p_s = n_{p0} \cdot e^{-\beta(\psi_s + 2\phi_0)}. \quad (2.34)$$

Для контакта металл – полупроводник  $n$ -типа выберем условие, чтобы термодинамическая работа выхода из полупроводника  $\Phi_{n/n}$  была меньше, чем термодинамическая работа выхода из металла  $\Phi_{Me}$ . В этом случае согласно уравнению (2.34) ток термоэлектронной эмиссии с поверхности полупроводника  $j_{n/n}$  будет больше, чем ток термоэлектронной эмиссии с поверхности металла:

$$\Phi_{Me} > \Phi_{n/n}; \quad j_{Me} < j_{n/n}$$

При контакте таких материалов в начальный момент времени ток из полупроводника в металл будет превышать обратный ток из металла в полупроводник и в приповерхностных областях полупроводника и металла будут накапливаться объемные заряды – отрицательные в металле и положительные в полупроводнике. В области контакта возникнет электрическое поле, в результате чего произойдет изгиб энергетических зон. Вследствие эффекта поля термодинамическая работа выхода на поверхности полупроводника возрастет. Этот процесс будет проходить до тех пор, пока в области контакта не выравняются токи термоэлектронной эмиссии и соответственно значения термодинамических работ выхода на поверхности.

На рис. 2.4 показаны зонные диаграммы различных этапов формирования контакта металл – полупроводник. В условиях равновесия в области контакта токи термоэлектронной эмиссии выравнялись, вследствие эффекта поля возник потенциальный барьер, высота которого равна разности термодинамических работ выхода:  $\Delta\phi_{ms} = (\Phi_{Me} - \Phi_{n/n})$ .

Для контакта металл – полупроводник  $p$ -типа выберем условие, чтобы термодинамическая работа выхода из полупроводника  $\Phi_{n/n}$  была больше, чем термодинамическая работа выхода из металла  $\Phi_{Me}$ . В этом случае ток термоэлектронной эмиссии с поверхности полупроводника  $j_{n/n}$  будет меньше, чем ток термоэлектронной эмиссии с поверхности металла, согласно уравнению (2.34).

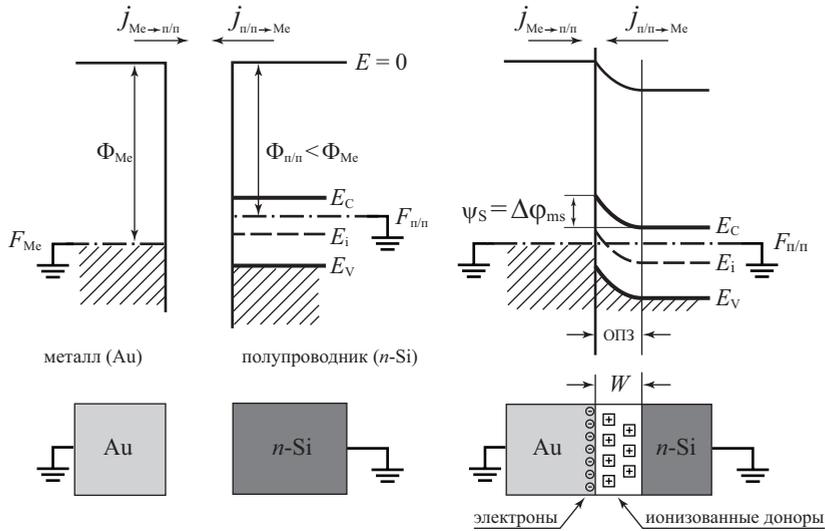


Рис. 2.4. Зонная диаграмма, иллюстрирующая образование барьера Шоттки

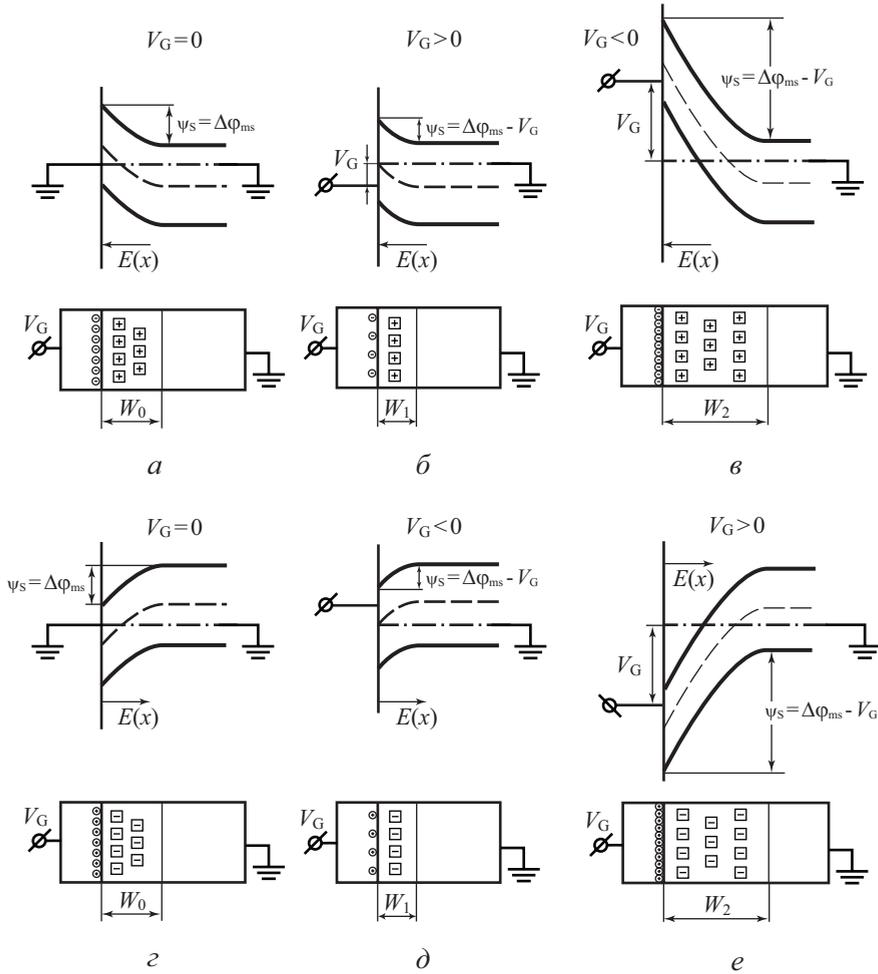
При контакте таких материалов в начальный момент времени ток из металла в полупроводник  $p$ -типа будет превышать обратный ток из полупроводника в металл и в приповерхностных областях полупроводника и металла будут накапливаться объемные заряды – положительные в металле и отрицательные в полупроводнике.

В дальнейшем картина перехода к равновесному состоянию и формирования потенциального барьера для контакта металл – полупроводник  $p$ -типа аналогична рассмотренной выше для контакта металл – полупроводник  $n$ -типа.

## 2.7. Зонная диаграмма барьера Шоттки при внешнем напряжении

Рассмотрим, как меняется зонная диаграмма контакта металл – полупроводник  $n$ -типа при приложении внешнего напряжения  $V_G$ , знак которого соответствует знаку напряжения на металлическом электроде. Величина внешнего напряжения при положительном знаке  $V_G > 0$  не должна быть больше контактной разности потенциала  $\Delta\phi_{ms}$ , при отрицательном напряжении  $V_G < 0$  она ограничивается только электрическим пробоем структуры. На рис. 2.5 приведены соответствующие зонные диаграммы при положительном и отрицательном напряжениях на металлическом электроде барьеров Шоттки. Из приведенного рисунка видно, что роль внешнего напряжения в барьере Шоттки сводится только к регулированию высоты потенциального барьера и величины электрического поля в ОПЗ полупроводника.

Проведем аналогичное рассмотрение для зонной диаграммы контакта металл – полупроводник  $p$ -типа при приложении внешнего напряжения  $V_G$ . На рис. 2.5 приведена зонная диаграмма барьера Шоттки для полупроводника  $p$ -типа. Во многом эта зонная диаграмма подобна диаграмме барьера Шоттки в полупроводнике  $n$ -типа. Объемный заряд в ОПЗ полупроводника  $p$ -типа обусловлен ионизованными акцепторами. Электрическое поле в ОПЗ будет направлено от металла вглубь полупроводника. Знак напряжения на затворе при прямом смещении будет отрицательным, а при обратном смещении – положительным. Изгиб энергических зон в полупроводнике происходит вниз, что соответствует положительному значению поверхностного потенциала.



**Рис. 2.5.** Зонная диаграмма барьера Шоттки при различных напряжениях на затворе: а)  $V_G = 0$ ; б)  $V_G > 0$ , прямое смещение; в)  $V_G < 0$ , обратное смещение; г)  $V_G = 0$  д)  $V_G > 0$ , прямое смещение; е)  $V_G < 0$ , обратное смещение; На рисунках указана величина потенциального барьера (изгиба энергетических зон), соответствующая модулю значения поверхностного потенциала  $\psi_s = \Delta\phi_{ms} - V_G$

## 2.8. Распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки

Рассмотрим более детально, как меняются электрическое поле и потенциал в области пространственного заряда контакта металл – полупроводник в виде барьера Шоттки. Для определенности будем рассматривать полупроводник *n*-типа. За знак приложенного напряжения примем знак напряжения, приложенного к металлическому электроду, полупроводниковый электрод считаем заземленным.

Вне зависимости от полярности напряжения для барьерных структур все внешнее напряжение будет приложено к области пространственного заряда, поскольку в этой

области концентрация свободных носителей существенно меньше, чем в других областях барьера Шоттки.

Связь электрического поля и потенциала для любых материалов с пространственно распределенным объемным зарядом описывается уравнением Пуассона. В одномерном приближении это уравнение имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s \epsilon_0} \quad (2.35)$$

где  $\psi(x)$  – зависимость потенциала от координаты,  $\rho(x)$  – плотность объемного заряда,  $\epsilon_s$  – диэлектрическая проницаемость полупроводника,  $\epsilon_0$  – диэлектрическая постоянная.

Заряд в области пространственного заряда барьера Шоттки для полупроводника  $n$ -типа обусловлен зарядом ионизованных доноров с плотностью  $N_D^+$ . Поэтому

$$\rho(x) = qN_D^+ \quad (2.36)$$

При интегрировании уравнения Пуассона учтем, что величина электрического поля  $E(x) = -\nabla\phi$ :

$$\frac{d}{dx} \frac{d\psi}{dx} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s \epsilon_0} \quad (2.37)$$

или

$$\frac{dE}{dx} = \frac{qN_D^+}{\epsilon_s \epsilon_0} \quad (2.38)$$

Проведем интегрирование уравнения (2.38). Выберем константу интегрирования из расчета, что при  $x = W$  электрическое поле  $E$  равно нулю,

$$E(x) = -\frac{qN_D^+}{\epsilon_s \epsilon_0} (W - x) \quad (2.39)$$

Из соотношения (2.39) следует, что электрическое поле  $E$  максимально на границе металл – полупроводник ( $x = 0$ ), линейно спадает по области пространственного заряда и равно нулю на границе ОПЗ – квазинейтральный объем полупроводника ( $x = W$ ).

Для нахождения распределения потенциала (а следовательно, и зависимости потенциальной энергии от координаты) проинтегрируем еще раз уравнение (2.39) при следующих граничных условиях:  $x = W$ ,  $\psi(W) = 0$ . Получаем (рис. 2.6):

$$\psi(x) = -qN_D^+ \frac{(W-x)^2}{2\epsilon_s \epsilon_0} \quad (2.40)$$

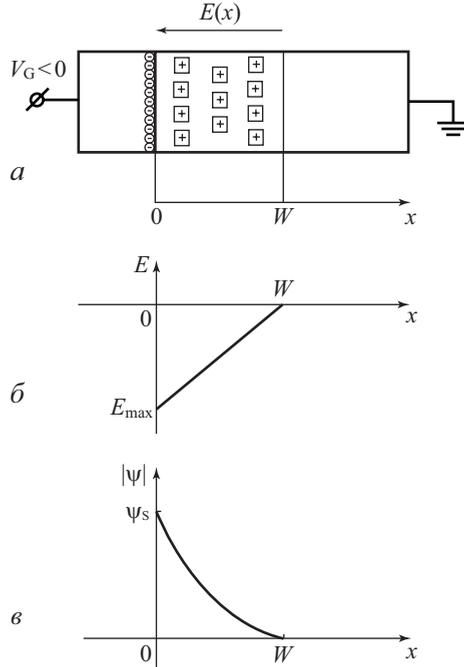
Максимальное значение потенциала реализуется при  $x = 0$  и составляет:

$$\psi_{\max} = \psi_s - V_G = \Delta\phi_{\text{ms}} - V_G \quad \text{при} \quad \Delta\phi_{\text{ms}} = \Phi_{\text{Me}} - \Phi_{\text{п/п}} \quad (2.41)$$

В этом случае можно рассчитать значение ширины обедненной области  $W$ , подставляя соотношение (2.41) в (2.40):

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (\Delta\phi_{\text{ms}} - V_G)}{qN_D^+}} \quad (2.42)$$

Соотношение (2.42) является очень важным для барьерных структур. В дальнейшем будет показано, что это уравнение является универсальным и описывает зависимость ширины обедненной области  $W$  от приложенного напряжения  $V_G$  и легирующей концентрации  $N_D^+$  для большинства барьерных структур. На рис. 2.6 приведена диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки при обратном смещении, рассчитанных на основании соотношений (2.39) и (2.40).



**Рис. 2.6.** Диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в барьере Шоттки: а) структура барьера Шоттки при обратном смещении; б) распределение электрического поля в ОПЗ; в) распределение потенциала в ОПЗ

### 2.9. Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки

Для рассмотрения вольт-амперной характеристики (ВАХ) барьера Шоттки воспользуемся диодным приближением.

Вместо критерия  $E_c = \frac{mv_{Emin}^2}{2}$  для барьера Шоттки воспользуемся для перехода электронов из полупроводника в металл выражением:

$$\frac{mv_{Emin}^2}{2} = -q(\Delta\phi_{ms} - V_G). \tag{2.43}$$

Подставляя это выражение в (2.5) и (2.7), получаем:

$$j_{n/p \rightarrow m} = \frac{4\pi em^* k^2 T^2}{h^3} \cdot e^{-\frac{E_c - F}{kT}} \cdot e^{-\frac{q(\Delta\phi_{ms} - V_G)}{kT}} = \frac{1}{4} q n_s v_0 \cdot e^{\beta V_G}, \tag{2.44}$$

где  $v_0$  – тепловая скорость электронов, равная  $v_0 = \left(\frac{8kT}{\pi m^*}\right)^{1/2}$

$n_s$  – поверхностная концентрация в полупроводнике на границе с металлом  $n_s = n_0 e^{-\beta \Delta\phi_{ms}}$ ,  
 $n_0$  – равновесная концентрация основных носителей в полупроводнике, равная

$$n_0 = \left(\frac{2\pi m^* kT}{h^2}\right)^{3/2} \cdot e^{-\frac{E_c - F}{kT}}$$

В условиях равновесия  $V_G = 0$  ток из полупроводника в металл  $j_{Me} \rightarrow 0$  уравновешивается током из металла в полупроводник  $j_{Me \rightarrow n/n} = 1/4 q n_s v_0$ . При приложении напряжения этот баланс нарушается и общий ток будет равен сумме этих токов. Следовательно, вольт-амперная характеристика барьера Шоттки будет иметь вид:

$$J = J_{n/n \rightarrow Me} - J_{Me \rightarrow n/n} = \frac{1}{4} q n_s v_0 (e^{BV_G} - 1). \quad (2.45)$$

В более компактной форме ВАХ записывается в виде:

$$J = J_0 (e^{BV_G} - 1); \quad J_0 = \frac{1}{4} q n_s v_0. \quad (2.46)$$

На рис. 2.7 приведена вольт-амперная характеристика барьера Шоттки.

Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки имеет ярко выраженный несимметричный вид. В области прямых смещений ток экспоненциально сильно растет с ростом приложенного напряжения. В области обратных смещений ток от напряжения не зависит. В обоих случаях, при прямом и обратном смещении, ток в барьере Шоттки обусловлен основными носителями — электронами. По этой причине диоды на основе барьера Шоттки являются быстродействующими приборами, поскольку в них отсутствуют рекомбинационные и диффузионные процессы. Несимметричность вольт-амперной характеристики барьера Шоттки — типичная для барьерных структур. Зависимость тока от напряжения в таких структурах обусловлена изменением числа носителей, принимающих участие в процессах зарядопереноса. Роль внешнего напряжения заключается в изменении числа электронов, переходящих из одной части барьерной структуры в другую.

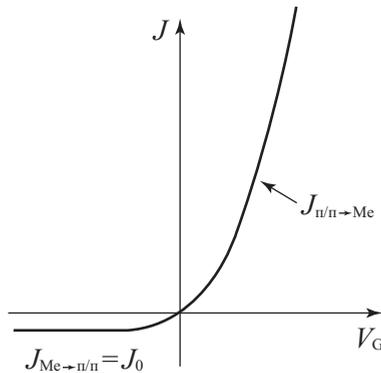


Рис. 2.7. Вольт-амперная характеристика барьера Шоттки

## 2.10. Электронно-дырочный $p$ - $n$ -переход

Электронно-дырочным, или  $p$ - $n$ -переходом называют контакт двух полупроводников одного вида с различными типами проводимости (электронным и дырочным).

Классическим примером  $p$ - $n$ -перехода являются:  $n$ -Si —  $p$ -Si,  $n$ -Ge —  $p$ -Ge.

Рассмотрим контакт двух полупроводников  $n$ - и  $p$ -типа. Величина работы выхода  $\Phi$  определяется расстоянием от уровня Ферми до уровня вакуума. Термодинамическая

работа выхода в полупроводнике  $p$ -типа  $\Phi_p$  всегда больше, чем термодинамическая работа выхода  $\Phi_n$  в полупроводнике  $n$ -типа. Из соотношений (2.13) и (2.14) следует, что

$$\Delta\Phi = \Phi_p - \Phi_n = \varphi_n + \varphi_p > 0. \tag{2.47}$$

При контакте полупроводников  $n$ - и  $p$ -типов вследствие различного значения токов термоэлектронной эмиссии (из-за разных значений работы выхода) поток электронов из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа будет больше. Электроны из полупроводника  $n$ -типа будут при переходе в полупроводник  $p$ -типа рекомбинировать с дырками. Вследствие несбалансированности токов в полупроводнике  $n$ -типа возникнет избыточный положительный заряд, а в полупроводнике  $p$ -типа – отрицательный. Положительный заряд обусловлен ионизованными донорами, отрицательный заряд – ионизованными акцепторами. Вследствие эффекта поля произойдет изгиб энергетических зон в полупроводниках  $n$ - и  $p$ -типов, причем в полупроводнике  $p$ -типа на поверхности термодинамическая работа выхода будет уменьшаться, а в полупроводнике  $n$ -типа на поверхности термодинамическая работа выхода будет увеличиваться. Условию термодинамического равновесия соответствуют равные значения токов термоэлектронной эмиссии с поверхности полупроводников  $p$ - и  $n$ -типов, а следовательно, и равные значения термодинамической работы выхода.

На рис. 2.8 приведены зонные диаграммы, иллюстрирующие этапы формирования электронно-дырочного перехода.

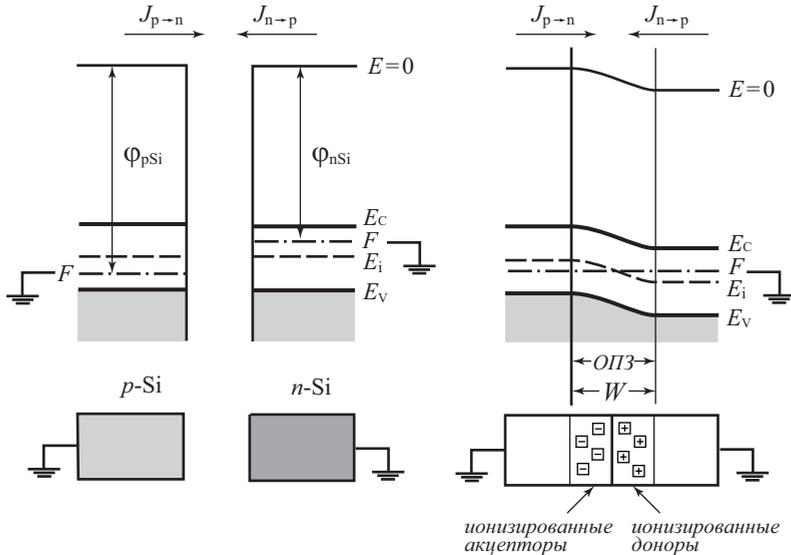


Рис. 2.8. Схема, иллюстрирующая образование  $p$ - $n$ -перехода

Граница областей донорной и акцепторной примеси в полупроводнике получила название металлургического  $p$ - $n$ -перехода. Границу, где уровень Ферми пересекает середину запрещенной зоны, называют физическим  $p$ - $n$ -переходом.

2.10.1. Распределение свободных носителей в *p-n*-переходе

Рассмотрим несимметричный *p-n*-переход, будем считать, что концентрация акцепторов больше, чем концентрация доноров  $N_A > N_D$ ; в этом случае для объемного положения уровня Ферми получаем  $\varphi_n < \varphi_p$ . В условиях равновесия ( $V_G = 0$ ) высота потенциального барьера *p-n*-перехода будет:

$$\Delta\Phi = \varphi_n + \varphi_p = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}. \tag{2.48}$$

Рассмотрим распределение свободных носителей – электронов и дырок в области пространственного заряда *p-n*-перехода.

Для квазинейтрального объема полупроводников

$$p_{p0} = n_i \cdot e^{\beta\varphi_{op}} = N_A; \quad n_{p0} = n_i \cdot e^{-\beta\varphi_{op}} = \frac{n_i^2}{N_A}; \tag{2.49}$$

$$n_{n0} = n_i \cdot e^{\beta\varphi_{on}} = N_D; \quad p_{n0} = n_i e^{-\beta\varphi_{on}} = \frac{n_i^2}{N_D}. \tag{2.50}$$

Для области пространственного заряда эти соотношения трансформируются таким образом, что  $\varphi_{op}$  и  $\varphi_{on}$  становятся зависимыми от координаты  $x$ , то есть  $\varphi_{op}(x)$  и  $\varphi_{on}(x)$ .

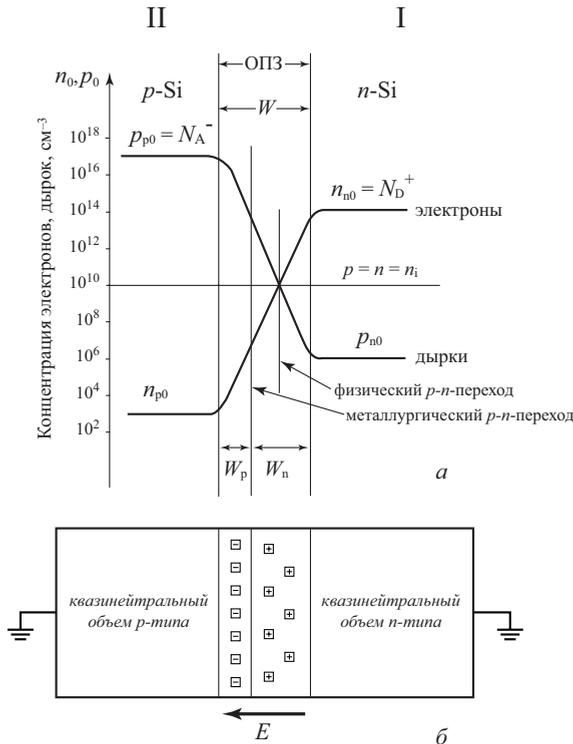


Рис. 2.9. *p-n*-переход в равновесных условиях: а) распределение равновесных носителей; б) диаграмма, иллюстрирующая распределение доноров и акцепторов

Следовательно, и концентрации электронов и дырок в области пространственного заряда тоже будут зависеть от координаты  $x$ :  $p_p(x)$ ,  $n_p(x)$ ,  $n_n(x)$ ,  $p_n(x)$ .

$$p_p(x) = n_i \cdot e^{\beta\phi_{np}(x)}; \quad n_p(x) = n_i \cdot e^{-\beta\phi_{np}(x)}; \quad (2.51)$$

$$n_n(x) = n_i \cdot e^{\beta\phi_{pn}(x)}; \quad p_n(x) = n_i \cdot e^{-\beta\phi_{pn}(x)}. \quad (2.52)$$

Рассмотрим, как меняется концентрация основных и неосновных носителей в ОПЗ полупроводника  $p$ -типа. В  $p$ - $n$ -переходе величина  $\phi_p$  квазилинейно уменьшается, поэтому концентрация дырок  $p_p$  будет экспоненциально убывать. Уровень Ферми совпадает с серединой запрещенной зоны у физического  $p$ - $n$ -перехода ( $\phi_p = 0$ ), в этой точке концентрация дырок становится равной собственной концентрации, т.е.  $p_p = n_i$ .

Для электронов аналогично получаем, что величина концентрации электронов  $n_p(x)$  возрастает экспоненциально и также равна собственной концентрации в области физического  $p$ - $n$ -перехода.

Аналогично меняется концентрация основных  $n_n(x)$  и неосновных  $p_n(x)$  носителей в ОПЗ полупроводника  $n$ -типа.

На рис. 2.9 показано распределение концентрации носителей в несимметричном  $p$ - $n$ -переходе в логарифмическом масштабе и схема  $p$ - $n$ -перехода.

Таким образом, из приведенного рисунка следует, что в несимметричных  $p$ - $n$ -переходах физические и металлургические  $p$ - $n$ -переходы пространственно не совпадают. Распределение концентрации основных и неосновных носителей симметрично относительно линии, соответствующей собственной концентрации  $n_i$ .

### 2.10.3. Поле и потенциал в $p$ - $n$ -переходе

Связь электрического поля и потенциала в  $p$ - $n$ -переходе описывается уравнением Пуассона. В одномерном приближении это уравнение имеет вид:

$$\frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon_s \epsilon_0}. \quad (2.53)$$

где  $\psi(x)$  — зависимость потенциала от координаты,  $\rho(x)$  — плотность объемного заряда,  $\epsilon_s$  — диэлектрическая проницаемость полупроводника,  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная.

Для рассмотрения этого уравнения выберем начало координат в области металлургического  $p$ - $n$ -перехода. При этом донорный полупроводник будет находиться в области  $x > 0$  (в дальнейшем обозначим цифрой I), а акцепторный — в области  $x < 0$  (в дальнейшем обозначим цифрой II).

Заряд в области пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода для полупроводника  $n$ -типа обусловлен зарядом ионизованных доноров с плотностью  $N_D^+$ , для полупроводника  $p$ -типа — зарядом ионизованных акцепторов с плотностью  $N_A^-$ . Поэтому для области I  $\rho(x) = qN_D^+$ , для области II  $\rho(x) = -qN_A^-$ . Будем решать уравнение Пуассона отдельно для областей I и II. После интегрирования уравнения Пуассона получаем для области I:

$$E(x) = -\frac{qN_D^+}{\epsilon_s \epsilon_0} (W_n - x), \quad (2.54)$$

для области II:

$$E(x) = -\frac{qN_A^-}{\epsilon_s \epsilon_0} (W_p + x). \quad (2.55)$$

Знак минус в выражениях (2.54, 2.55) указывает, что направление электрического поля противоположно направлению оси  $x$ . В дальнейшем будем считать, что примесь

полностью ионизована. В этом случае  $N_D = N_D^+$ ,  $N_A = N_A^+$ , в последующих формулах эти значения эквивалентны.

Из соотношений (2.54, 2.55) следует, что электрическое поле  $E$  максимально на металлургической границе  $p$ - $n$ -перехода ( $x = 0$ ), линейно спадает по области пространственного заряда и равно нулю на границах ОПЗ – квазинейтральный объем полупроводника ( $x = W_n^+$ ;  $x = -W_p^-$ ).

Максимальная величина электрического поля  $E_{\max}$  будет равна:

$$E_{\max} = -\frac{qN_A^-W_p^-}{\varepsilon_s\varepsilon_0} = -\frac{qN_D^+W_n^+}{\varepsilon_s\varepsilon_0}. \quad (2.56)$$

Для нахождения распределения потенциала (а следовательно, и зависимости потенциальной энергии от координаты) проинтегрируем еще раз уравнение (2.55) при следующих граничных условиях:  $x = -W_p^-$ ,  $\psi(W) = 0$ . Получаем:

$$\psi(x) = \frac{qN_A^-}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( \frac{x^2}{2} + W_p^-x \right) + const, \quad x < 0. \quad (2.57)$$

Используя граничные условия  $x = -W_p^-$ ;  $\psi = \Delta\varphi_0$ , находим константу интегрирования:

$$const = -\frac{qN_A^-}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( \frac{W_p^{-2}}{2} - W_p^-x \right) + \Delta\varphi_0 = \frac{qN_A^-}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \frac{W_p^{-2}}{2} + \Delta\varphi_0. \quad (2.58)$$

Подставляя полученные значения константы в соотношение (2.57), получаем для распределения потенциала  $\psi(x)$  в области  $x < 0$ .

$$\psi(x) = \frac{qN_A^-}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( x^2 + 2W_p^-x + \frac{W_p^{-2}}{2} \right) = \frac{qN_A^-}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (x + W_p^-)^2 + \Delta\varphi_0. \quad (2.59)$$

Проводя аналогичное интегрирование для области  $x > 0$ , получаем:

$$\psi(x) = -\frac{qN_D^+}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( \frac{x^2}{2} - W_n^+x \right) + const, \quad x > 0. \quad (2.60)$$

Используя граничные условия  $x = W_n^+$ ;  $\psi = 0$  для константы интегрирования, в этой области получаем:

$$const = \frac{qN_D^+}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( \frac{W_n^{+2}}{2} - W_n^+x \right) = -\frac{qN_D^+}{\varepsilon_s\varepsilon_0} \frac{W_n^{+2}}{2}. \quad (2.61)$$

Подставляя полученные значения константы в соотношение (2.60), получаем для распределения потенциала  $\psi(x)$  в области  $x > 0$ :

$$\psi(x) = -\frac{qN_D^+}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (x^2 - 2W_n^+x + W_n^{+2}) = -\frac{qN_D^+}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (x - W_n^+)^2. \quad (2.62)$$

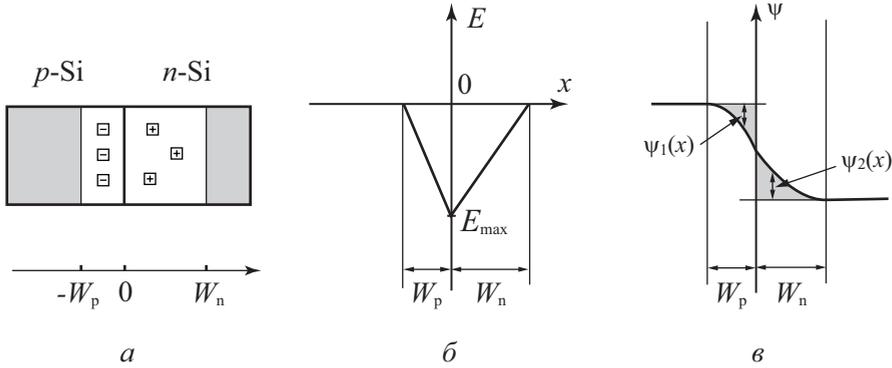
Таким образом, закон изменения потенциала  $\psi$  в  $p$ -области (отсчет идет от уровня в квазинейтральной области):

$$\psi_1(x) = \frac{qN_A^-}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (x + W_p^-)^2. \quad (2.63)$$

и наоборот, в  $n$ -области:

$$\psi_2(x) = -\frac{qN_D^+}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (x - W_n^+)^2. \quad (2.63)$$

На рис. 2.10 приведена диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в  $p$ - $n$ -переходе, рассчитанная по соотношениям (2.54), (2.55), (2.60) и (2.62).



**Рис. 2.10.** Диаграмма, иллюстрирующая распределение электрического поля и потенциала в *p-n*-переходе: а) структура *p-n*-перехода; б) распределение электрического поля в ОПЗ; в) распределение потенциала в ОПЗ

На металлургической границе *p-n*-перехода при  $x = 0$  значение потенциала  $\psi_1 + \psi_2 = \Delta\phi_0 = \phi_{n0} + \phi_{p0}$ , или

$$\Delta\phi_0 = \frac{q}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} (N_A W_p^2 + N_D W_n^2). \quad (2.65)$$

Согласно уравнению электронейтральности в замкнутых системах величины положительного и отрицательного заряда на единицу площади должны быть равны:

$$Q_D = Q_A; \quad qN_A W_p = qN_D W_n. \quad (2.66)$$

Следовательно,

$$W_n = \frac{N_A W_p}{N_D}. \quad (2.67)$$

Подставляем выражение (2.67) в (2.65), получаем:

$$\begin{aligned} \Delta\phi_0 &= \frac{q}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} \left( N_A W_p^2 + N_A W_p \frac{N_A W_p}{N_D} \right) = \frac{q}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} W_p^2 \left( N_A + \frac{N_A^2}{N_D} \right) = \\ &= \frac{q}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} W_p^2 N_A^2 \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right). \end{aligned} \quad (2.68)$$

Несложные преобразования позволяют получить выражение для ширины обедненных областей  $W_p$  и  $W_n$  в *p*- и *n*-областях соответственно:

$$W_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0\Delta\phi_0}{qN_A^2\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)}}; \quad W_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0\Delta\phi_0}{qN_D^2\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)}}. \quad (2.69)$$

Из предыдущих формул легко видеть, что с ростом легирования *p*-области ширина *p-n*-перехода  $W_p$  в акцепторной части полупроводника уменьшится.

Полная ширина *p-n*-перехода  $W$ , равная  $W = W_p + W_n$ , будет:

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0\Delta\phi_0}{q} \left( \frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)}. \quad (2.70)$$

Для несимметричных *p<sup>+</sup>n*-переходов (концентрация акцепторов существенно больше концентрации доноров) из соотношений (2.69) следует, что ширина обедненной

области в полупроводнике  $p$ -типа будет существенно меньше, чем ширина обедненной области в полупроводнике  $n$ -типа:

$$N_A \gg N_D \rightarrow W_p \ll W_n$$

Таким образом, вся обедненная область несимметричного  $p^+$ - $n$ -перехода будет сосредоточена в  $n$ -области с низким значением легирующей концентрации  $W = W_n$ .

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 \Delta\phi_0}{qN_D}} \quad (2.71)$$

Соотношение (2.71) для ширины области обеднения несимметричного  $p$ - $n$ -перехода совпадает с аналогичным выражением (2.42), ранее полученного для барьера Шоттки.

При наличии внешнего напряжения  $V_G$  соотношения (2.69, 2.70, 2.71) для ширины области обеднения  $p$ - $n$ -перехода сохраняются при замене равновесного значения высоты потенциального барьера  $\Delta\phi_0$  на значение  $\Delta\phi_0 + V_G$ .

### 2.11. Компоненты тока и квазиуровни Ферми в $p$ - $n$ -переходе

Рассмотрим токи в электронно-дырочном переходе в равновесном (рис. 2.11) и неравновесном (при наличии внешнего напряжения, рис. 2.12) состоянии.

Как уже отмечалось выше, приложенное внешнее напряжение  $V_G$  к  $p$ - $n$ -переходу падает на обедненной области  $p$ - $n$ -перехода и вызывает изменение электрического поля, высоты потенциального барьера и ширины области обеднения  $p$ - $n$ -перехода. Это в свою очередь отражается на балансе компонент тока  $p$ - $n$ -перехода.

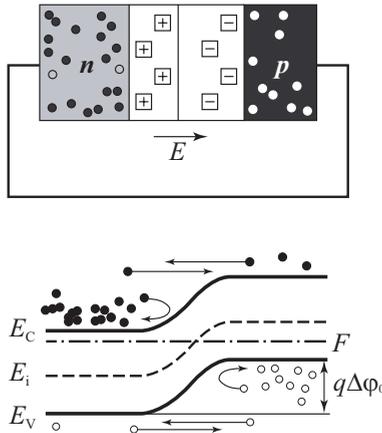


Рис. 2.11. Зонная диаграмма  $p$ - $n$ -перехода, иллюстрирующая баланс токов в равновесном состоянии

В равновесном состоянии в  $p$ - $n$ -переходе существуют четыре компоненты тока – две диффузионные и две дрейфовые. Диффузионные компоненты тока обусловлены основными носителями, дрейфовые – неосновными. В условиях термодинамического равновесия ( $V_G = 0$ ) суммарный ток в  $p$ - $n$ -переходе равен нулю, при этом диффузионные и дрейфовые компоненты попарно уравниваются друг друга:

$$J_E + J_D = J_{pE} + J_{pD} + J_{nE} + J_{nD} = 0 \quad (2.72)$$

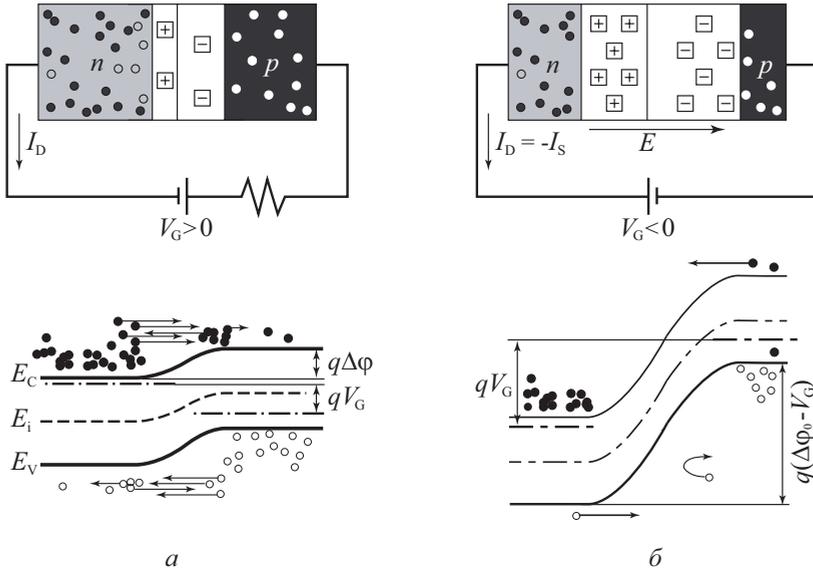


Рис. 2.12. Зонная диаграмма p-n-перехода, иллюстрирующая дисбаланс токов в неравновесном состоянии: а) прямое смещение; б) обратное смещение

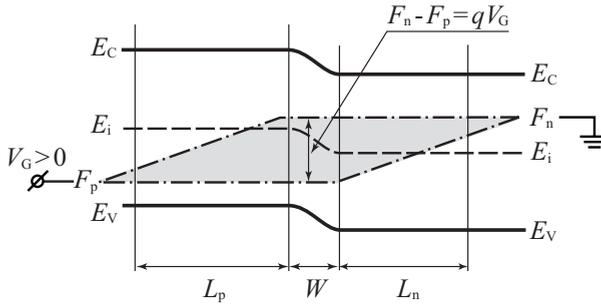


Рис. 2.13. Зонная диаграмма, иллюстрирующая расщепление квазиуровней Ферми  $F_n$  и  $F_p$  при приложении внешнего напряжения  $V_G > 0$

При неравновесном состоянии если приложено прямое внешнее напряжение, то доминируют диффузионные компоненты, если приложено обратное напряжение, то доминируют дрейфовые компоненты.

В неравновесных условиях область пространственного заряда p-n-перехода описывается двумя квазиуровнями Ферми — отдельно квазиуровнем Ферми для электронов  $F_n$  и отдельно для дырок  $F_p$ . При приложении внешнего напряжения расщепление квазиуровней Ферми  $F_n$  и  $F_p$  равно приложенному напряжению  $V_G$ . Пространственно область расщепления квазиуровней находится на расстоянии порядка диффузионной длины от металлургического p-n-перехода (рис. 2.13).

Распределение концентрации неравновесных носителей в ОПЗ p-n-перехода и в квазинейтральном объеме будет отличаться от равновесного. На границе области пространственного заряда, где  $F_p - F_n = qV_G$ , выражение для концентрации  $n_n, p_n$  будет:

$$n_n p_n = n_i^2 \cdot e^{\frac{F_n - F_p}{kT}} = n_i^2 \cdot e^{\beta V_G}. \quad (2.73)$$

В условиях низкого уровня инжекции концентрация основных носителей не меняется. Поэтому

$$n_n = n_{n0}; \quad p_n = \frac{n_n^2}{n_{n0}} \cdot e^{\beta V_G} = p_{n0} \cdot e^{\beta V_G}. \quad (2.74)$$

На рис. 2.14 показано распределение основных и неосновных носителей в  $p$ - $n$ -переходе в неравновесных условиях при прямом и обратном смещении.

Закон изменения неосновных неравновесных носителей, инжектированных в квазинейтральный объем, будет обсуждаться в следующем разделе. Здесь же обращаем внимание на то, что на границе с квазинейтральным объемом полупроводника концентрация неосновных носителей меняется в соответствии с уравнением (2.74), т.е. увеличивается при прямом смещении и уменьшается при обратном смещении.

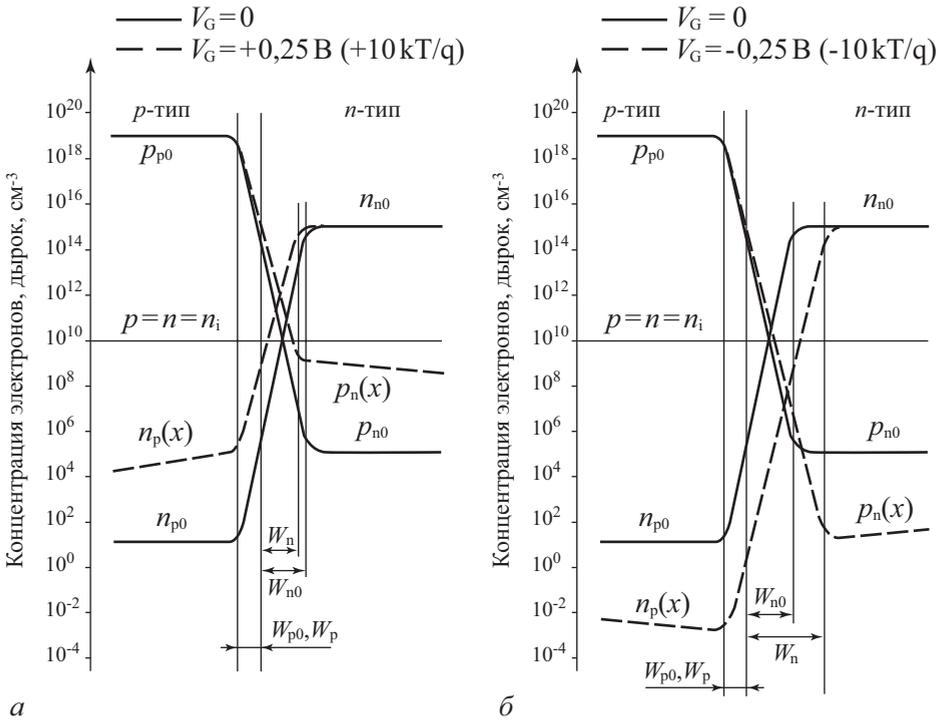


Рис. 2.14. Распределение основных и неосновных носителей в  $p$ - $n$ -переходе в равновесном (сплошная линия) и неравновесном (пунктирная линия) состояниях: а) прямое смещение ( $V_G = +0,25$  В); б) обратное смещение ( $V_G = -0,25$  В)

## 2.12. Вольт-амперная характеристика $p$ - $n$ -перехода

Получим вольт-амперную характеристику  $p$ - $n$ -перехода. Для этого запишем уравнение непрерывности в общем виде:

$$\frac{dp}{dt} = G - R - \frac{1}{q} \operatorname{div} j. \quad (2.75)$$

Будем рассматривать стационарный случай  $\frac{dp}{dt} = 0$ .

Рассмотрим ток в квазинейтральном объеме полупроводника *n*-типа справа от обедненной области *p-n*-перехода ( $x > 0$ ). Темп генерации  $G$  в квазинейтральном объеме равен нулю:  $G = 0$ . Электрическое поле  $E$  тоже равно нулю:  $E = 0$ . Дрейфовая компонента тока также равна нулю:  $I_E = 0$ , следовательно, ток диффузионный  $j = -qD \frac{dp}{dx}$ .

Темп рекомбинации  $R$  при малом уровне инжекции описывается соотношением:

$$R = -\frac{p_n - p_{n0}}{\tau} \tag{2.76}$$

Воспользуемся следующим соотношением, связывающим коэффициент диффузии, длину диффузии и время жизни неосновных носителей:  $D\tau = L_p^2$ . С учетом отмеченных выше допущений уравнение непрерывности имеет вид:

$$\frac{d^2 p_n}{dx^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L_p^2} = 0 \tag{2.77}$$

Граничные условия для диффузионного уравнения в *p-n*-переходе имеют вид:

$$\text{при } x = 0, p_n = p_{n0} e^{\beta V_G}; \text{ при } x \rightarrow \infty, p_n = p_{n0} \tag{2.78}$$

Решение дифференциального уравнения (2.77) с граничными условиями (2.78) имеет вид:

$$p_n - p_{n0} = p_{n0} (e^{\beta V_G} - 1) e^{-\frac{x}{L_p}} \tag{2.79}$$

Соотношение (2.79) описывает закон распределения инжектированных дырок в квазинейтральном объеме полупроводника *n*-типа для электронно-дырочного перехода (рис. 2.15). В токе *p-n*-перехода принимают участие все носители, пересекающие границу ОПЗ с квазинейтральным объемом *p-n*-перехода. Поскольку весь ток диффузионный, подставляя (2.79) в выражение для тока, получаем (рис. 2.16):

$$j_{pD} = -qD_p \left. \frac{dp_n}{dx} \right|_{x=0} = q \frac{D_p p_{n0}}{L_p} e^{\beta V_G} \tag{2.80}$$

Соотношение (2.80) описывает диффузионную компоненту дырочного тока *p-n*-перехода, возникающую при инжекции неосновных носителей при прямом смещении. Для электронной компоненты тока *p-n*-перехода аналогично получаем:

$$j_{nD} = q \frac{D_n n_{p0}}{L_n} e^{\beta V_G} \tag{2.81}$$

При  $V_G = 0$  дрейфовые и диффузионные компоненты уравновешивают друг друга. Из (2.80) следует, что

$$j_{pE} = q \frac{D_p p_{n0}}{L_p}; \quad j_{nE} = q \frac{D_n n_{p0}}{L_n} \tag{2.82}$$

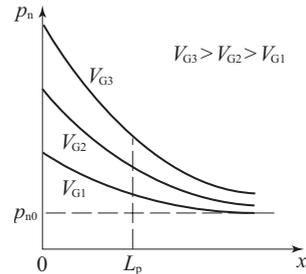


Рис. 2.15. Распределение неравновесных инжектированных из эмиттера носителей по квазинейтральному объему базы *p-n*-перехода

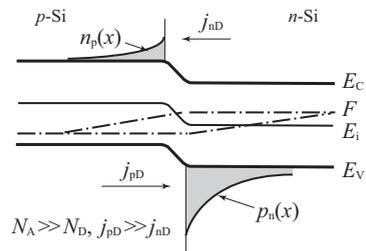


Рис. 2.16. Токи в несимметричном *p-n*-переходе при прямом смещении

Полный ток  $p$ - $n$ -перехода является суммой всех четырех компонент тока  $p$ - $n$ -перехода:

$$j = \left( \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} \right) \cdot (e^{\beta V_G} - 1). \quad (2.83)$$

Выражение в скобках имеет физический смысл обратного тока  $p$ - $n$ -перехода. Действительно, при отрицательных напряжениях  $V_G < 0$  ток дрейфовый и обусловлен неосновными носителями. Все эти носители уходят из цилиндра длиной  $L_n$  со скоростью  $L_n/\tau_p$ . Тогда для дрейфовой компоненты тока получаем:

$$j_n = \frac{qL_n n_{p0}}{\tau_n} = \frac{qL_n n_{p0}}{L_n^2 / D_n} = \frac{qD_n n_{p0}}{L_n}. \quad (2.84)$$

Нетрудно видеть, что это соотношение эквивалентно полученному ранее при анализе уравнения непрерывности.

Если требуется реализовать условие односторонней инжекции (например, только инжекции дырок), то из соотношения (2.83) следует, что нужно выбрать малое значение концентрации неосновных носителей  $n_{p0}$  в  $p$ -области. Отсюда следует, что полупроводник  $p$ -типа должен быть сильно легирован по сравнению с полупроводником  $n$ -типа:  $N_A \gg N_D$ . В этом случае в токе  $p$ - $n$ -перехода будет доминировать дырочная компонента (рис. 2.16).

Таким образом, ВАХ  $p$ - $n$ -перехода имеет вид:

$$J = J_s (e^{\beta V_G} - 1). \quad (2.85)$$

Плотность тока насыщения  $J_s$  равна:

$$J_s = \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} + \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} = \frac{qL_n n_{p0}}{\tau_n}. \quad (2.86)$$

ВАХ  $p$ - $n$ -перехода, описываемая соотношением (2.85), приведена на рис. 2.17.

Как следует из соотношения (2.85) и рисунка 2.17, вольт-амперная характеристика идеального  $p$ - $n$ -перехода имеет ярко выраженный несимметричный вид. В области прямых напряжений ток  $p$ - $n$ -перехода диффузионный и экспоненциально возрастает с ростом приложенного напряжения. В области отрицательных напряжений ток  $p$ - $n$ -перехода — дрейфовый и не зависит от приложенного напряжения.

#### Емкость $p$ - $n$ перехода

Любая система, в которой при изменении потенциала  $\phi$  меняется электрический заряд  $Q$ , обладает емкостью. Величина емкости  $C$  определяется соотношением:  $C = |\partial Q / \partial \phi|$ .

Для  $p$ - $n$ -перехода можно выделить два типа зарядов: заряд в области пространственного заряда ионизованных доноров и акцепторов  $Q_B$  и заряд инжектированных носителей в базу из эмиттера  $Q_p$ . При различных смещениях на  $p$ -переходе при расчете емкости будет доминировать тот или иной заряд. В связи с этим для емкости  $p$ - $n$ -перехода выделяют барьерную емкость  $C_B$  и диффузионную емкость  $C_D$ .

**Барьерная емкость**  $C_B$  — это емкость  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении  $V_G < 0$ , обусловленная изменением заряда ионизованных доноров в области пространственно-

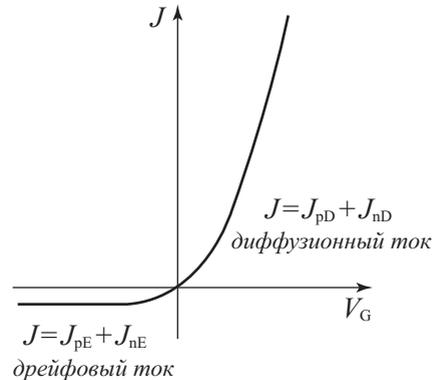


Рис. 2.17. Вольт-амперная характеристика идеального  $p$ - $n$ -перехода

$$C_B = \frac{\partial Q_B}{\partial V_G}. \quad (2.87)$$

Величина заряда ионизованных доноров и акцепторов  $Q_B$  на единицу площади для несимметричного  $p$ - $n$ -перехода равна:

$$Q_B = qN_D W = qN_D \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 (\Delta\varphi_0 - V_G)}{qN_D}} = \sqrt{2qN_D \varepsilon_s \varepsilon_0 (\Delta\varphi_0 - V_G)}. \quad (2.88)$$

Дифференцируя выражение (2.65), получаем:

$$C_B = \frac{\sqrt{2qN_D \varepsilon_s \varepsilon_0}}{2\sqrt{\Delta\varphi_0 - V_G}} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{W}. \quad (2.89)$$

Из уравнения (2.89) следует, что барьерная емкость  $C_B$  представляет собой емкость плоского конденсатора, расстояние между обкладками которого равно ширине области пространственного заряда  $W$ . Поскольку ширина ОПЗ зависит от приложенного напряжения  $V_G$ , то и барьерная емкость также зависит от приложенного напряжения. Численные оценки величины барьерной емкости показывают, что ее значение составляет десятки или сотни пикофарад.

Зависимость барьерной емкости  $C_B$  от приложенного обратного напряжения  $V_G$  используется для приборной реализации. Полупроводниковый диод, реализующий эту зависимость, называется *варикапом*. Максимальное значение емкости варикапа имеет при нулевом напряжении  $V_G$ . При увеличении обратного смещения емкость варикапа уменьшается. Функциональная зависимость емкости варикапа от напряжения определяется профилем легирования базы варикапа. В случае однородного легирования емкость обратно пропорциональна корню из приложенного напряжения  $V_G$ . Задавая профиль легирования в базе варикапа  $N_D(x)$ , можно получить различные зависимости емкости варикапа от напряжения  $C(V_G)$  — линейно убывающие, экспоненциально убывающие.

**Диффузионная емкость**  $C_D$  — это емкость  $p$ - $n$ -перехода при прямом смещении  $V_G > 0$ , обусловленная изменением заряда  $Q_p$  инжектированных носителей в базу диода из эмиттера.

$$C_D = \frac{\partial Q_p}{\partial V_G}. \quad (2.90)$$

Используя выражение для концентрации инжектированных носителей из эмиттера в базу диода в виде (2.79) и проведя интегрирование, получаем заряд инжектированных носителей на единицу площади  $Q_p$  в базе диода:

$$Q_p = q \int_0^{\infty} p_n(x) dx = q \int_0^{\infty} p_{n0} e^{\beta V_G} e^{-x/L_p} dx = \frac{q p_{n0} e^{\beta V_G}}{L_p} L_p^2 = \frac{q p_{n0} D_p \tau_p}{L_p} e^{\beta V_G}. \quad (2.91)$$

Следовательно, для величины диффузионной емкости  $C_D$  получаем

$$C = \frac{dQ}{dV_G} = \frac{q p_{n0} D_p}{L_p} \tau_p \beta e^{\beta V_G} = \frac{\tau_p J}{kT/q}. \quad (2.92)$$

Численные оценки величины диффузионной емкости показывают, что ее значение составляет несколько единиц микрофарад.

## 2.13. Гетеропереходы

Гетеропереходом называют контакт двух полупроводников различного вида и разного типа проводимости, например  $p\text{Ge} - n\text{GaAs}$ . Отличие гетеропереходов от обычного  $p$ - $n$ -перехода заключается в том, что в обычных  $p$ - $n$ -переходах используется один и тот же

вид полупроводника, например  $p\text{Si} - n\text{Si}$ . Поскольку в гетеропереходах используются разные материалы, необходимо, чтобы у этих материалов с высокой точностью совпадали два параметра: температурный коэффициент расширения (ТКР) и постоянная решетки [10, 27, 37].

С учетом сказанного количество материалов для гетеропереходов ограничено. Наиболее распространенными из них являются германий Ge, арсенид галлия GaAs, фосфид индия InP, четырехкомпонентный раствор InGaAsP.

В зависимости от ширины запрещенной зоны  $E_g$ , электронного сродства  $\chi$  и типа легирования узкозонной и широкозонной областей гетероперехода возможны различные комбинации  $E_g$  и  $\chi$ . На рис. 2.18 показаны эти комбинации при условии равенства термодинамических работ выхода.

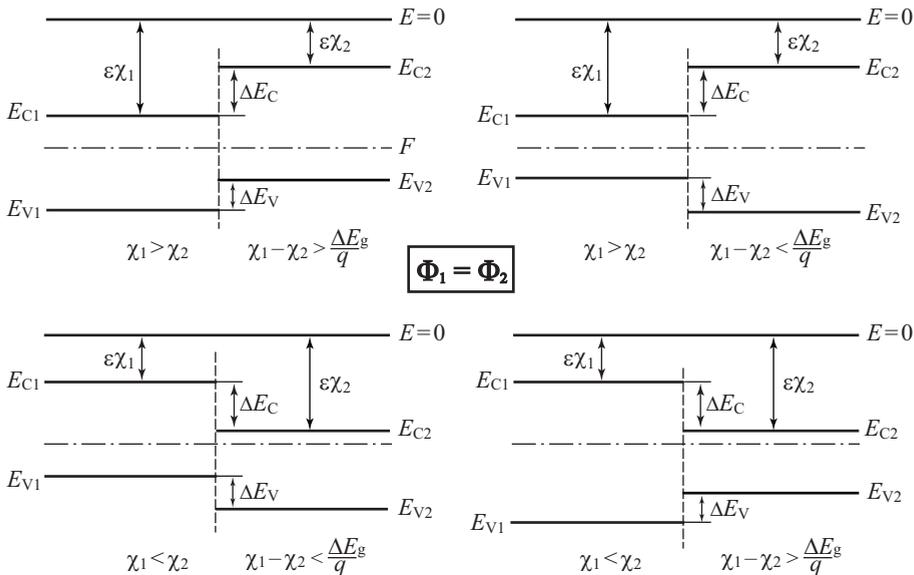


Рис. 2.18. Зонные диаграммы гетеропереходов при различных комбинациях  $E_g$  и  $\chi$  в случае равенства термодинамических работ выхода  $\Phi_1 = \Phi_2$  [84]

Для построения зонных диаграмм, детального анализа распределения электрического поля и потенциала в области пространственного заряда гетероперехода, а также величины и компонент электрического тока для гетеропереходов необходимо учитывать, что у различных полупроводников будут отличаться значения электронного сродства  $\chi$ , ширины запрещенной зоны  $E_g$  и диэлектрической проницаемости  $\epsilon$ .

С учетом этих факторов построим зонную диаграмму гетероперехода германий — арсенид галлия ( $p\text{Ge} - n\text{GaAs}$ ). Значения параметров полупроводниковых материалов, выбранных для расчета зонной диаграммы, приведены в табл. 2.1.

Приведем в контакт германий  $p\text{Ge}$  и арсенид галлия  $n\text{GaAs}$ . При построении зонной диаграммы гетероперехода учтем следующие факторы:

1. Уровень вакуума  $E = 0$  непрерывен.
2. Электронное сродство в пределах одного сорта полупроводника  $\chi_{\text{Ge}}$  и  $\chi_{\text{GaAs}}$  постоянно.
3. Ширина запрещенной зоны  $E_g$  в пределах одного сорта полупроводника остается постоянной.

Таблица 2.1. Параметры выбранных для расчета полупроводниковых материалов

Параметры материала	Обозначение	Германий (p-Ge)	Арсенид галлия (n-GaAs)
Постоянная решетки, Å	$a$	5,654	5,658
Коэффициент линейного расширения, $10^{-6} \text{ K}^{-1}$	ТКР	5,9	6,0
Легирующая концентрация, $\text{см}^{-3}$	$N_{A,D}$	$3 \cdot 10^{16}$	$10^{16}$
Расстояние от уровня Ферми до зоны разрешенных энергий, эВ	$W_0$	0,14	0,17
Расстояние от уровня Ферми до середины запрещенной зоны, эВ	$\varphi_0$	0,21	0,55
Электронное сродство	$\chi$	4,05	4,07
Ширина запрещенной зоны, эВ	$E_g$	0,66	1,43

С учетом этого в процессе построения зонной диаграммы гетероперехода при сшивании дна зоны проводимости  $E_C$  этих полупроводников на металлургической границе перехода на зонной диаграмме образуется «пичок». Величина «пичка»  $\Delta E_C$  равна:

$$\Delta E_C = \chi_{\text{Ge}} - \chi_{\text{GaAs}}. \quad (2.93)$$

При сшивании вершины валентной зоны EV в области металлургического перехода получается «разрыв»  $\Delta E_V$ . Величина «разрыва» равна:

$$\Delta E_V = -\chi_{\text{Ge}} - E_{g\text{Ge}} + \chi_{\text{GaAs}} + E_{g\text{GaAs}} = -\Delta E_C + (E_{g\text{GaAs}} - E_{g\text{Ge}}). \quad (2.94)$$

Из приведенных соотношений следует, что суммарная величина «пичка»  $\Delta E_C$  и «разрыва»  $\Delta E_V$  составляет

$$\Delta E_C + \Delta E_V = (E_{g\text{GaAs}} - E_{g\text{Ge}}). \quad (2.95)$$

На рис. 2.19 приведена построенная таким образом зонная диаграмма гетероперехода *p*-Ge – *n*-GaAs.

Рассмотрим зонную диаграмму гетероперехода из этих же материалов (германия и арсенида галлия), но с другим типом проводимости – *p*-GaAs – *n*-Ge (рис. 2.20). Используем те же самые принципы при построении этой зонной диаграммы. Получаем, что в этом случае «разрыв» наблюдается в энергетическом положении дна зоны проводимости и величина этого «разрыва»  $\Delta E_C$  равна:

$$\Delta E_C = \chi_{\text{Ge}} - \chi_{\text{GaAs}}. \quad (2.96)$$

«Пичок» наблюдается в области металлургического перехода для энергии вершины валентной зоны  $E_V$ . Величина «пичка»  $\Delta E_V$  равна:

$$\Delta E_V = -\chi_{\text{Ge}} - E_{g\text{Ge}} + \chi_{\text{GaAs}} + E_{g\text{GaAs}} = -\Delta E_C + (E_{g\text{GaAs}} - E_{g\text{Ge}}). \quad (2.97)$$

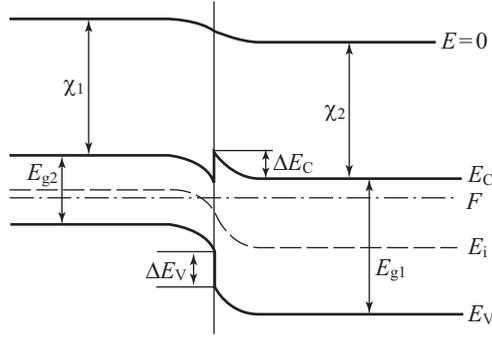


Рис. 2.19. Зонная диаграмма гетероперехода  $p\text{-Ge} - n\text{-GaAs}$  в равновесных условиях

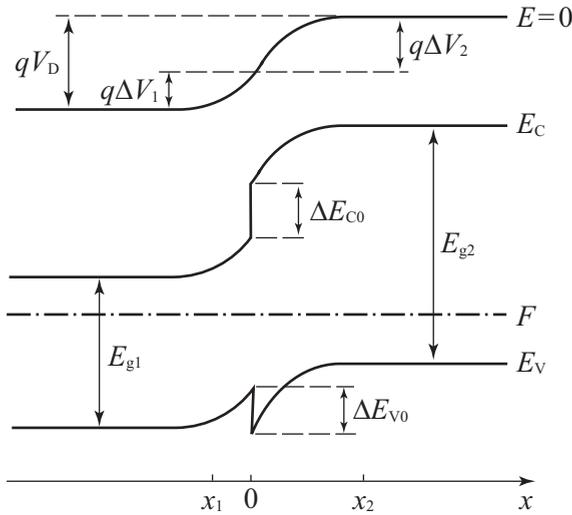


Рис. 2.20. Зонная диаграмма гетероперехода  $n\text{-Ge} - p\text{-GaAs}$  в равновесных условиях

Аналогичным образом можно построить зонные диаграммы для гетеропереходов при любых комбинациях уровней легирования, ширины запрещенной зоны и электронного сродства. На рис. 2.21 приведены соответствующие зонные диаграммы для различных типов гетеропереходов. Обращает на себя внимание тот факт, что «пик» и «разрыв» для энергетических уровней  $E_V$ ,  $E_C$  в области металлургического перехода могут наблюдаться в различных комбинациях [27, 37, 84].

Распределение электрического поля и потенциала в области пространственного заряда для гетероперехода будет как и в случае  $p\text{-}n$ -перехода, но с различными значениями диэлектрических постоянных  $\epsilon_s$  для левой и правой частей. Решение уравнения Пуассона в этом случае дает следующие выражения для электрического поля  $E$ , потенциала  $\psi$  и ширины обедненной области  $W'_{1n}$  и  $W'_{2p}$  при наличии внешнего напряжения:

$$E_{1\max} = \frac{qN_D W'_{1n}}{\epsilon_1 \epsilon_0}; \quad E_{2\max} = \frac{qN_A W'_{2p}}{\epsilon_2 \epsilon_0}. \quad (2.98)$$

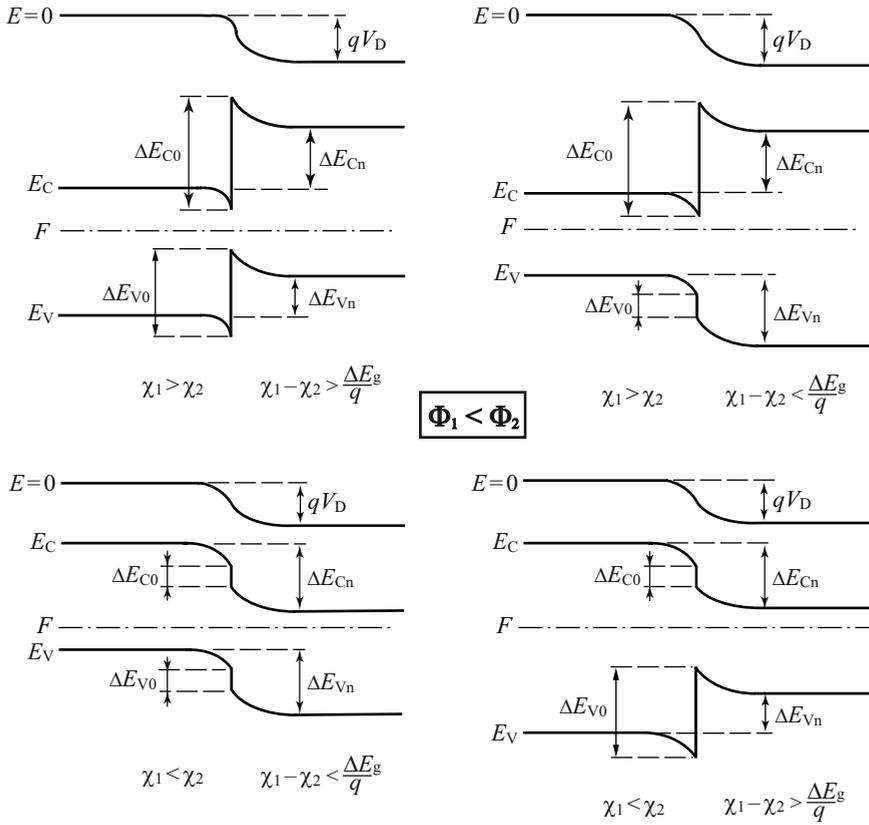


Рис. 2.21. Зонные диаграммы для различных типов гетеропереходов при условии, что термодинамическая работа выхода первого слоя меньше, чем второго ( $\Phi_1 < \Phi_2$ ), и при различных комбинациях для электронного сродства (пояснения на рисунках)

$$V_{in} = \frac{qN_D W_{in}^2}{2\epsilon_1 \epsilon_0}; \quad V_{2p} = \frac{qN_A W_{2p}^2}{2\epsilon_2 \epsilon_0}. \quad (2.99)$$

$$W_{in} = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (\Delta\phi_0 - V)}{qN_D^2 \left( \frac{\epsilon_1}{N_A} + \frac{\epsilon_2}{N_D} \right)}}; \quad W_{2p} = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (\Delta\phi_0 - V)}{qN_A^2 \left( \frac{\epsilon_1}{N_A} + \frac{\epsilon_2}{N_D} \right)}}. \quad (2.100)$$

Полная ширина области пространственного заряда гетероперехода  $W$ , равная  $W = W_{in} + W_{2p}$ , будет описываться следующим уравнением:

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_1 \epsilon_2 \epsilon_0 (\Delta\phi_0 - V)}{q} \left( \frac{1}{N_A \epsilon_1} + \frac{1}{N_D \epsilon_2} \right)}. \quad (2.101)$$

Высота потенциального барьера в гетеропереходе  $\Delta\phi_0$  будет определяться суммой потенциалов для каждой из областей гетероперехода:

$$\Delta\phi_0 = V_{in} + V_{2p}. \quad (2.102)$$

Функциональная зависимость электрического поля и потенциала в области пространственного заряда гетероперехода от координаты будет соответственно линейной и

квадратичной, как и в случае  $p$ - $n$ -перехода. Скачок электрического поля в гетеропереходе на металлургической границе обусловлен различными значениями диэлектрических постоянных  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ . В этом случае согласно теореме Гаусса

$$\epsilon_1 E_{1\max} = \epsilon_2 E_{2\max} . \tag{2.103}$$

На рис. 2.22 показаны распределения электрического поля и потенциала в области пространственного заряда гетероперехода.

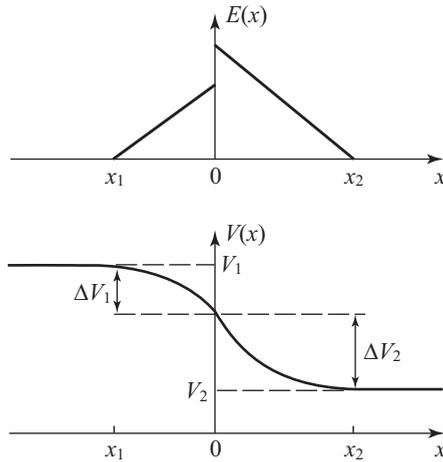


Рис. 2.22. Распределение электрического поля и потенциала в области пространственного заряда гетероперехода  $n$ -Ge –  $p$ -GaAs

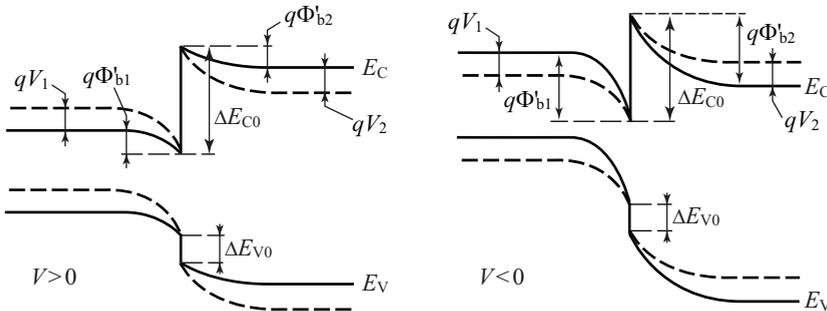
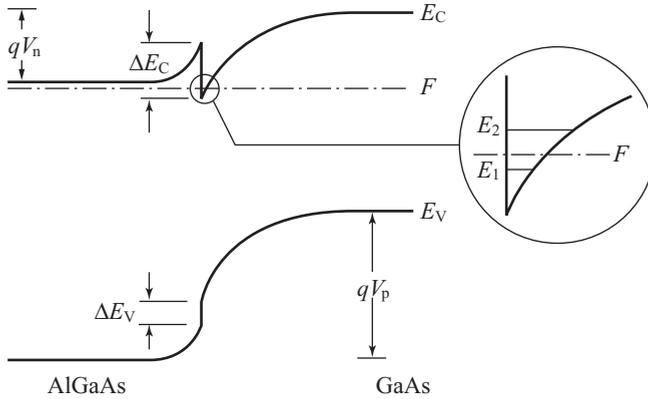


Рис. 2.23. Зонные диаграммы гетероперехода  $n$ -Ge –  $p$ -GaAs при положительном  $V > 0$  и отрицательном  $V < 0$  напряжениях. Пунктиром изображены энергетические уровни в равновесных условиях  $V = 0$

Рассмотрим зонную диаграмму гетероперехода при приложении внешнего напряжения  $V_e$ . Как и в случае  $p$ - $n$ -перехода, знак напряжения будет определяться знаком приложенного напряжения на  $p$ -область гетероперехода. На рис. 2.23 приведены зонные диаграммы при положительном и отрицательном напряжениях на гетеропереходе  $n$ -Ge –  $p$ -GaAs. Пунктиром на этих же зонных диаграммах изображены энергетические уровни в равновесных условиях  $V_e = 0$ .

Расчет вольт-амперных характеристик гетероперехода проводится исходя из баланса токов термоэлектронной эмиссии. Это рассмотрение было подробно проведено в разделе «Вольт-амперные характеристики для барьеров Шоттки». Используя тот же самый подход, для вольт-амперной характеристики гетероперехода получаем следующую зависимость:

$$J = J_s (e^{qV_g} - 1). \tag{2.104}$$



**Рис. 2.24.** Зонная диаграмма гетероперехода, иллюстрирующая двухмерное квантование

Для различных типов гетеропереходов экспоненциальная зависимость тока от напряжения в виде (2.104) сохраняется, выражение для тока  $J_s$  модифицируется.

Для гетеропереходов типа *p-Ge* — *n-GaAs* легко реализовать одностороннюю инжекцию, даже в случае одинакового уровня легирования в эмиттере *p-Ge* и базе *n-GaAs* гетероперехода. Действительно, при прямом смещении отношение дырочной  $J_p$  и электронной  $J_n$  компонент инжекционного тока будет определяться отношением концентрации неосновных носителей:

$$\frac{J_p}{J_n} = \frac{qL_p p_n}{\tau_p} \bigg/ \frac{qL_n n_p}{\tau_n} \approx \frac{p_n}{n_p} = \frac{n_{i2}^2}{N_D} \bigg/ \frac{n_{i1}^2}{N_A} = \frac{n_{i2}^2}{n_{i1}^2}. \tag{2.105}$$

Поскольку арсенид галлия — более широкозонный полупроводник, чем германий, то собственная концентрация в арсениде галлия ( $n_{i2}$ ) будет много меньше, чем в германии ( $n_{i1}$ ), следовательно, дырочная компонента  $J_p$  инжекционного тока будет много меньше, чем электронная компонента  $J_n$ . Весь инжекционный ток в гетеропереходе *p-Ge* — *n-GaAs* будет определяться электронной компонентой.

На зонной диаграмме гетеропереходов видно, что в области «пичка» для электронов или дырок реализуется потенциальная яма. Расчеты электрического поля в этой области показывают, что его значение достигает величины  $E \sim 10^6$  В/см. В этом случае электронный газ локализован в узкой пространственной области вблизи металлургической границы гетероперехода. Для описания такого состояния используют представление о двухмерном электронном газе [1, 36, 37]. Решение уравнения Шредингера свидетельствует о наличии энергетических уровней, существенно отстоящих друг от друга (рис. 2.24).

Физические свойства двумерного электронного газа существенно отличаются от свойств трехмерного электронного газа. Для двумерного электронного газа меняется

плотность квантовых состояний в разрешенных зонах, спектр акустических и оптических фононов, а следовательно кинетические явления в двумерных системах (подвижность носителей, магнетосопротивление и эффект Холла). Экспериментальные исследования двумерного квантования вблизи металлургической границы гетероперехода позволили изучить и объяснить эти явления. Более подробно квантовые свойства двумерного газа обсуждаются в главе 9.

## Контрольные вопросы

- 2.1. Чем объясняется искривление энергетических зон у поверхности полупроводника?
- 2.2. Что такое дебаевская длина экранирования?
- 2.3. Нарисуйте зонную диаграмму выпрямляющего контакта металла с полупроводником  $n$ -типа.
- 2.4. Почему при контакте металла и полупроводника контактное поле в основном проникает в полупроводник и практически не проникает в металл?
- 2.5. Что такое металлургическая граница?
- 2.6. Чем определяется величина потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода?
- 2.7. Поясните влияние обратного напряжения на величину потенциального барьера.
- 2.8. Нарисуйте ВАХ идеализированного  $p$ - $n$ -перехода.
- 2.9. В чем отличие диффузионной емкости от барьерной?
- 2.10. В чем причина возникновения пика на зонной диаграмме гетероперехода?

## Задачи

- 2.1. Найти, чему равна высота потенциального барьера  $\phi_k$  в диоде Шоттки электронный германий  $n$ -Ge – золото Au. Нарисовать зонную диаграмму контакта при термодинамическом равновесии. Удельное сопротивление полупроводника  $\rho = 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ .
- 2.2. Рассчитать, чему равна ширина области обеднения при внешних напряжениях  $V_{\text{в}} = +0,4 \text{ В}$ ,  $V_{\text{в}} = -2 \text{ В}$  и в равновесных условиях в диоде  $n$ -Si–Pt. Нарисовать зонную диаграмму контакта при термодинамическом равновесии.
- 2.3. Для барьера Шоттки электронный арсенид галлия – золото GaAs – Au рассчитать, чему равно максимальное электрическое поле  $E$  в области пространственного заряда при внешних напряжениях  $V_{\text{в}} = +0,3 \text{ В}$ ,  $V_{\text{в}} = 0 \text{ В}$  и  $V_{\text{в}} = -100 \text{ В}$ .  $N_D = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ .
- 2.4. Чему равны электрическое поле  $E$  и потенциал  $\phi$  в барьере Шоттки  $n$ -Si – Au при напряжении  $V_{\text{в}} = -5 \text{ В}$  на расстоянии  $z = 1,2 \text{ мкм}$  от границы раздела кремний – золото,  $\rho = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ .
- 2.5. Найти, чему равны плотности тока  $j$  в барьере Шоттки  $n$ -GaAs – Pt при внешнем напряжении  $V_{\text{в}} = +0,5 \text{ В}$  и  $V_{\text{в}} = -5 \text{ В}$ . Чем обусловлены эти токи?  $\rho = 50 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ .
- 2.6. Рассчитать высоту потенциального барьера  $\phi_k$  в  $p$ - $n$ -переходе  $n$ -Ge –  $p$ -Ge с объемным сопротивлением  $\rho = 2 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ . Как изменится высота потенциального барьера на границе при изменении напряжения от  $V_{\text{в}} = +0,15 \text{ В}$  до  $V_{\text{в}} = -5 \text{ В}$ . Нарисовать зонные диаграммы.
- 2.7. Найти максимальное электрическое поле  $E$  и ширину областей пространственного заряда  $W_n$  и  $W_p$  в электронном и дырочном германии для  $p$ - $n$ -перехода в равновесных условиях.  $\rho_n = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ,  $\rho_p = 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ .
- 2.8. Как изменится величина и направление электрического поля в  $p$ - $n$ -переходе  $n$ -Si –  $p$ -Si с  $\rho = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  при изменении внешнего напряжения с прямого  $V_{\text{в}} = +0,4 \text{ В}$

на обратное  $V_G = -2$  В на расстоянии  $z = +0,2$  мкм от границы раздела электронного и дырочного полупроводников.

2.9. Рассчитать изменение потенциального барьера  $\phi(z)$  вглубь полупроводников в  $p$ - $n^+$ -переходе  $n^+$ -Si –  $p$ -Si при напряжении  $V = -1$  В с шагом  $\Delta z = 0,1$  мкм.  $\rho_n = 0,001$  Ом·см,  $\rho_p = 4,5$  Ом·см. Нарисовать зонную диаграмму.

2.10. Рассчитать величину тока  $I$  в кремниевом  $p$ - $n$ -переходе при внешнем напряжении  $V_G = +0,5$  В и  $V_G = -0,5$  В. Уровни легирования:  $N_A = 10^{16}$  см $^{-3}$ ,  $N_D = 10^{14}$  см $^{-3}$ , площадь  $S = 1$  мм $^2$ .

2.11. Рассчитать и построить зонную диаграмму гетероперехода  $n$ -Ge –  $p$ -GaAs.  $N_{D,A} = 10^{16}$  см $^{-3}$ .

2.12. Имеется резкий кремниевый  $p$ - $n$ -переход при комнатной температуре  $T = 300$  К с площадью  $S = 10^{-3}$  см $^2$  и концентрацией легирующей примеси  $N_D = N_A = 10^{18}$  см $^{-3}$ . Вычислить накопленный заряд и время, за которое обратное смещение возрастет от 0 до  $-10$  В, если ток через этот диод равен 1 мА.

# Глава 3

## Физика поверхности и МДП-структуры

### 3.1. Область пространственного заряда (ОПЗ) в равновесных условиях эмиссии

#### 3.1.1. Зонная диаграмма приповерхностной области полупроводника в равновесных условиях

Будем рассматривать изменение энергетического спектра свободных носителей заряда в приповерхностной области полупроводника под действием внешнего электрического поля. При этом будем считать, что на поверхности полупроводника энергетический спектр при отсутствии внешнего поля точно такой же, как и в объеме, т.е. поверхность полупроводника является идеальной, без поверхностных состояний. Оценим характерные величины, определяющие электрофизические свойства полупроводника. При концентрации легирующей донорной примеси  $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и условии ее полной ионизации среднее расстояние между донорами, а также между свободными электронами будет составлять величину  $\langle a \rangle = N_D^{-1/3} = 1000 \text{ \AA}$ . Пусть электрическое поле  $E$  в полупроводнике создается бесконечной плоскостью с зарядом  $\sigma$  на единицу площади, отстоящей на некотором расстоянии от поверхности полупроводника. Известно, что

$$E = \frac{\sigma}{2\epsilon\epsilon_0} = \frac{qN_M}{2\epsilon\epsilon_0} \quad (3.1)$$

где  $N_M$  — плотность зарядов на металлической плоскости единичной площади,  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость промежутка.

Отсюда, полагая  $\epsilon \approx 10$  и  $E = 10^6 \div 10^7 \text{ В/см}$ , получаем  $N_M = 10^{12} \div 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Следовательно, в экранировке электрического поля в полупроводнике или любом другом твердом теле должны принять участие  $10^{12} \div 10^{13}$  свободных или фиксированных зарядов на единицу площади. В металлах, где концентрация свободных электронов в единице объема  $n \approx 10^{22} \text{ см}^{-3}$ , такое количество свободных носителей соответствует их перераспределению на величину порядка межатомных расстояний, и, следовательно, электрическое поле вглубь металлов не проникает. В диэлектриках, где концентрация свободных носителей меньше  $10^5 \text{ см}^{-3}$ , электрическое поле не экранируется (кроме как поляризационными процессами) и проникает на любое расстояние вглубь диэлектрика. В полупроводниках ситуация промежуточная. Например, для экранировки электрического поля от отрицательного заряда плотностью  $N_M = 10^{11} \text{ см}^{-2}$  на металлическом электроде в электронном полупроводнике требуется слой ионизованных доноров шириной  $W = N_M/N_D = 10^{-4} \text{ см} = 1 \text{ мкм}$ . Для экранировки поля от положительного заряда необходимо подтянуть электроны из объема полупроводника. При этом характерная глубина проникновения электрического поля также составляет десятки и сотни ангстрем.

Следовательно, из-за малой концентрации свободных носителей заряда в объеме полупроводника возможно проникновение электрического поля вглубь полупроводни-

ка на большие, по сравнению с межатомными, расстояния. Проникшее электрическое поле перераспределяет свободные носители заряда. Это явление получило название эффекта поля. Таким образом, *эффект поля* – это изменение концентрации свободных носителей в приповерхностной области полупроводника под действием внешнего электрического поля. Поскольку заряд свободных носителей или ионизованных доноров пространственно распределен в приповерхностной области полупроводника и эта область не является электронейтральной, она получила название *область пространственного заряда* (ОПЗ).

Отметим, что в случае реализации эффекта поля источником внешнего электрического поля могут быть заряды на металлических пластинах вблизи поверхности полупроводника, заряды на границе и в объеме диэлектрического покрытия и т.д.

Наличие электрического поля  $E(x)$  в ОПЗ меняет величину потенциальной энергии электрона в этой области. Если электрическое поле направлено от поверхности вглубь полупроводника, то электроны будут иметь минимальную энергию в этом поле вблизи поверхности, где для них энергетическое положение соответствует наличию потенциальной ямы. Очевидно, что изменение потенциальной энергии электрона

$$U(x) - U(\infty) = \int_{\infty}^x E(x) dx, \text{ где } U(\infty) - \text{потенциальная энергия электрона в нейтральном}$$

объеме полупроводника. Поскольку на дне зоны проводимости кинетическая энергия электронов равна нулю, изменение потенциальной энергии по координате должно изменить точно так же ход дна зоны проводимости, а соответственно, и вершины валентной зоны. Этот эффект изображен на зонных диаграммах, приведенных на рис. 3.1, 3.2, и получил название *изгиба энергетических зон*. Величина разности потенциалов между квазинейтральным объемом и произвольной точкой ОПЗ получила название *электростатического потенциала*:

$$\psi = \frac{1}{q} \int_x^{\infty} E(x) dx. \tag{3.2}$$

Значение электростатического потенциала на поверхности полупроводника называется *поверхностным потенциалом* и обозначается  $\psi_s$ . На зонной диаграмме (рис. 3.1) величина  $\psi_s$  отрицательна.

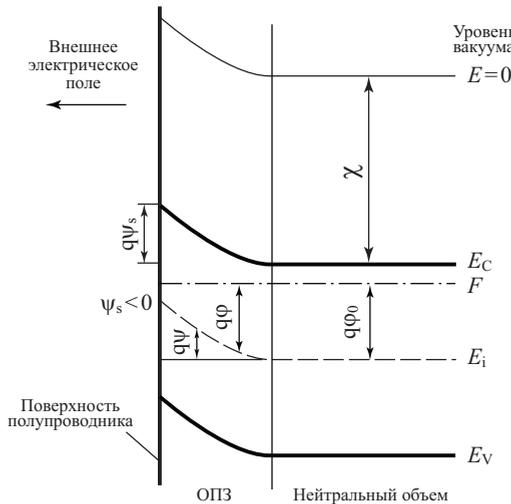


Рис. 3.1. Зонная диаграмма приповерхностной области полупроводника n-типа

Выразим концентрацию электронов  $n$  и дырок  $p$  в ОПЗ через электростатический потенциал  $\psi$ . В квазинейтральном объеме в невырожденном случае

$$\begin{aligned} n_0 &= n_i e^{\beta\phi_0}, \\ p_0 &= p_i e^{-\beta\phi_0}, \end{aligned} \tag{3.3}$$

где  $\beta = q/kT$ ,  $\phi_0$  – расстояние от уровня Ферми до середины запрещенной зоны в квазинейтральном объеме. Величины  $n$  и  $p$  в ОПЗ будут:

$$\begin{aligned} n &= n_i e^{\beta\phi} = n_i e^{\beta(\psi+\phi_0)} = n_0 e^{\beta\psi}, \\ p &= p_i e^{-\beta\phi} = p_i e^{-\beta(\psi+\phi_0)} = p_0 e^{-\beta\psi}. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Величины концентраций электронов  $n_s$  и дырок  $p_s$  на поверхности носят название **поверхностной концентрации** и имеют значения:

$$\begin{aligned} n_s &= n_0 e^{\beta\psi_s}, \\ p_s &= p_0 e^{-\beta\psi_s}. \end{aligned} \tag{3.5}$$

В зависимости от направления и величины внешнего электрического поля, типа полупроводниковой подложки различают 4 различных состояния поверхности полупроводника: обогащение, обеднение, слабая инверсия и сильная инверсия. Все эти ситуации отражены на рис. 3.2 для полупроводника  $n$ -типа.

**Обогащение** – состояние поверхности полупроводника, когда поверхностная концентрация основных носителей больше, чем концентрация основных носителей в нейтральном объеме (рис. 3.2, а).

$n$ -тип	$n_s > n_0$	зоны изогнуты вниз	$\psi_s > 0$
$p$ -тип	$p_s > p_0$	зоны изогнуты вверх	$\psi_s < 0$

**Обеднение** – состояние поверхности полупроводника, когда поверхностная концентрация неосновных носителей меньше, чем концентрация основных носителей в квазинейтральном объеме, но больше, чем поверхностная концентрация неосновных носителей (рис. 3.2, б).

$n$ -тип	$p_s < n_s < n_0$	зоны изогнуты вверх	$\psi_s < 0$	$0 <  \psi_s  < \phi_0$
$p$ -тип	$n_s < p_s < p_0$	зоны изогнуты вниз	$\psi_s > 0$	$0 < \psi_s < \phi_0$

Переход от состояния обогащения к состоянию обеднения происходит при значении поверхностного потенциала  $\psi_s = 0$ , получившем название **потенциала «плоских» зон**. При этом концентрации основных и неосновных носителей на поверхности и в объеме совпадают.

**Слабая инверсия** – состояние поверхности полупроводника, когда поверхностная концентрация неосновных носителей больше, чем поверхностная концентрация основных, но меньше, чем концентрация основных носителей в квазинейтральном объеме (рис. 3.2, в).

$n$ -тип	$n_s < p_s < n_0$	зоны изогнуты вверх	$\psi_s < 0$	$\phi_0 <  \psi_s  < 2\phi_0$
$p$ -тип	$p_s < n_s < p_0$	зоны изогнуты вниз	$\psi_s > 0$	$\phi_0 < \psi_s < 2\phi_0$

Переход от области обеднения к области слабой инверсии происходит при значении поверхностного потенциала  $|\psi_s| = \varphi_0$ , соответствующем состоянию поверхности с собственной проводимостью:

$$n_s = p_s = n_i.$$

**Сильная инверсия** – состояние поверхности полупроводника, когда поверхностная концентрация неосновных носителей больше, чем концентрация основных носителей в квазинейтральном объеме (рис. 3.2, з).

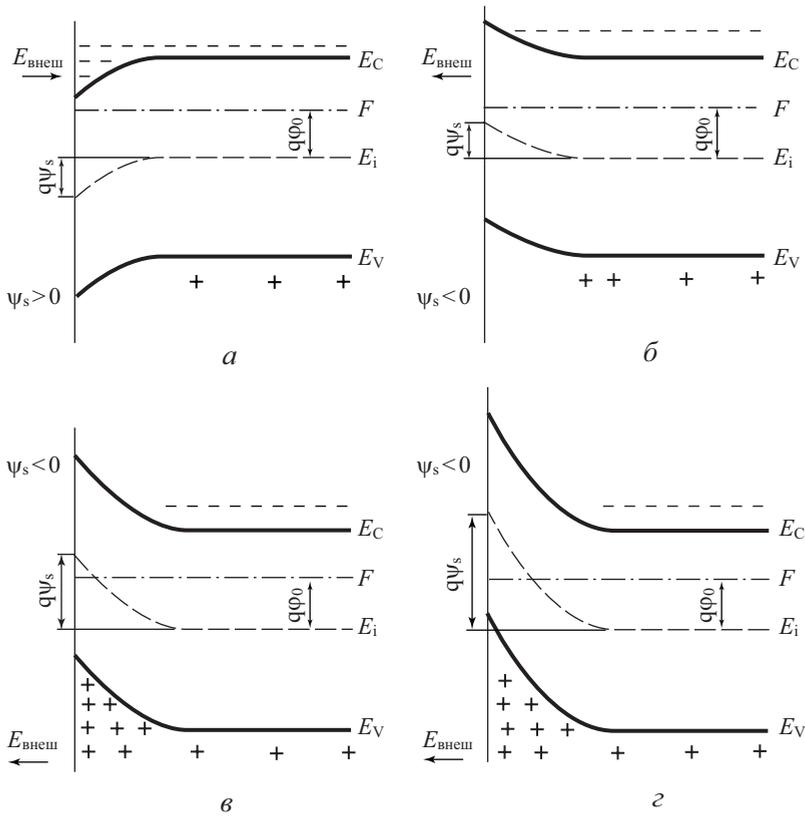


Рис. 3.2. Зонная диаграмма приповерхностной области полупроводника *n*-типа при различных состояниях поверхности: а) обогащение; б) обеднение; в) слабая инверсия; з) сильная инверсия

<i>n</i> -тип	$p_s > n_0$	зоны изогнуты вверх	$\psi_s < 0$	$ \psi_s  > 2\varphi_0$
<i>p</i> -тип	$n_s > p_0$	зоны изогнуты вниз	$\psi_s > 0$	$\psi_s > 2\varphi_0$

Переход от области слабой инверсии к области сильной инверсии происходит при значении поверхностного потенциала  $\psi_s = 2\varphi_0$ , получившем название «**порогового**» **потенциала**. При этом концентрация неосновных носителей на поверхности равна концентрации основных носителей в объеме полупроводника.

Та область в ОПЗ, где суммарная концентрация свободных носителей электронов и дырок меньше, чем концентрация ионизованной примеси, называется **областью обеднения**. Область в ОПЗ, где концентрация свободных неосновных носителей больше, чем основных, получила название **инверсионного канала**.

## 3.2. Заряд в области пространственного заряда

Одной из основных задач при анализе области пространственного заряда полупроводника является нахождение связи между электростатическим потенциалом  $\psi(x)$ , с одной стороны, и величинами заряда в области пространственного заряда  $Q_s$ , избытка электронов и дырок  $\Gamma_{p,n}$ , емкости ОПЗ  $C_s$  – с другой. Нахождение этой связи основано на решении уравнения Пуассона для ОПЗ.

### 3.2.1. Уравнение Пуассона для ОПЗ

Запишем уравнение Пуассона для полупроводника  $p$ -типа:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{\rho(x)}{\varepsilon_0\varepsilon_s}. \quad (3.6)$$

Величина  $\rho(x)$  в общем случае, когда отсутствует ограничение на малость возмущения, будет:

$$\rho(z) = q(N_D^+ - N_A^- + p - n). \quad (3.7)$$

В квазинейтральном объеме, где условие электронейтральности выполняется,  $\rho(x) = 0$ .

Тогда

$$N_D^+ - N_A^- = n_0 - p_0. \quad (3.8)$$

Поскольку, как было показано в (3.3–3.5),

$$\begin{aligned} n &= n_0 e^{\beta\psi}, & p &= p_0 e^{-\beta\psi}, \\ n_0 &= n_i e^{-\beta\phi_0}, & p_0 &= p_i e^{\beta\phi_0}, \end{aligned}$$

для  $\rho(z)$  в ОПЗ имеем:

$$\rho(x) = -qp_0[e^{-2\beta\phi_0}(e^{\beta\psi} - 1) - e^{-\beta\psi} + 1]. \quad (3.9)$$

Подставляя (3.9) в (3.6), имеем для нахождения  $\psi(z)$  дифференциальное уравнение:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = \frac{qp_0}{\varepsilon_s\varepsilon_0}[e^{-2\beta\phi_0}(e^{\beta\psi} - 1) - e^{-\beta\psi} + 1]. \quad (3.10)$$

Домножим выражение для дебаевской длины экранирования, которое представлено в разделе 2.5 формулой (2.23), слева и справа на величину  $\frac{d\psi}{dz}$ . Тогда

$$\frac{d\psi}{dz} \cdot \frac{d^2\psi}{dz^2} = \frac{1}{2} \frac{d}{dz} \left( \frac{d\psi}{dz} \right)^2. \quad (3.11)$$

Следовательно,

$$d \left( \frac{d\psi}{dz} \right)^2 = \frac{2qp_0}{\varepsilon_s\varepsilon_0} [e^{-2\beta\phi_0}(e^{\beta\psi} - 1) - e^{-\beta\psi} + 1] d\psi. \quad (3.12)$$

Проинтегрировав (3.12) от бесконечности до некоторой точки ОПЗ, получаем:

$$\left(\frac{d\psi}{dz}\right)^2 = \frac{qp_0}{\varepsilon_s \varepsilon_0} \frac{1}{\beta} [(e^{-\beta\psi} + \beta\psi - 1) + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta\psi} - \beta\psi - 1)]. \quad (3.13)$$

Воспользовавшись определением дебаевской длины экранирования  $L_D$  (2.23), а также соотношением  $E(z) = -\frac{d\psi}{dz}$ , получаем:

$$E^2 = \left(\frac{kT}{q}\right)^2 \frac{2}{L_D^2} [(e^{-\beta\psi} + \beta\psi - 1) + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta\psi} - \beta\psi - 1)]. \quad (3.14)$$

Обозначим

$$F(\psi, \phi_0) \equiv [(e^{-\beta\psi} + \beta\psi - 1) + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta\psi} - \beta\psi - 1)]^{1/2}. \quad (3.15)$$

Из (3.14) и (3.15) имеем:

$$E = -\frac{d\psi}{dz} = \pm \frac{kT}{q} \frac{\sqrt{2}}{L_D} F(\psi, \phi_0). \quad (3.16)$$

Соотношение (3.16) называется *первым интегралом уравнения Пуассона*.

Знак электрического поля выбирается в зависимости от знака поверхностного потенциала. Если  $\psi_s > 0$  (**обеднение основными носителями или инверсия**), поле направлено вглубь полупроводника по оси  $z$  и положительно. При  $\psi_s < 0$  поле  $E$  направлено против оси  $z$  и отрицательно.

Величина электрического поля на поверхности  $E_s$  будет:

$$E_s = \pm \frac{kT}{q} \frac{\sqrt{2}}{L_D} F(\psi_s, \phi_0). \quad (3.17)$$

Поскольку согласно теореме Гаусса величина электрического поля на поверхности  $E_s$  связана определенным образом с плотностью пространственного заряда на единицу площади  $Q_{sc}$ , имеем:

$$Q_{sc} = \varepsilon_s \varepsilon_0 E_s = \pm \frac{\sqrt{2} \varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q L_D} F(\psi_s, \phi_0). \quad (3.18)$$

Отметим, что соотношения (3.16)–(3.18), полученные в этом разделе, являются очень важными и будут в дальнейшем неоднократно привлекаться для анализа ОПЗ.

### 3.2.2. Выражение для заряда в ОПЗ

Выражение (3.18) для заряда в ОПЗ, полученное в предыдущем параграфе, справедливо для любых значений поверхностного потенциала. Однако использование его для конкретных случаев довольно затруднено в силу громоздкости функции  $F(\psi, \phi_0)$  в виде (3.15). Получим выражение для заряда  $Q_{sc}$ , упростив соотношение (3.18) для различных областей.

**Область обогащения** ( $\psi_s < 0$ ). Для полупроводника  $p$ -типа заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  обусловлен зарядом свободных дырок  $Q_p$ , как только

$$\begin{aligned} |\psi_s| > \frac{kT}{q}; \quad |\beta\psi_s| > 1, \\ Q_{sc} = Q_p = \frac{\sqrt{2} \varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q L_D} e^{-\frac{\beta\psi_s}{2}}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

**Область обеднения** ( $\varphi_0 > \psi_s > 0$ ). Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  обусловлен только зарядом ионизованных акцепторов  $Q_B$ . Из (3.16), (3.18) следует, что

$$Q_{sc} = Q_B = \sqrt{2\varepsilon_s \varepsilon_0 q N_A \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right)} = \frac{\sqrt{2\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}}{q L_D} (\beta \psi_s - 1)^{1/2}. \quad (3.20)$$

Ширина обедненной области

$$W = \frac{Q_B}{q N_A} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0}{q N_A} \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right)}.$$

**Область слабой инверсии** ( $2\varphi_0 > \psi_s > \varphi_0$ ). Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$ , так же как и в случае обеднения, обусловлен только зарядом ионизованных акцепторов  $Q_B$ , поскольку заряд свободных электронов  $Q_n \ll Q_B$ .

$$Q_{sc} = Q_B = \sqrt{2\varepsilon_s \varepsilon_0 q N_A \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right)} = \frac{\sqrt{2\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}}{q L_D} (\beta \psi_s - 1)^{1/2}. \quad (3.21)$$

**Область сильной инверсии** ( $\psi_s > 2\varphi_0$ ). Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  обусловлен в основном зарядом свободных электронов вблизи поверхности в инверсионном канале  $Q_n$ , хотя в начале области сильной инверсии еще существен вклад заряда ионизованных акцепторов:

$$Q_{sc} = Q_W + Q_B \approx Q_n = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{\sqrt{2} q L_D} e^{\frac{\beta(\psi_s - 2\varphi_0)}{2}}. \quad (3.22)$$

Величина заряда ионизованных акцепторов  $Q_B$  в ОПЗ и ширина слоя обеднения  $W$  не зависят от поверхностного потенциала  $\psi_s$  и равны:

$$Q_B = \sqrt{2q\varepsilon_s \varepsilon_0 N_A \left( 2\varphi_0 - \frac{kT}{q} \right)}; \quad W = \sqrt{\frac{2q\varepsilon_s \varepsilon_0}{q N_A} \left( 2\varphi_0 - \frac{kT}{q} \right)}. \quad (3.23)$$

Отметим, что, как следует из рис. 3.2 и выражений (3.19)–(3.22), область обогащения по многим параметрам подобна области сильной инверсии, а область обеднения – области слабой инверсии. На рис. 3.3 приведено значение заряда в ОПЗ  $Q_{sc}$  как функции поверхностного потенциала  $\psi_s$ , рассчитанное для конкретного случая.

### 3.2.3. Избыток свободных носителей заряда

Важной характеристикой ОПЗ является значение заряда свободных носителей (электронов или дырок)  $Q_{p,n}$  или, если выразить этот заряд в единицах элементарного заряда, величина **избытка электронов или дырок**  $\Gamma_{p,n}$  в ОПЗ. Определим величину  $\Gamma_p$  как

$$\Gamma_p = \int_0^{\infty} (p(z) - p_0) dz. \quad (3.24)$$

где  $p(z)$  – концентрация дырок в ОПЗ,  $p_0$  – концентрация дырок в квазинейтральном объеме.

Таким образом, избыток электронов или дырок – это избыточное по сравнению с равновесным в нейтральном объеме число свободных носителей на единицу площади ОПЗ. В ряде источников иногда избыток свободных носителей  $\Gamma_{p,n}$  называют **поверхностной концентрацией**. Это не совсем верно, ибо поверхностная концентрация по своему смыслу есть число свободных носителей заряда на единицу объема, рассчитанное на поверхности полупроводника. А избыток  $\Gamma_{p,n}$  есть избыточное число свободных носителей, проинтегрированное по глубине ОПЗ и рассчитанное на единицу площади.

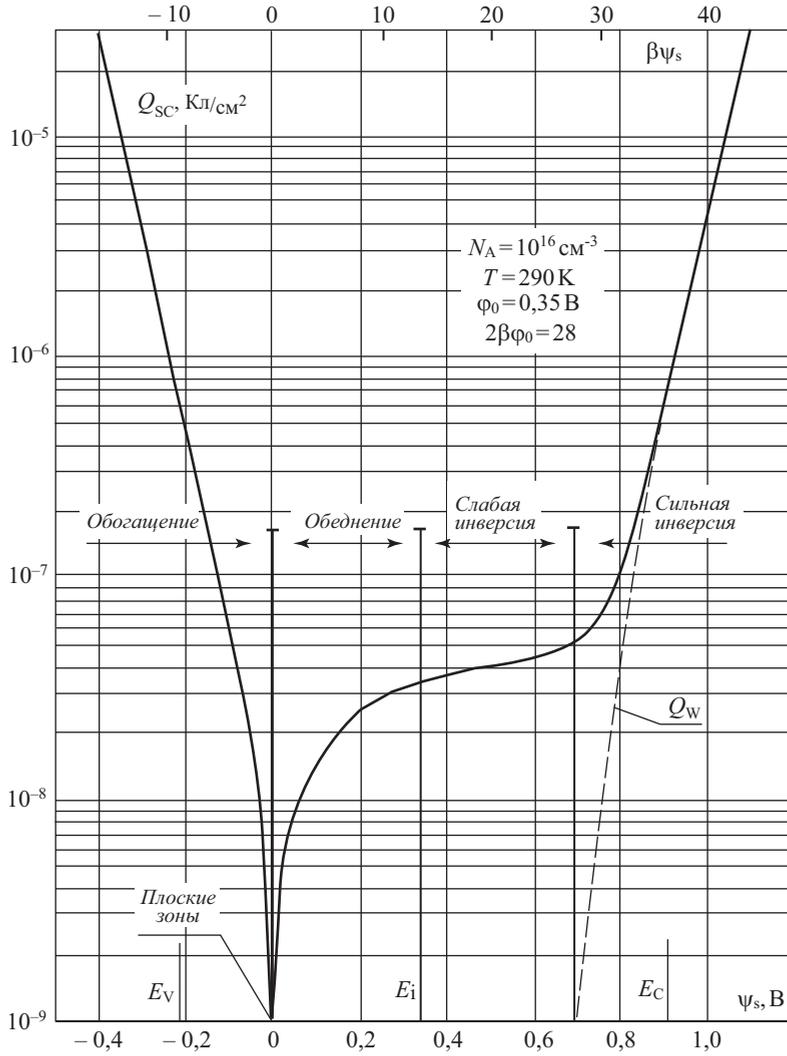


Рис. 3.3. Зависимость заряда в ОПЗ от поверхностного потенциала  $\psi_s$ , рассчитанная для кремния  $p$ -типа

Из (3.24) следует, что

$$\Gamma_p = p_0 \int_0^{\infty} (e^{-\beta\psi} - 1) dz = p_0 \int_{\psi_s}^0 \frac{e^{-\beta\psi} - 1}{\frac{d\psi}{dz}} d\psi. \quad (3.25)$$

Аналогично избыток электронов  $\Gamma_n$  равен:

$$\Gamma_n = n_0 \int_{\psi_s}^0 \frac{e^{\beta\psi} - 1}{\frac{d\psi}{dz}} d\psi. \quad (3.26)$$

Понятиями избытка  $\Gamma_{p,n}$  чаще пользуются, когда говорят о свободных носителях в инверсионном канале. Для случая обогащения выражения (3.25), (3.26), рассчитанные с учетом (3.15), при значениях  $|\beta\psi_s| > 3$  будут иметь вид:

$$\Gamma_p = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{\sqrt{2q^2 L_D}} e^{-\frac{\beta\psi}{2}}, \quad (3.27)$$

$$\Gamma_n = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{\sqrt{2q^2 L_D}} e^{\frac{\beta\psi}{2}}. \quad (3.28)$$

Для области слабой и сильной инверсии выражение для  $\Gamma_{p,n}$  можно получить в аналитическом виде из выражений для зарядов в ОПЗ, не прибегая к интегрированию (3.25), (3.26).

Действительно, заряд свободных носителей, например электронов, в инверсионном канале  $Q_n$  равен разности полного заряда  $Q_{sc}$  и заряда ионизованных доноров  $Q_B$ , для которых имеются аналитические выражения:

$$Q_n = Q_{sc} - Q_B. \quad (3.29)$$

Для случая инверсии соотношение (3.18) для  $Q_{sc}$  упрощается и будет иметь вид:

$$Q_{sc} = \left\{ 2q\varepsilon_s \varepsilon_0 N_A \left[ \psi_s + \frac{kT}{q} (e^{\beta(\psi_s - 2\phi_0)} - 1) \right] \right\}^{1/2}. \quad (3.30)$$

Используя выражения для  $Q_B$  в виде (3.20) и (3.23), получаем соответственно для области слабой и сильной инверсии выражения для  $Q_n$  в виде:

$$Q_n = \left[ 2q\varepsilon_s \varepsilon_0 N_A \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right) \right]^{1/2} \left\{ \left[ 1 + \frac{kT}{q} \frac{e^{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}}{\psi_s - \frac{kT}{q}} \right]^{1/2} - 1 \right\}, \quad (3.31)$$

$$Q_n = \left[ 2q\varepsilon_s \varepsilon_0 N_A \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right) \right]^{1/2} \left\{ \left[ 1 + \frac{kT}{q} \frac{e^{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}}{\psi_s - \frac{kT}{q}} \right]^{1/2} - \left[ \frac{2\phi_0 - \frac{kT}{q}}{\psi_s - \frac{kT}{q}} \right]^{1/2} \right\}. \quad (3.32)$$

Для случая (3.32), используя соотношение

$$(1+x)^{1/2} \approx 1 + \frac{x}{2}, \quad \text{при } x \ll 1$$

получаем:

$$Q_n = C_B \frac{kT}{q} e^{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}. \quad (3.33)$$

Здесь  $C_B = -\frac{\partial Q_B}{\partial \psi} = \left[ \frac{2q\varepsilon_s \varepsilon_0 N_A}{\psi_s - \frac{kT}{q}} \right]^{1/2}$  емкость обедненной области.

Для случая (3.33) удовлетворительная аппроксимация существует только при  $\beta(\psi_s - 2\phi_0) > 7$  и имеет вид:

$$Q_n = [2kT\varepsilon_s\varepsilon_0N_A]^{1/2} e^{\frac{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}{2}}. \quad (3.34)$$

Отметим, что выражение (3.33) совпадает с соответствующим выражением для  $Q_n$  в уравнении (3.22). Величина избытка электронов  $\Gamma_n = Q_n/q$  будет для области слабой и сильной инверсии при соответствующих ограничениях равна:

$$\Gamma_n = C_p \frac{kT}{q^2} e^{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}, \quad (3.35)$$

$$\Gamma_n = \left( 2 \frac{kT}{q^2} \varepsilon_s \varepsilon_0 N_A \right)^{1/2} e^{\frac{\beta(\psi_s - 2\phi_0)}{2}}. \quad (3.36)$$

Из соотношения (3.36) при значении  $\psi_s = 2\phi_0$ , т.е. для начала области сильной инверсии, можно получить, что для кремния с удельным сопротивлением  $\rho = (1 \div 10)$  Ом·см величина избытка  $\Gamma_n(\psi_s = 2\phi_0) = (10^9 \div 10^{10})$  см<sup>-2</sup>. Максимальное значение избытка  $\Gamma_n$ , достигаемое в ОПЗ, составляет  $\Gamma_{n\max} = (1 \div 2) \cdot 10^{13}$  см<sup>-2</sup> и ограничивается пробоем ОПЗ полупроводника.

Из соотношений (3.35, 3.36) следует, что избыток свободных носителей экспоненциально зависит от значения поверхностного потенциала  $\psi_s$  и слабо зависит от температуры и легирования полупроводника. На рис. 3.4 и 3.5 приведены соответствующие графики зависимости  $Q_n$  и  $\Gamma_n$  от значения  $\psi_s$ .

### 3.2.4. Среднее расстояние локализации свободных носителей от поверхности полупроводника

Для ряда процессов, протекающих в ОПЗ, важной характеристикой является *среднее расстояние*  $\lambda_c$ , на котором локализованы свободные носители заряда, электроны или дырки, от поверхности полупроводника. Определим величину  $\lambda_c$  следующим образом:

$$\lambda_c = \frac{\int_0^\infty \rho(z)z dz}{\int_0^\infty \rho(z) dz}, \quad (3.37)$$

где  $\rho(z)$  – плотность заряда свободных носителей в направлении, перпендикулярном поверхности.

Очевидно, что интеграл

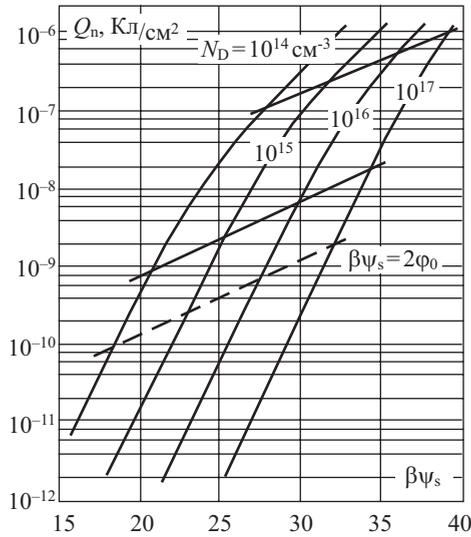
$$\int_0^\infty \rho(z) dz = Q_{p,n} \quad (3.38)$$

равен заряду свободных носителей в ОПЗ. Для случая обогащения поверхности основными носителями (для полупроводника  $p$ -типа – дырками) величина  $\lambda_c$  будет после соответствующего интегрирования равна:

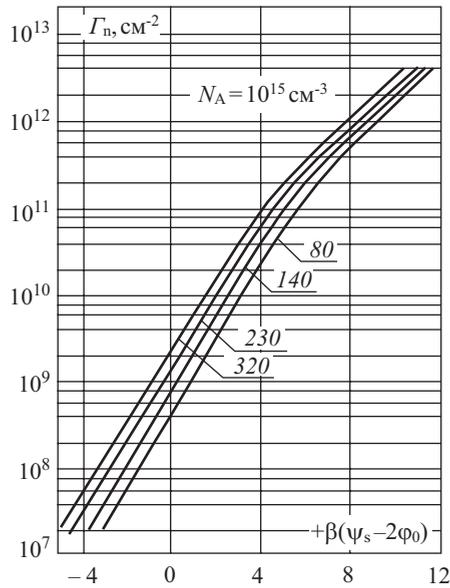
$$\lambda_c = \frac{\beta\psi_s L_D}{F(\psi_s, \phi_0)}. \quad (3.39)$$

Отметим, что соотношение (3.39) применимо и для случая инверсии, если под  $\lambda_c$  понимать центр масс расположения полного заряда  $Q_{sc}$  в ОПЗ.

Для области слабой инверсии электрическое поле  $E(z)$  в пределах инверсионного слоя постоянно и равно полю на поверхности  $E_s$ . Электростатический потенциал линейно спадает по инверсионному слою:



**Рис. 3.4.** Зависимость заряда свободных электронов  $Q_n$  в инверсионном канале от поверхностного потенциала  $\psi_s$ , рассчитанная для кремния р-типа с различной концентрацией акцепторов



**Рис. 3.5.** Зависимость избытка электронов  $\Gamma_n$  в инверсионном канале от поверхностного потенциала  $\psi_s$ , рассчитанная для кремния р-типа при различной температуре

$$\psi = \psi_s - E_s z. \tag{3.40}$$

При этом распределение концентрации  $n(z)$  по глубине инверсионного слоя будет:

$$n(z) = n_0 e^{\beta(\psi_s - E_s z)} = n_s e^{-\beta E_s z}. \tag{3.41}$$

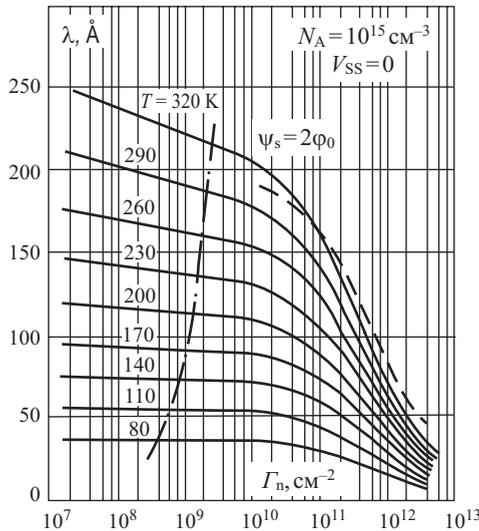
Тогда из (3.39) и (3.41) с учетом (3.4), (3.5) и (3.18) следует:

$$\lambda_c = \frac{1}{\beta E_s} = \frac{\epsilon_s \epsilon_0 k T}{q Q_B}. \tag{3.42}$$

Как следует из (3.42), в области слабой инверсии среднее расстояние  $\lambda_c$  свободных носителей заряда слабо зависит от поверхностного потенциала  $\psi_s$ , а следовательно, и от избытка свободных носителей в канале. Зависимость  $\lambda_c$  от температуры  $T$  близка к линейной.

Для области очень сильной инверсии, когда  $Q_n \gg Q_B$ , выражение для центра электронов в инверсионном канале дается соотношением (3.39). В промежуточной области значений поверхностного потенциала среднее расстояние  $\lambda_c$  необходимо рассчитывать, пользуясь численными методами, по уравнению (3.37).

На рис. 3.6 приведен результат такого численного расчета. Обращает на себя внимание тот факт, что значения центра  $\lambda_c$  лежат в пределах (20÷300) Å в реально достижимых случаях как для случая обогащения, так и для инверсии. Особой точкой является значение потенциала плоских зон  $\psi_s = 0$ , где значение  $\lambda_c$  равняется дебаевской длине экранирования, достигающей десятых долей микрона.



**Рис. 3.6.** Рассчитанное численно среднее расстояние локализации электронов  $\lambda_c$  в ОПЗ в зависимости от избытка электронов  $\Gamma_n$  при разных температурах. Пунктирная линия соответствует самосогласованному квантовому расчету Стерна для многих уровней при  $T = 300$  К для кремния  $p$ -типа

### 3.2.5. Форма потенциального барьера на поверхности полупроводника

При решении уравнения Пуассона в разделе 3.2.1 нами был получен первый интеграл в виде (3.16). Для нахождения формы потенциального барьера, т.е. зависимости электростатического потенциала  $\psi(z)$ , необходимо проинтегрировать соотношение (3.16) и получить **второй интеграл уравнения Пуассона**:

$$\int_{\psi_s}^{\psi} \frac{d\psi}{F(\psi_s, \phi_0)} = \frac{kT}{q} \frac{1}{L_D} z. \quad (3.43)$$

В общем виде уравнение (3.43) решить и найти аналитическое выражение  $\psi(z)$  не удастся. Рассмотрим частные случаи.

#### 1. Собственный полупроводник: $p = n = n_i$ ; $\phi_0 = 0$

Из (3.15) следует, что величина  $F(\psi, \phi_0)$  для собственного полупроводника

$$F(\psi, \phi_0) = (e^{-\beta\psi} + e^{\beta\psi} - 2)^{1/2} = \frac{1}{2} \operatorname{sh} \left( \frac{\beta\psi}{2} \right). \quad (3.44)$$

Подставляя (3.44) в (3.43), имеем:

$$\frac{z}{L_D} = \frac{q}{\sqrt{2kT}} \int_{\psi_s}^{\psi} \frac{dz}{\operatorname{sh} \left( \frac{\beta\psi}{2} \right)}. \quad (3.45)$$

Легко убедиться, что решение (3.45) будет в виде:

$$\frac{\sqrt{2}z}{L_D} = \ln \frac{\operatorname{th} \frac{\beta\psi_s}{4}}{\operatorname{th} \frac{\beta\psi}{4}}. \quad (3.46)$$

или

$$\operatorname{th} \left( \frac{\beta\psi}{4} \right) = \operatorname{th} \left( \frac{\beta\psi_s}{4} \right) \exp \left( \frac{\sqrt{2}z}{L_D} \right). \quad (3.47)$$

Из (3.47) трудно наглядно представить форму потенциального барьера. Расчет показывает быстрый спад  $\psi(z)$  вблизи поверхности и относительно медленное убывание при больших величинах  $z$ .

#### 2. Обеднение и слабая инверсия в примесном полупроводнике

Для этой области, как следует из (3.15), функция  $F(\psi, \phi_0)$  имеет совсем простой вид. Второй интеграл уравнения Пуассона при этом будет равен:

$$\int_{\psi_s}^{\psi} \frac{d\psi}{\left( \beta\psi - \frac{kT}{q} \right)^{1/2}} = \frac{kT}{q} \frac{1}{L_D} z. \quad (3.48)$$

Используя граничное условие, что при  $z = W$ , т.е. ширине ОПЗ в обеднении и слабой инверсии потенциала  $\psi = 0$ , получаем непосредственным интегрированием:

$$\psi(z) = \psi_s \left( 1 - \frac{z}{W} \right)^2. \quad (3.49)$$

Таким образом, из (3.49) следует, что потенциал  $\psi$  в ОПЗ в случае обеднения и слабой инверсии квадратично спадает по глубине ОПЗ. Поскольку толщина инверсионного слоя много меньше ширины обедненной области, то в первом приближении

$$\psi(z) = \psi_s - \frac{2\psi_s}{W} z = \psi_s - E_s z. \tag{3.50}$$

Потенциал  $\psi$  в области слабой инверсии спадает по толщине инверсионного слоя по линейному закону, поэтому говорят о треугольной потенциальной яме на поверхности.

**3. Область обогащения и очень сильной инверсии в примесном полупроводнике**

Будем рассматривать область изменения поверхностного потенциала  $\psi_s$ , когда для зарядов в ОПЗ справедливы соотношения (3.19) и (3.22). Получим форму потенциально-го барьера  $\psi(z)$  для случая инверсии, а для случая обогащения вид будет аналогичный.

Из (3.44) и (3.15) следует, что при  $\beta\psi > 7$

$$\int_{\psi_s}^{\psi} \frac{d\psi}{e^{-\frac{\beta(\psi-2\phi_0)}{2}}} = \frac{kT}{q} \frac{\sqrt{2}}{L_D} z. \tag{3.51}$$

Непосредственное интегрирование (3.51) приводит к зависимости:

$$\psi(z) = 2\phi_0 - \frac{2kT}{q} \ln \left[ \frac{\sqrt{2}z}{L_D} + e^{-\beta(\psi_s-2\phi_0)} \right]. \tag{3.52}$$

Для случая обогащения аналогично получаем:

$$\psi(z) = \frac{2kT}{q} \ln \left[ \frac{\sqrt{2}z}{L_D} + e^{\frac{\beta\psi_s}{2}} \right]. \tag{3.53}$$

Потенциал  $\psi(z)$  в этой области меняется по логарифмическому закону, в таком случае говорят о логарифмической яме на поверхности полупроводника.

**3.3. Емкость области пространственного заряда**

Поскольку полный заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  зависит от величины поверхностного потенциала  $\psi_s$ , то область пространственного заряда обладает определенной емкостью  $C_{sc}$ .

Величина  $C_{sc}$ , как следует из соотношения (3.18), будет равна:

$$C_{sc} \equiv \frac{\partial Q_{sc}}{\partial \psi_s} = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{\sqrt{2}L_D} \frac{\left[ (1 - e^{-\beta\psi_s}) + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta\psi_s} - 1) \right]}{F(\psi_s, \phi_0)}. \tag{3.54}$$

Для того, чтобы получить выражения для емкости ОПЗ в различных случаях (обеднение, обогащение, инверсия), можно либо непосредственно воспользоваться (3.54), либо воспользоваться выражениями для заряда  $Q_{sc}$ , полученными в разделе 3.2.2. Напомним, что рассматривается полупроводник  $p$ -типа.

**Область обогащения ( $\psi_s < 0$ )**

Емкость ОПЗ  $C_{sc}$  обусловлена емкостью свободных дырок  $C_p$ :

$$C_{sc} = C_p = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{L_D} e^{\frac{\beta\psi_s}{2}}. \tag{3.55}$$

**Область обеднения и слабой инверсии ( $2\phi_0 > \psi_s > 0$ )**

Емкость ОПЗ  $C_{sc}$  обусловлена емкостью области ионизованных акцепторов  $C_B$ :

$$C_{sc} = C_B = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 q N_A}{\sqrt{2 \left( \psi_s - \frac{kT}{q} \right)}} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{W}. \quad (3.56)$$

Из соотношения (3.56) следует, что емкость  $C_{sc}$  в области обеднения слабо зависит от поверхностного потенциала  $\psi_s$ , убывая с ростом последнего. Минимальное значение емкости  $C_{sc}$  достигается вблизи порогового значения поверхностного потенциала.

Емкость ОПЗ в области обеднения и слабой инверсии эквивалентна емкости плоского конденсатора, заполненного диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_s$ , пластины которого находятся друг от друга на расстоянии  $W$ , равном ширине ОПЗ.

#### **Плоские зоны ( $\psi_s = 0$ )**

Соотношения (3.55) и (3.56) несправедливы при  $\psi_s \rightarrow 0$ , т.е. в области плоских зон у поверхности полупроводника. Непосредственная подстановка  $\psi_s = 0$  в выражение (3.55) приводит к неопределенности типа «ноль делить на ноль».

Для расчета емкости плоских зон  $C_{FB}$  необходимо провести разложение экспоненты в (3.55) в ряд и после предельных переходов имеем:

$$C_{sc} = C_{FB} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{L_D} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 q N_A}{\sqrt{\frac{kT}{q}}}. \quad (3.57)$$

Емкость ОПЗ в плоских зонах эквивалентна емкости плоского конденсатора с обкладками, удаленными на дебаевскую длину экранирования.

#### **Область сильной инверсии ( $\psi_s > 2\varphi_0$ )**

Емкость ОПЗ  $C_n$  обусловлена емкостью свободных электронов  $C_n$  в инверсионном слое и при достаточно больших значениях поверхностного потенциала  $\beta(\psi_s - 2\varphi_0) \geq 7$  будет равна:

$$C_n = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{\sqrt{2} L_D} e^{\frac{\beta(\psi_s - 2\varphi_0)}{2}}. \quad (3.58)$$

Из анализа (3.55) и (3.58) следует, что емкости свободных носителей в обогащении и сильной инверсии экспоненциально зависят от поверхностного потенциала  $\psi_s$  и имеют одинаковые значения, если величину поверхностного потенциала отсчитывать для инверсии от порогового значения  $\psi_s = 2\varphi_0$ .

На рис. 3.7 приведен график зависимости емкости ОПЗ  $C_{sc}$  от величины поверхностного потенциала  $\psi_s$ , рассчитанной по соотношениям (3.55)–(3.58).

### 3.4. Влияние вырождения на характеристики ОПЗ полупроводника

При высоком уровне легирования полупроводниковой подложки или сильных изгибах зон уровень Ферми в ОПЗ может оказаться вблизи дна зоны проводимости или потолка валентной зоны. В этом случае выражения для концентрации электронов и дырок, полученные при использовании бoльцмановской статистики, несправедливы, и необходимо для выражения концентрации электронов и дырок воспользоваться статистикой Ферми – Дирака. При этом для полупроводника  $p$ -типа, у которого уровень Ферми в объеме лежит по крайней мере выше вершины валентной зоны на  $2kT/q$ ,

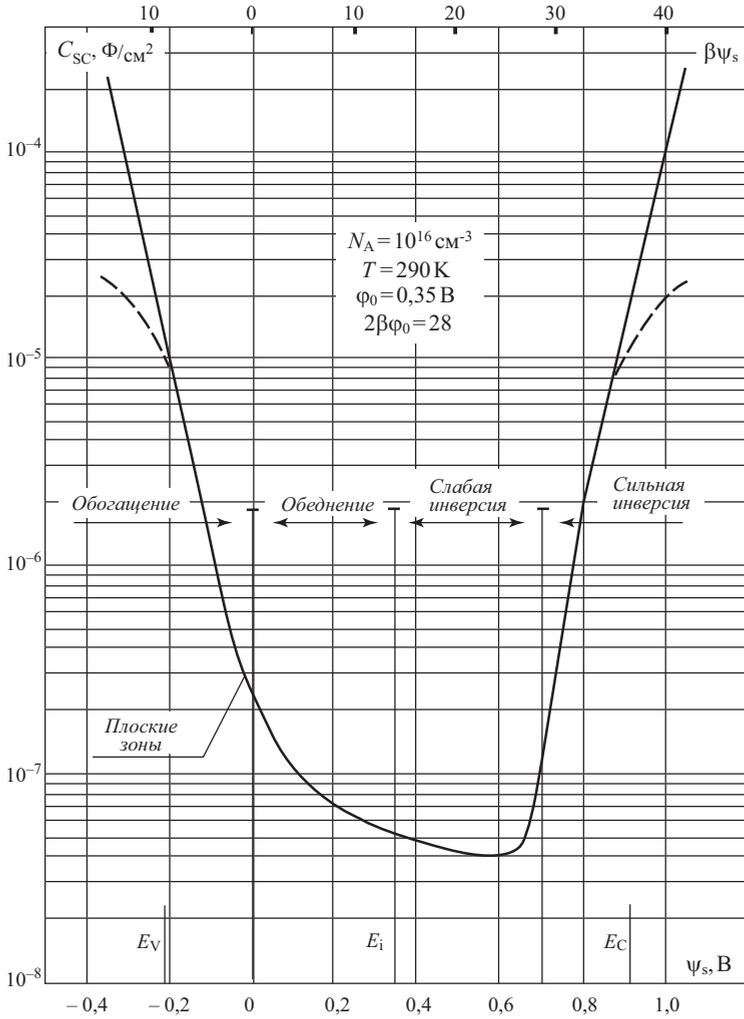


Рис. 3.7. Зависимость емкости области пространственного заряда  $C_{sc}$  от поверхностного потенциала, рассчитанная в классическом (сплошная линия) и вырожденном (пунктирная линия) случае

$$n_0 = N_c F_{1/2} \left( \frac{E_g}{kT} - \beta W_0 \right) = N_c e^{\left( \frac{E_g}{kT} - \beta W_0 \right)}$$

$$p_0 = N_v F_{1/2} (\beta W_0) = N_v e^{-\beta W_0}, \tag{3.59}$$

где  $F_{1/2}$  – интеграл Ферми порядка 1/2,  $W_0$  – расстояние от вершины валентной зоны до уровня Ферми в нейтральном объеме.

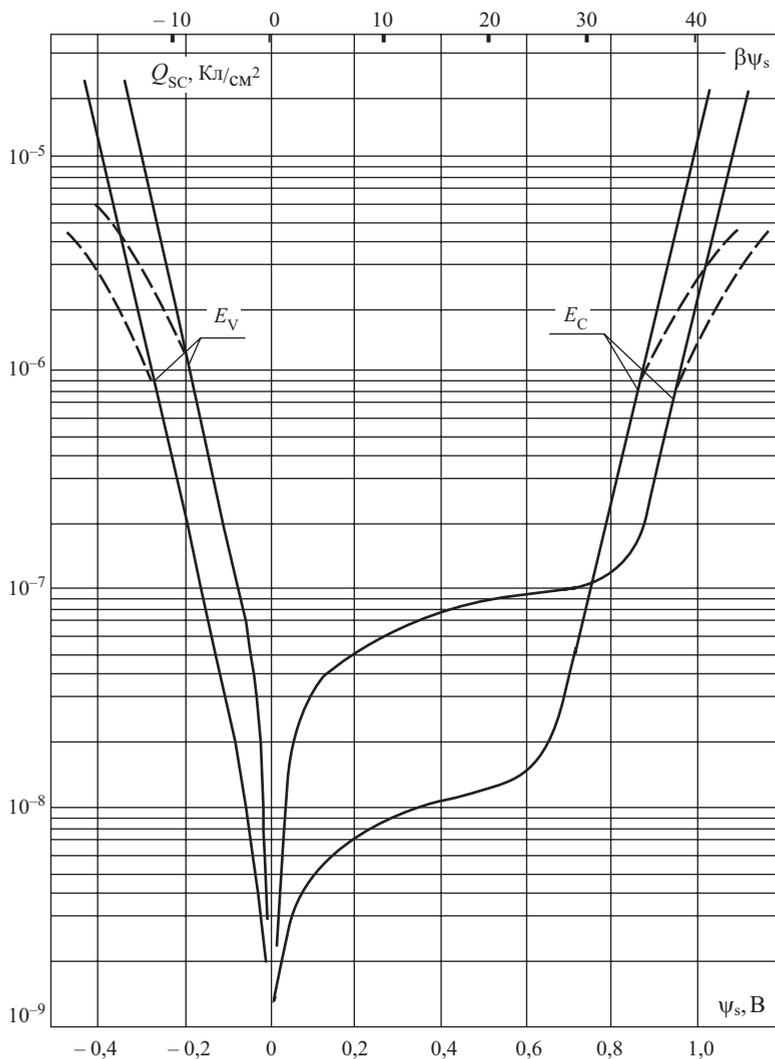


Рис. 3.8. Влияние вырождения на зависимость заряда в ОПЗ  $Q_{sc}$  от поверхностного потенциала  $\psi_s$  для кремния  $p$ -типа

Величины  $n$  и  $p$  будут равны:

$$\begin{aligned} n &= N_c F_{1/2} \left( \frac{E_g}{kT} - \beta\psi_s - \beta W_0 \right), \\ p &= N_v F_{1/2} (-\beta\psi_s - \beta W_0). \end{aligned} \quad (3.60)$$

Подставляя эти соотношения (3.60) в (3.7) и решая уравнение Пуассона (3.6) с новым выражением  $\rho(z)$ , получаем аналогичные выражения для полного заряда  $Q_{sc}$  и емкости  $C_{sc}$  в ОПЗ с учетом вырождения. Для области обогащения получаем:

$$Q_{sc} = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{qL_D} \left[ e^{\beta W_0} F_{3/2} (-\beta\psi_s - \beta W_0) + \beta\psi_s - 1 \right]^{1/2}, \quad (3.61)$$

$$C_{sc} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{L_D} \frac{e^{\beta W_0} F_{1/2}(-\beta \psi_s - \beta W_0) + 1}{\left[ e^{\beta W_0} F_{3/2}(-\beta \psi_s - \beta W_0) + \beta \psi_s - 1 \right]^{1/2}}. \quad (3.62)$$

Для области инверсии

$$Q_{sc} = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q} \left[ e^{\beta(E_g - W_0 - 2\phi_0)} F_{3/2}(\beta \psi_s - \beta E_g + \beta W_0) + \beta \psi_s - 1 \right]^{1/2}, \quad (3.63)$$

$$C_{sc} = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{L_D} \frac{e^{\beta(E_g - W_0 - 2\phi_0)} F_{1/2}(\beta \psi_s - \beta E_g + \beta W_0) + 1}{\left[ e^{\beta(E_g - W_0 - 2\phi_0)} F_{3/2}(\beta \psi_s - \beta E_g + \beta W_0) + \beta \psi_s - 1 \right]^{1/2}}, \quad (3.64)$$

где  $F_{3/2}(\eta)$  и  $F_{1/2}(\eta)$  имеют следующий вид:

$$F_{3/2}(\eta) = \frac{4}{3\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{x^{3/2} dx}{1 + e^{x-\eta}}, \quad (3.65)$$

$$F_{1/2}(\eta) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{x^{1/2} dx}{1 + e^{x-\eta}}. \quad (3.66)$$

Соотношения (3.61)–(3.64) несправедливы при  $\psi_s \rightarrow 0$  ввиду некоторых упрощений. В области  $\psi_s \rightarrow 0$  можно воспользоваться невырожденной статистикой, изложенной в разделе 3.2.

На рис. 3.8 приведен график зависимости заряда  $Q_{sc}$ , рассчитанного с учетом вырождения носителей заряда. Влияние вырождения на емкость  $C_{sc}$  показано на рис. 3.6.

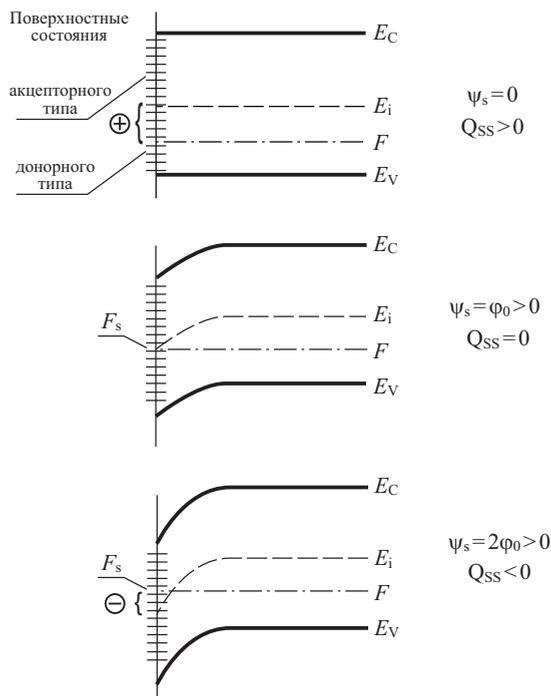
### 3.5. Поверхностные состояния

#### 3.5.1. Основные определения

Одной из принципиальных особенностей, характеризующих поверхность полупроводников или границу раздела полупроводника с каким-либо веществом, является изменение энергетического спектра для электронов на поверхности по сравнению с объемом полупроводника. Это различие объясняется наличием на поверхности полупроводников **поверхностных состояний** (ПС).

Под поверхностными состояниями будем понимать электронные состояния, пространственно локализованные на границе раздела полупроводника с какой-либо средой (диэлектрик, металл, газ, электролит, вакуум), имеющие энергетическое положение в запрещенной зоне полупроводника и изменяющие свое зарядовое состояние в зависимости от положения уровня Ферми на поверхности полупроводника.

По зарядовому состоянию ПС, так же как и объемные состояния в запрещенной зоне полупроводника, бывают двух типов – **донорные** и **акцепторные**. Состояния донорного типа положительно заряжены, если расположены выше уровня Ферми, и нейтральны, если расположены ниже уровня Ферми. Состояния акцепторного типа нейтральны, если расположены выше уровня Ферми, и отрицательно заряжены, если расположены ниже уровня Ферми. Многочисленные эксперименты показали, что обычно на поверхности полупроводников в верхней половине запрещенной зоны расположены ПС акцепторного типа, а в нижней половине – ПС донорного типа. На рис. 3.9 в качестве примера приведены зонные диаграммы полупроводника при различных значениях поверхностного потенциала, иллюстрирующие это заполнение поверхностных состояний.



**Рис. 3.8.** Зонная диаграмма ОПЗ полупроводника  $p$ -типа, показывающая заполнение поверхностных состояний при различных изгибах зон

Из рис. 3.9 видно, что знак заряда ПС  $Q_{ss}$  совпадает со знаком заряда основных носителей на поверхности. (Обозначение заряда ПС значком  $Q_{ss}$  происходит от слов *surface states* – поверхностные состояния). Из этого факта следует, что, по-видимому, ПС амфотерны по своей природе и могут захватывать как электроны, так и дырки. Преобладание носителей определенного типа на поверхности в ОПЗ обуславливает их преимущественный захват на ПС и определяет соответствующий знак заряда ПС.

В зависимости от энергетического положения уровней поверхностных состояний в запрещенной зоне полупроводника различают *моноэнергетические* ПС, имеющие дискретный уровень, и ПС, *квaziнепрерывно* распределенные по энергии в запрещенной зоне по определенному закону, образующие *континуум* ПС.

### 3.5.2. Природа поверхностных состояний

По физической природе поверхностные состояния разделяются на четыре основных типа [28, 37, 69]:

- 1) поверхностные состояния типа Тамма;
- 2) поверхностные состояния типа Шокли;
- 3) поверхностные состояния, обусловленные дефектами кристаллической решетки на поверхности;
- 4) поверхностные состояния, обусловленные примесью на поверхности полупроводника.

Таммовские поверхностные состояния обусловлены обрывом периодической решетки кристалла. Рассматривая модель Кронига–Пенни, с учетом обрыва хода потенциала на поверхности, Тамм получил, что решение уравнения Шредингера дает в

этом случае для спектра энергии дискретные значения, при выполнении определенных условий лежащие в запрещенной зоне полупроводника. Волновая функция, описывающая состояние электрона на этих уровнях, оказывается локализованной вблизи поверхности полупроводника. Концентрация таммовских ПС равна поверхностной концентрации атомов в кристалле, т.е. величине порядка  $10^{15} \text{ см}^{-2}$ . При такой высокой концентрации состояний в поверхностной зоне, если эта зона заполнена частично, возможно появление металлической проводимости вдоль поверхности кристалла.

Шокли, рассчитывая энергетический спектр цепочки атомов конечных размеров, показал, что наличие границ приводит к отщеплению от разрешенных зон по одному объемному состоянию и возникновению состояний в запрещенной зоне, локализованных вблизи границы. Концентрация шоклиевских состояний, так же как и таммовских, по порядку равна концентрации поверхностных атомов. Шоклиевские ПС можно трактовать как ненасыщенные химические связи атомов, находящихся на поверхности.

Поверхностные состояния за счет дефектов кристаллической решетки на поверхности (вакансии, междоузлия, дислокации) имеют аналогичную с локальными уровнями природу за счет этих же дефектов в объеме.

Локализованные состояния на поверхности могут быть обусловлены также примесью в кристаллической решетке вблизи поверхности, абсорбцией атомов и молекул на поверхности полупроводника.

### 3.5.3. Статистика заполнения ПС

Рассмотрим, как меняется заряд ПС при изменении величины поверхностного потенциала  $\psi_s$ . Функцию заполнения ПС возьмем в виде функции Ферми–Дирака. Величина энергии Ферми на поверхности полупроводника  $F_s$  будет равна:

$$F_s = F - q\psi_s. \quad (3.67)$$

Расстояние от уровня Ферми на поверхности  $F_s$  до энергетического уровня ПС  $E_t$ , входящее в функцию Ферми–Дирака, равняется:

$$\Delta E = E_t + q\phi_0 - q\psi_s, \quad (3.68)$$

где  $E_t$  – энергия ПС, отсчитанная от середины запрещенной зоны. Для ПС в верхней половине запрещенной зоны  $E_t > 0$ , в нижней  $E_t < 0$ .

Функция заполнения для ПС будет иметь вид:

$$f = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_t - F_s}{kT}}} = \frac{1}{1 + e^{\beta \left( \frac{E_t + \phi_0 - \psi_s}{q} \right)}}. \quad (3.69)$$

Для моноэнергетических акцепторных ПС заряд  $Q_{ss}$  отрицателен и равен по величине:

$$Q_{ss} = -qN_{ss}f, \quad (3.70)$$

где  $N_{ss}$  – плотность моноэнергетических состояний, т.е. их число на единицу площади. Если уровень Ферми на поверхности  $F_s$  выше уровня ПС на  $(2-3) kT/q$ , то согласно (3.69)  $f = 1$  и  $Q_{ss} = -qN_{ss}$ . Если уровень Ферми  $F_s$  совпадает с уровнем ПС, то  $f = 1/2$  и  $Q_{ss} = -1/2qN_{ss}$ . И наконец, если уровень Ферми ниже уровня ПС на  $(2-3) kT/q$ , то  $f = 0$  и  $Q_{ss} = 0$ .

Для моноэнергетических донорных ПС можно с учетом определения, сделанного в разделе 3.1, и свойств функции заполнения записать аналогичное (3.70) выражение.

При квазинепрерывном энергетическом распределении ПС основной величиной, характеризующей ПС, является *энергетическая плотность ПС*  $N_{ss}(E)$ , имеющая размерность  $[\text{см}^{-2} \cdot \text{эВ}^{-1}]$ .

По смыслу величина  $N_{ss}(E)$  есть плотность состояний на единичный энергетический интервал  $dE = 1$  вблизи значения энергии  $E$ , а величина  $N_{ss}(E)dE$  дает число состояний на единицу площади в энергетическом интервале  $(E; E + dE)$ . Если величина  $N_{ss}(E)$  не зависит от энергии, т.е. плотность ПС постоянна по ширине запрещенной зоны полупроводника, для заряда ПС  $Q_{ss}$  имеем с точностью до размытия функции распределения:

$$Q_{ss} = q \int_{-\infty}^{\infty} N_{ss}(E) f(E) dE = -q N_{ss} (\psi_s - \varphi_0). \quad (3.71)$$

Из соотношения (3.71) следует, как это видно из рис. 3.9, что при  $\psi_s < \varphi_0$  заряд ПС  $Q_{ss}$  положителен, при  $\psi_s = \varphi_0$  заряд  $Q_{ss}$  равен нулю и при  $\psi_s > \varphi_0$  заряд  $Q_{ss}$  отрицателен.

Поскольку, как следует из соотношений (3.70) и (3.71), заряд ПС не зависит от поверхностного потенциала  $\psi_s$  и изменяется при изменении последнего, ПС должны обладать определенной емкостью  $C_{ss}$ , называемой **емкостью поверхностных состояний**.

Для моноэнергетических ПС:

$$C_{ss} = \left| \frac{\partial Q_{ss}}{\partial \psi_s} \right| = \frac{q^2 N_{ss}}{kT} f(1-f). \quad (3.72)$$

Исследование соотношения (3.72) показывает, что зависимость  $C_{ss}(\psi_s)$  имеет вид колоколообразной кривой с шириной на полувысоте, равной  $4kT/q$  и имеющей максимум при пересечении уровнем Ферми на поверхности энергетического уровня ПС, что соответствует условию  $\psi_s = \varphi_0 + E_t/q$ . В области максимума величина  $f = 1/2$ , поэтому максимальное значение емкости ПС

$$C_{ss \max} = \frac{1}{4} \frac{q^2 N_{ss}}{kT}. \quad (3.73)$$

При квазинепрерывном спектре ПС величина емкости  $C_{ss}$  ПС, согласно (3.71), равна

$$C_{ss} = \left| \frac{\partial Q_{ss}}{\partial \psi_s} \right| = q N_{ss}. \quad (3.74)$$

При экспериментальных измерениях емкость ПС  $C_{ss}$  подключается параллельно емкости ОПЗ  $C_{sc}$ . Минимального значения емкость ОПЗ  $C_{sc}$  достигает в области слабой инверсии при  $\psi_s \approx 2\varphi_0$ . Для кремния при концентрации акцепторов  $N_A = 1,5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и комнатной температуре, как следует из соотношения (3.57), величина емкости ОПЗ  $C_{sc} = 1,6 \cdot 10^{-8} \text{ Ф/см}^2$ . Энергетическая плотность ПС  $N_{ss}$ , обеспечивающих емкость ПС  $C_{ss}$ , равную емкости ОПЗ  $C_{sc}$ , будет согласно (3.74),  $N_{ss} = 10^{11} \text{ см}^{-2} \text{ эВ}^{-1}$ . Таким образом, если плотность ПС на границе раздела полупроводника со средой существенно меньше приведенной цифры, то следует ожидать, что в емкостных измерениях ПС не проявляются.

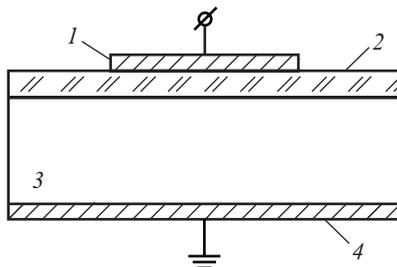
## 3.6. Вольт-фарадные характеристики структур МДП

### 3.6.1. Устройство МДП-структур и их энергетическая диаграмма

Структуры металл – диэлектрик – полупроводник, или сокращенно МДП-структуры, широким интересом к изучению их физических свойств обязаны появлению планарной технологии и развитию нового класса полупроводниковых приборов, работающих на основе эффекта поля, таких как приборы с зарядовой связью, полевые транзисторы с изолированным затвором, репрограммируемые элементы памяти с плавающим затво-

ром и т.п. МДП-структуры позволяют анализировать основные процессы, протекающие в такого рода приборах, и являются чрезвычайно удобными объектами исследования. Устройство МДП-структуры следует из ее названия.

МДП-структура представляет собой монокристаллическую пластину полупроводника, называемую *подложкой*, закрытую с планарной стороны *диэлектриком*. Металлический электрод, нанесенный на диэлектрик, носит название *затвора*, а сам диэлектрик называется *подзатворным*. На обратную непланарную сторону полупроводниковой пластины наносится металлический электрод, называющийся омическим контактом. Довольно часто в качестве диэлектрика в МДП-структурах используют окислы, поэтому вместо МДП употребляется название МОП-структура. Итак, МДП-структура, приведенная на рис. 3.10, состоит из затвора, подзатворного диэлектрика, полупроводниковой подложки и омического контакта.



**Рис. 3.10.** Устройство МДП-структуры  
1 – затвор, 2 – подзатворный диэлектрик, 3 – полупроводниковая подложка, 4 – омический контакт

Рассмотрим зонную энергетическую диаграмму МДП-структуры при равновесных условиях. Согласно правилу построения зонных диаграмм необходимо, чтобы в системе при отсутствии приложенного напряжения:

- уровень вакуума был непрерывен;
- электронное сродство диэлектрика и полупроводника в каждой точке было постоянно;
- уровень Ферми был одинаков.

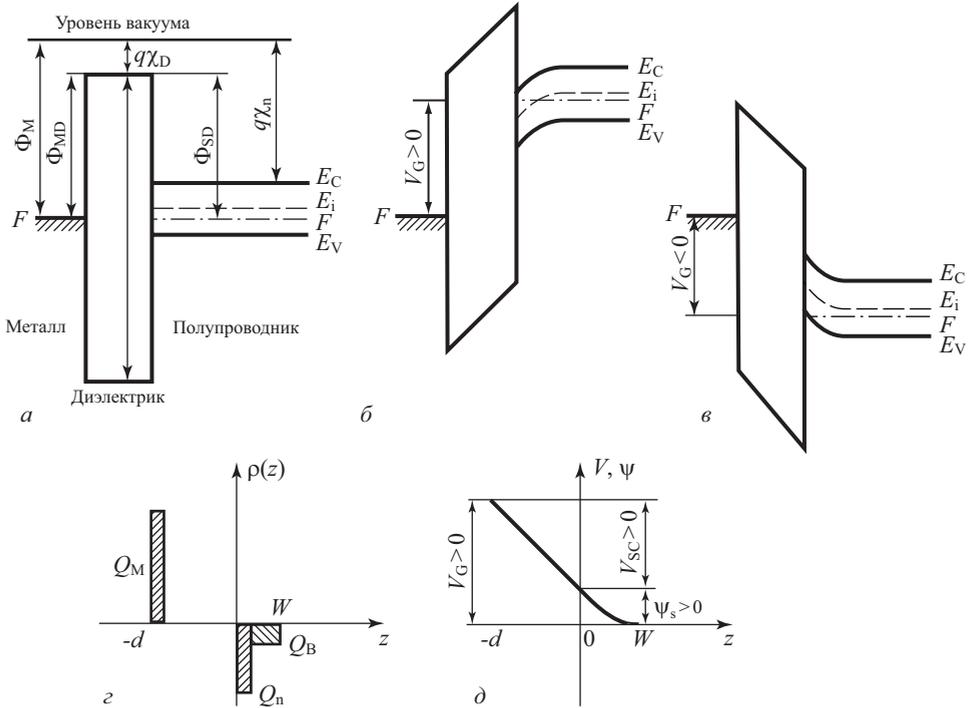
На рис. 3.11, а приведена построенная таким образом зонная диаграмма для *идеальной МДП-структуры*. Под идеальной МДП-структурой будем понимать такую систему металл – диэлектрик – полупроводник, когда:

- отсутствуют поверхностные состояния на границе раздела полупроводник – диэлектрик,
- термодинамические работы выхода металла затвора и полупроводника подложки равны между собой,
- отсутствуют заряженные центры в объеме подзатворного диэлектрика,
- сопротивление подзатворного диэлектрика бесконечно велико, так что сквозной ток через него отсутствует при любых напряжениях на затворе.

На рисунке 3.11б, в приведены зонные диаграммы идеальных МДП-структур при различных поляриностях приложенного напряжения  $V_G$  к затвору.

МДП-структуры, близкие к идеальным, получают, используя «хлорную» технологию термического выращивания двуоксида кремния на кремнии, причем для *n-Si* в качестве материала затвора используется алюминий, а для *p-Si* используется золото.

МДП-структуры, в которых нарушается одно из вышеперечисленных требований, получили название реальных МДП-структур, рассмотрение свойств которых далее и проводится.



**Рис. 3.11.** Зонная диаграмма идеальной МДП-структуры с полупроводником *p*-типа: а)  $V_G = 0$ ; б)  $V_G > 0$ ; в)  $V_G < 0$ ; д) распределение зарядов в МДП-структуре при  $V_G > 0$ ; е) распределение приложенного напряжения  $V_G$  между диэлектриком и полупроводником

### 3.6.2. Уравнение электронейтральности

Рассмотрим более подробно связь между напряжением на затворе  $V_G$  МДП-структуры и поверхностным потенциалом  $\psi_s$ . Все приложенное напряжение  $V_G$  к МДП-структуре делится между диэлектриком и полупроводником, причем очевидно, что падение напряжения в полупроводнике равняется поверхностному потенциалу  $\psi_s$ .

Таким образом,

$$V_G = V_{ox} + \psi_s. \tag{3.75}$$

Из (3.75) и анализа зонных энергетических диаграмм на рисунке 3.11 следует, что знак поверхностного потенциала  $\psi_s$ , выбранный нами ранее *a priori*, в действительности соответствует знаку напряжения на затворе  $V_G$ . Действительно, положительное напряжение на затворе идеальной МДП-структуры вызывает изгиб зон вниз у полупроводников *n*- и *p*-типа, что соответствует положительным значениям поверхностного потенциала. Отрицательное напряжение  $V_G$  вызывает изгиб зон вверх у поверхности полупроводника, что соответствует отрицательному значению поверхностного потенциала  $\psi_s$ .

Из условия электронейтральности следует, что заряд на металлическом электроде  $Q_M$  должен быть равен суммарному заряду в ОПЗ  $Q_{sc}$ , заряду поверхностных состояний на границе раздела полупроводник–диэлектрик  $Q_{ss}$  и встроенному заряду в диэлектрик вблизи границы раздела  $Q_{ox}$ .

Тогда

$$-Q_M = Q_{sc} + Q_{ss} + Q_{ox} . \quad (3.76)$$

Согласно определению геометрической емкости диэлектрика  $C_{ox}$

$$C_{ox} = \frac{Q_M}{V_{ox}} , \quad (3.77)$$

отсюда

$$V_{ox} = \frac{Q_M}{C_{ox}} = -\frac{Q_{sc}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} , \quad (3.78)$$

Учитывая, что между металлом и полупроводником существует разность термодинамических работ выхода  $\Delta\varphi_{ms}$ , получаем:

$$V_G = \Delta\varphi_{ms} + \psi_s - \frac{Q_{sc}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} . \quad (3.79)$$

Из соотношения (3.79) следует, что если  $V_G > 0$ , то  $\psi_s > 0$ , величины  $Q_{sc} < 0$ ,  $Q_{ss} < 0$ , т.е. падение напряжения на диэлектрик  $V_{ox} > 0$ . Аналогично будет соотношение знаков и при  $V_G < 0$ . Поскольку нами было показано ранее, что

$$Q_{ss} = -qN_{ss} (\psi_s - \varphi_0) . \quad (3.80)$$

подставив (3.80) в (3.79), имеем:

$$V_G = \Delta\varphi_{ms} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \varphi_0 + \psi_s - \frac{Q_{sc}}{C_{ox}} + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \psi_s . \quad (3.81)$$

Введем новое обозначение – напряжение плоских зон  $V_{FB}$  (Flat Band). **Напряжением плоских зон**  $V_{FB}$  называется напряжение на затворе реальной МДП-структуры, соответствующее значению поверхностного потенциала в полупроводнике, равному нулю:

$$V_{FB} \equiv V_G (\psi_s = 0) . \quad (3.82)$$

С учетом определения (3.82) из (3.81) следует:

$$V_{FB} = \Delta\varphi_{ms} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \varphi_0 . \quad (3.83)$$

Таким образом, связь между напряжением на затворе  $V_G$  и поверхностным потенциалом  $\psi_s$  с учетом (3.83) задается в виде:

$$V_G = V_{FB} + \psi_s + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \psi_s - \frac{Q_{sc}}{C_{ox}} . \quad (3.84)$$

Проведем более подробный анализ (3.84) для различных областей изменения поверхностного потенциала.

**Обогащение** ( $\psi_s < 0$ )

Выражение для заряда в ОПЗ  $Q_{sc}$  описывается соотношением (3.19). Подставляя (3.19) в (3.75), получаем:

$$V_G - V_{FB} = \psi_s \left( 1 + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \right) - \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{qL_D C_{ox}} e^{-\frac{\beta\psi_s}{2}} . \quad (3.85)$$

Для больших значений  $\psi_s$  ( $|\beta\psi_s| > 1$ ), когда  $Q_{sc} \gg Q_{ss}$ , из соотношения (3.85) следует:

$$V_G - V_{FB} \approx -\frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{C_{ox} q L_D} e^{-\frac{\beta \psi_s}{2}}, \quad (3.86)$$

Отсюда

$$\psi_s = \frac{-2kT}{q} \ln \left[ (V_G - V_{FB}) \frac{q L_D C_{ox}}{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT} \right],$$

$$Q_{sc} = Q_p \approx -C_{ox} (V_G - V_{FB}), \quad (3.87)$$

Из (3.86) и (3.87) следует, что при обогащении поверхности дырками как основными носителями, поверхностный потенциал  $\psi_s$  зависит от напряжения на затворе  $V_G$  *логарифмически*, а заряд  $Q_{sc}$  в ОПЗ зависит от напряжения на затворе  $V_G$  *линейно*.

**Обеднение и слабая инверсия** ( $0 < \psi_s < 2\varphi_0$ )

Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  в этом случае в основном обусловлен ионизованными акцепторами  $Q_B$  и выражается соотношением (3.20).

Разложим выражение для  $Q_B$  в ряд вблизи  $\psi_s = \varphi_0$ :

$$Q_B = Q_{B(\psi_s = \varphi_0)} + \frac{\partial Q_B}{\partial \psi_s} (\psi_s - \varphi_0) = Q_B^* + C_B^* (\psi_s - \varphi_0),$$

здесь  $Q_B^*$ ,  $C_B^*$  — величина заряда и емкости ионизованных акцепторов в ОПЗ при  $\psi_s = \varphi_0$ .

Подставив выражение для  $Q_B$  в (3.84) и учтя выражение для  $C_B^*$  (3.57), получаем:

$$V_G - V_{FB} = m \psi_s, \quad (3.88)$$

где

$$n = 1 + \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} + \frac{C_B^*}{C_{ox}}, \quad (3.89)$$

Из соотношения (3.88) следует, что в области обеднения и слабой инверсии поверхностный потенциал  $\psi_s$  зависит от напряжения  $V_G$  линейно, причем тангенс угла наклона  $tg \alpha = \frac{dV_G}{d\psi_s} = n$  определяется плотностью поверхностных состояний  $N_{ss}$ , толщиной подзатворного диэлектрика  $d_{ox}$  и уровнем легирования полупроводниковой подложки  $N_A$ .

**Сильная инверсия** ( $\psi_s > 2\varphi_0$ )

Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  отрицателен, состоит из заряда ионизованных акцепторов  $Q_B$  и электронов  $Q_n$  в инверсионном слое. Учитывая выражение (3.22) для  $Q_n$ , имеем:

$$V_G = \Delta \varphi_{ms} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} \varphi_0 - \frac{Q_B}{C_{ox}} + 2\varphi_0 - \Delta \psi_s + \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} \Delta \psi_s + \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q L_D C_{ox}} e^{-\frac{\beta \Delta \psi_s}{2}}, \quad (3.90)$$

где величина  $\Delta \psi_s = \psi_s - 2\varphi_0$ .

Введем **пороговое напряжение**  $V_T$  как напряжение на затворе  $V_G$ , когда в равновесных условиях поверхностный потенциал  $\psi_s$  равен пороговому значению  $2\varphi_0$ .

$$V_T \equiv V_{G(\psi_s = 2\varphi_0)}. \quad (3.91)$$

Из (3.90) и (3.91) следует, что

$$V_T = \Delta \varphi_{ms} + 2\varphi_0 - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} + \frac{q N_{ss}}{C_{ox}} 2\varphi_0 - \frac{Q_B}{C_{ox}}, \quad (3.92)$$

или с учетом определения  $V_{FB}$

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_0 - \frac{Q_B}{C_{ox}} + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} 2\phi_0. \quad (3.93)$$

Из (3.93) следует, что если отсчитывать пороговое напряжение  $V_T$  от напряжения плоских зон  $V_{FB}$ , то оно будет состоять из падения напряжения в полупроводнике  $2\phi_0$  и падения напряжения на подзатворном диэлектрике за счет заряда ионизованных акцепторов и заряда в поверхностных состояниях. Для достаточно высоких значений  $\psi_s$ , когда  $\beta\Delta\psi_s > 1$ , имеем:

$$V_G - V_T \approx \frac{\epsilon_s \epsilon_0 kT}{C_{ox} q L_D} e^{\frac{\beta \Delta \psi_s}{2}}. \quad (3.94)$$

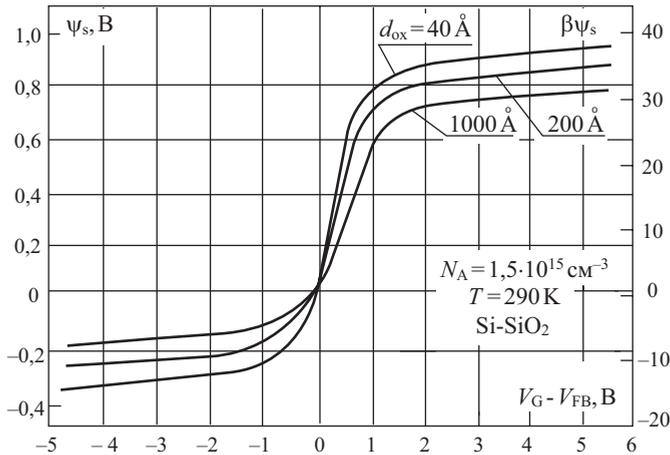
Отсюда

$$\psi_s = 2\phi_0 = \frac{2kT}{q} \ln(V_G - V_T) \frac{qL_D C_{ox}}{\epsilon_s \epsilon_0 kT}. \quad (3.95)$$

$$Q_{sc} \approx Q_n \approx -C_{ox} (V_G - V_T). \quad (3.96)$$

Из (3.95) и (3.96) следует, что в области сильной инверсии, так же как и в области обогащения, поверхностный потенциал **логарифмически** зависит от напряжения на затворе  $V_G$ , а заряд электронов в инверсионном слое  $Q_n$  линейно зависит от величины  $V_G$ .

На рис. 3.12 приведена зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от напряжения на затворе  $V_G$ , рассчитанная для различных толщин подзатворного диэлектрика  $d_{ox}$ .



**Рис. 3.12.** Зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от напряжения на затворе  $V_G$ , рассчитанная из уравнения (3.84) для кремниевой МДП-структуры с различной толщиной подзатворного диэлектрика

### 3.6.3. Емкость МДП-структур

Одним из наиболее распространенных методов изучения свойств структур металл – диэлектрик – полупроводник является метод, основанный на анализе зависимости емкости МДП-структуры  $C_{мдп}$  от напряжения на затворе  $V_G$ , так называемый метод вольт-фарадных характеристик (ВФХ) или  $C$ - $V$ -метод. Для использования этого ме-

тогда рассмотрим подробно теорию емкости МДП-структур. В дальнейшем величину удельной емкости МДП-структуры будем просто обозначать меткой  $C$  без индексов. Согласно определению емкости

$$C \equiv \frac{\partial Q_M}{\partial V_G}. \quad (3.97)$$

Используя выражения для заряда на затворе  $Q_M$  из (3.77) и для падения напряжения на диэлектрике  $V_{ox}$  из (3.75), получаем:

$$C = C_{ox} \left( 1 - \frac{d\psi_s}{dV_G} \right). \quad (3.98)$$

Таким образом, зависимость  $C$  МДП-структуры от напряжения будет определяться полученной нами ранее зависимостью  $\psi_s(V_G)$ , приведенной на рис. 3.12. Сразу же можно из анализа (3.86) и (3.98) сказать, что в области сильной инверсии и обогащения емкость  $C$  будет слабо зависеть от величины  $V_G$ , выходя на насыщение при больших  $V_G$ . В области обеднения и слабой инверсии следует ожидать, согласно (4.14), участка с почти постоянной величиной емкости. Общая зависимость емкости от напряжения будет иметь вид кривой с ярко выраженным минимумом.

Воспользуемся выражением (3.84) для напряжения на затворе  $V_G$  и продифференцируем (3.79) по  $\psi_s$ :

$$\frac{dV_G}{d\psi_s} = 1 + \frac{C_{ss}}{C_{ox}} + \frac{C_{sc}}{C_{ox}}, \quad (3.99)$$

где  $C_{ss}$ ,  $C_{sc}$  – емкость поверхностных состояний и емкость ОПЗ, определенные ранее.

Подставляя (3.99) в (3.98) и проводя преобразования, получаем:

$$C = C_{ox} \left( 1 - \frac{C_{ox}}{C_{ox} + C_{sc} + C_{ss}} \right) \quad (3.100)$$

или

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{sc} + C_{ss}}, \quad (3.101)$$

Соотношение (3.101) позволяет нам построить эквивалентную схему МДП-структуры, представив ее как последовательно соединенную емкость диэлектрика  $C_{ox}$  с параллельной цепочкой емкости ОПЗ  $C_{sc}$  и поверхностных состояний  $C_{ss}$ .

На рис. 3.13 приведена эквивалентная схема емкости МДП-структуры. Отметим, что такую схему можно было нарисовать исходя из общих соображений об устройстве МДП-структур.

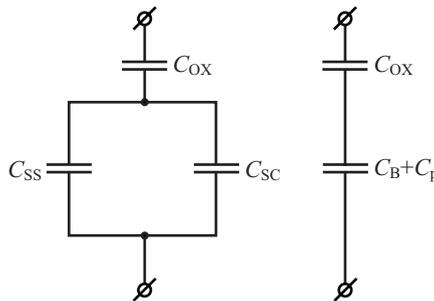


Рис. 3.13. Простейшая эквивалентная схема МДП-структуры

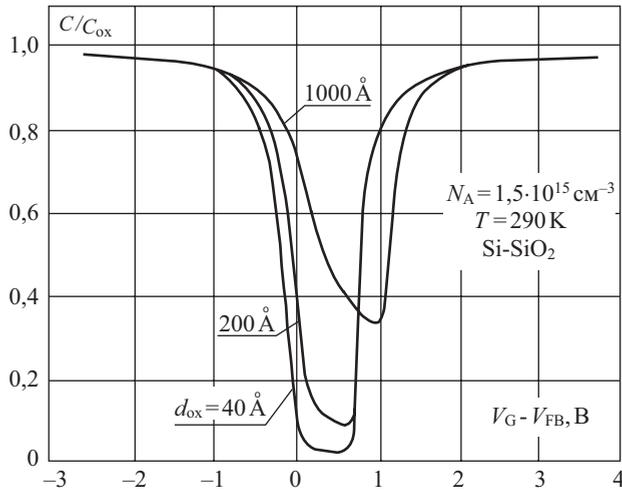


Рис. 3.14. Равновесные  $C$ - $V$ -характеристики идеальных МДП-структур на кремнии  $p$ -типа с различной толщиной подзатворного диэлектрика

На рисунке 3.14 приведены равновесные  $C$ - $V$ -кривые идеальных МДП-структур с разной толщиной диэлектрика, рассчитанные по уравнению (3.109).

### 3.6.4. Экспериментальные методы измерения вольт-фарадных характеристик

При экспериментальном измерении вольт-фарадных характеристик МДП-структур важное значение имеет частота измерительного сигнала  $\omega$ . Это связано с тем, что процессы захвата и выброса на поверхностные состояния, а также изменения заряда свободных носителей в инверсионном слое, характеризующие соответствующие емкости  $C_{ss}$  и  $C_{sc}$ , имеют конечные времена  $\tau$ , сравнимые с периодом обычно используемого в эксперименте сигнала. Напомним, что изменение заряда  $Q_n$  в инверсионном слое характеризуется генерационно-рекомбинационным процессом и определяется временем жизни неосновных носителей  $\tau_n$  в ОПЗ. Характерное время захвата и выброса на поверхностные состояния определяется постоянной времени  $\tau$  этих состояний. В зависимости от частоты измерительного сигнала различают два метода — метод высокочастотных  $C$ - $V$ -характеристик и квазистатический  $C$ - $V$ -метод.

#### Квазистатический $C$ - $V$ -метод

В области низких частот, когда период измерительного сигнала существенно больше времени жизни неосновных носителей  $\tau_n$  в ОПЗ и постоянной времени поверхностных состояний  $\tau$  ( $\omega^{-1} \gg \tau_n, \tau$ ), полная емкость МДП-структуры определяется суммой всех емкостей, входящих в уравнение (3.99). Вольт-фарадная характеристика, измеренная при этом условии, получила название равновесной *низкочастотной  $C$ - $V$ -кривой*. Характерный вид таких кривых обсуждался ранее (см. рис. 3.14).

Экспериментально низкочастотные кривые получают, обычно используя квазистатический  $C$ - $V$ -метод. Сущность этого метода сводится к тому, что измеряется ток смещения через МДП-систему при линейной развертке напряжения  $V_G$  и величина тока смещения  $I_{cm}$  оказывается пропорциональной емкости МДП-структуры. Действительно, если

$$V_G(t) = \alpha \cdot t, \quad (3.102)$$

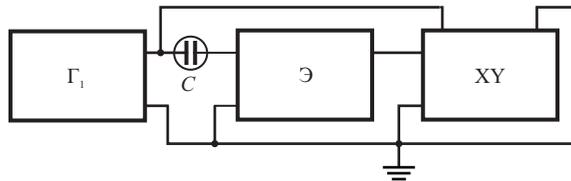
то величина тока смещения  $I_{\text{см}}$  согласно (3.97)

$$I_{\text{см}} = \frac{dQ_{\text{М}}}{dt} = \frac{dQ_{\text{М}}}{dV_{\text{Г}}} \frac{dV_{\text{Г}}}{dt} = C \cdot \alpha. \quad (3.103)$$

Если емкость МДП-структуры зависит от напряжения  $C = C(V_{\text{Г}})$ , то и ток смещения также будет зависеть от напряжения  $I_{\text{см}} = I_{\text{см}}(V_{\text{Г}})$ .

Требование низкой частоты  $\omega^{-1} \gg \tau_{\text{н}}, \tau$  для измерения равновесных низкочастотных кривых обуславливает малые величины скорости изменения напряжения  $\alpha = dU/dt$  в уравнении (3.103). Обычно величина  $\alpha$  составляет  $\alpha = 10^{-4} \div 10^{-2}$  В/с.

При этих условиях ток смещения через МДП-структуру мал ( $I_{\text{см}} \leq 10^{-9} \div 10^{-12}$  А) и для его измерения необходимо пользоваться электрометрическими вольтметрами. На рис. 3.15 приведена схема реализации квазистатического метода. Для получения абсолютного отсчета емкости используются калибровочные емкости с малыми сквозными утечками, подключаемые вместо МДП-структур.



**Рис. 3.15.** Схема измерения квазистатических вольт-фарадных характеристик МДП-структур:  $G_1$  – генератор пилообразного напряжения,  $E$  – электрометрический усилитель,  $XY$  – двухкоординатный самописец,  $C$  – МДП-структура

### Метод высокочастотных $C$ - $V$ характеристик

Сущность метода высокочастотных характеристик заключается в том, что используется для измерения емкости МДП-структуры малый переменный сигнал с периодом, существенно меньшим, чем время жизни неосновных носителей и время перезарядки поверхностных состояний ( $\omega^{-1} \ll \tau_{\text{н}}, \tau$ ).

При этих условиях заряд в инверсионном канале  $Q_{\text{н}}$  не успевает следовать за изменением переменного напряжения и емкость неосновных носителей  $C_{\text{н}}$  равна нулю. Следовательно, емкость ОПЗ  $C_{\text{сг}}$  в (3.99) будет обусловлена в обогащении основными носителями, а в обеднении и инверсии – только слоем обеднения  $C_{\text{б}}$ . Поскольку поверхностные состояния не успевают перезаряжаться с частотой переменного тестирующего сигнала, то их емкость также равна нулю ( $C_{\text{сс}} = 0$ ). Таким образом, емкость МДП-структуры на высокой частоте определяется только емкостью диэлектрика  $C_0$  и емкостью области пространственного заряда  $C_{\text{сз}}$  без учета емкости неосновных носителей  $C_{\text{н}}$ . Кроме малого по амплитуде измерительного напряжения в этом методе к МДП-структуре прикладывается постоянное напряжение  $V_{\text{Г}}$ , изменяющее ее емкость  $C$ .

Обычно это напряжение  $V_{\text{Г}}$  подают от генератора линейно меняющегося напряжения. Полученную вольт-фарадную характеристику записывают на двухкоординатный самописец. На рис. 3.16 приведена схема этого метода, иногда называемая схемой Готцбергера. Выберем соотношение емкости  $C$  МДП-структуры и нагрузочного сопротивления  $R_{\text{н}}$  такое, чтобы всегда выполнялось условие  $R_{\text{с}} = \frac{1}{\omega C} \gg R_{\text{н}}$ . Пусть

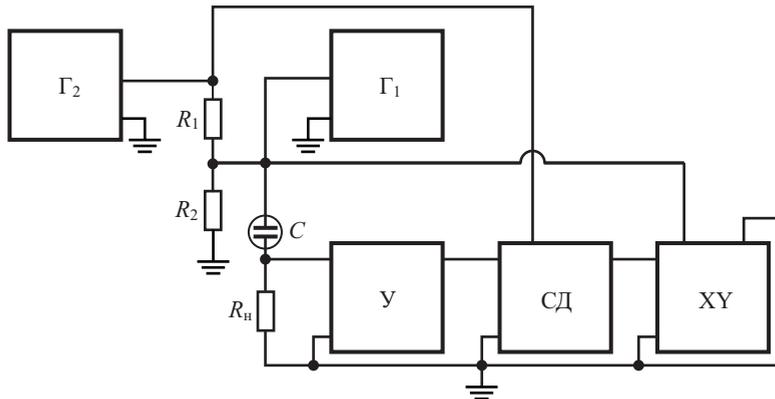


Рис. 3.16. Схема измерения высокочастотных вольт-фарадных характеристик МДП-структур

с генератора переменного напряжения на МДП-структуру подается малое напряжение  $\tilde{U} = U_0 e^{i\omega t}$ , причем  $U < \frac{kT}{q}$ . Тогда ток через нашу емкость  $C$  и нагрузку  $R_H$  будет:

$$\tilde{i} = \frac{\tilde{U}}{z} = \frac{\tilde{U}}{\sqrt{R_H^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}} \approx \omega C(V_G) \tilde{U}, \quad (3.104)$$

Падение напряжения на нагрузочном сопротивлении  $U_{RH}$  равно:

$$U_{RH} = iR_H = \tilde{U} R_{H\omega} C(V_G), \quad (3.102)$$

Таким образом, падение напряжения на нагрузочном сопротивлении  $U_{RH}$  пропорционально емкости МДП-структуры. После усиления этого сигнала узкополосным усилителем и детектирования с использованием синхродетектора для выделения только емкостной составляющей в сигнале мы получаем отклонение пера на самописце по координате  $Y$ , пропорциональное емкости МДП-системы. Меняя величину  $V_G$  и подавая сигнал генератора развертки  $V_G$  одновременно на МДП-структуру и ось  $X$  самописца, получаем запись высокочастотной вольт-фарадной характеристики. Для получения абсолютных значений в отсчете емкости вместо МДП-структуры подключают калибровочную емкость.

### 3.6.5. Определение параметров МДП-структур на основе анализа C-V характеристик

Анализ вольт-фарадных характеристик позволяет получить обширную информацию об основных параметрах МДП-структур: типе проводимости полупроводниковой подложки ( $n$ - или  $p$ -тип); концентрации легирующей примеси в подложке и законе ее распределения в приповерхностной области полупроводника; величине и знаке встроенного в диэлектрик МДП-структуры заряда; толщине подзатворного окисла; плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник – диэлектрик. Рассмотрим более подробно эти вопросы.

#### Определение типа проводимости полупроводниковой подложки

Для определения типа проводимости подложки воспользуемся высокочастотной вольт-фарадной характеристикой.

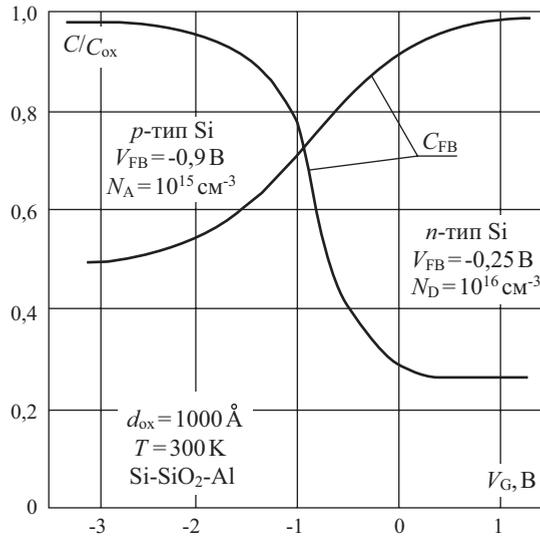


Рис. 3.17. Высокочастотные ВАХ МДП-структур, изготовленных на полупроводниковых подложках  $n$ - и  $p$ -типа

Как следует из эквивалентной схемы, приведенной на рис. 3.13, и вида высокочастотной  $C$ - $V$ -кривой, при обогащении основными носителями емкость МДП-структуры максимальна и определяется емкостью диэлектрика. В инверсии же емкость МДП-структуры максимальна. Таким образом, если максимум емкости  $C$ - $V$ -кривой лежит в более положительных напряжениях, чем минимум, то подложка изготовлена из полупроводника  $n$ -типа, если же максимум  $C$ - $V$ -кривой находится в более отрицательных напряжениях, то подложка изготовлена из полупроводника  $p$ -типа. На рис. 3.17 приведены для примера высокочастотные ВФХ на  $n$ - и  $p$ -типах подложки.

#### Определение толщины подзатворного диэлектрика

Поскольку, как было показано ранее, в обогащении емкость МДП-структуры определяется только геометрической емкостью диэлектрика  $C_{ox}$ , то:

$$C = C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox} \epsilon}{d_{ox}}, \quad (3.106)$$

где  $\epsilon_{ox}$  — относительная диэлектрическая проницаемость окисла.

Отсюда следует, что

$$d_{ox} = \frac{\epsilon \epsilon_{ox}}{C_{ox}}. \quad (3.107)$$

Напомним, что здесь  $C_{ox}$  — удельная емкость подзатворного диэлектрика, т.е. емкость на единицу площади. Для подстановки в (3.107) экспериментальных значений необходимо сначала пронормировать емкость, т.е. разделить экспериментальное значение емкости на площадь  $S$  МДП-структуры. Как можно видеть из рисунка 3.14, при напряжениях на затворе  $V_G - V_{FB} \approx (2 \div 3) V$  практически для всех МДП-структур полная емкость  $C$  только на 2–3% отличается от емкости диэлектрика. Исключение составляют структуры со сверхтонким окислом  $d_{ox} < 100 \text{ \AA}$ , у которых в этой области  $V_G$  становится существенным квантование в ОПЗ, и это отличие может достигать 10 %.

**Определение величины и профиля концентрации легирующей примеси**

Для определения величины легирующей концентрации воспользуемся следующим свойством высокочастотных  $C$ - $V$ -характеристик МДП-структур: их емкость в области инверсии достигает минимальной величины  $C_{\min}$  и определяется только емкостью области ионизованных доноров  $C_B$  и емкостью диэлектрика  $C_{\text{ox}}$ . При этом

$$\frac{1}{C_{\min}} = \frac{1}{C_{\text{ox}}} + \frac{1}{C_B}, \tag{3.108}$$

Используя для емкости окисла  $C_{\text{ox}}$  выражение (3.106) и для емкости области ионизованных акцепторов (3.57), получаем:

$$C_{\min} = \frac{\varepsilon_{\text{ox}} \varepsilon_0}{d_{\text{ox}} + \frac{\varepsilon_s}{\varepsilon_{\text{ox}}} W}, \tag{3.109}$$

Выражение (3.109), совместно с (1.67) для емкости ОПЗ ионизованных акцепторов, приводит к выражению для концентрации:

$$N_A = \frac{2 \left( 2\varphi_0 - \frac{kT}{q} \right)}{\varepsilon_s \varepsilon_0 q} \cdot \left( \frac{\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\min}} - 1}{\frac{C_{\text{ox}}}{C_{\min}}} \right)^{-2}. \tag{3.110}$$

На рис. 3.18 приведена номограмма зависимости нормированной величины емкости  $C_{\min}/C_{\text{ox}}$  от толщины  $d_{\text{ox}}$  для систем Si-SiO<sub>2</sub> с концентрацией легирующей примеси  $N_A$  в качестве параметра. Из рисунка 3.18 видно, что чем меньше толщина диэлектрика и ниже концентрация легирующей примеси, тем больше перепад емкости от минимального до максимального значений наблюдается на ВФХ. Для определения профиля концентрации  $N_A$  от расстояния вглубь полупроводника  $z$  воспользуемся высокочастотной  $C$ - $V$  кривой, снятой в области неравновесного обеднения. Неравновесное обеднение возможно реализовать в том случае, когда период напряжения развертки меньше постоянной  $\tau$  генерационного времени неосновных носителей в ОПЗ. В этом случае величина поверхностного потенциала может быть больше  $\psi_s > 2\varphi_0$ , а ширина ОПЗ соответственно больше, чем ширина ОПЗ в равновесном случае. Возьмем также МДП-структуру с достаточно тонким окислом, таким, чтобы падением напряжения на окисле  $V_{\text{ox}}$  можно было бы пренебречь по сравнению с величиной поверхностного потенциала, т.е.  $V_{\text{ox}} \ll \psi_s$ ;  $V_G \approx \psi_s$ . В этом случае согласно (3.108) и (3.110) тангенс угла наклона зависимости

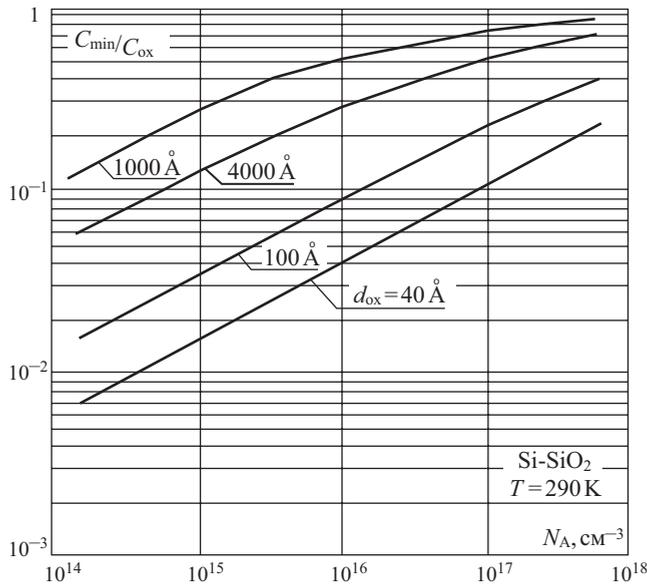
$$\text{tg}(\gamma) = \frac{d \left( \frac{C_{\text{ox}}}{C_{\min}} - 1 \right)}{dV_G} = \left[ \frac{qN_A \varepsilon_s \varepsilon_0}{2} \right]^{-1}. \tag{3.111}$$

определит величину концентрации  $N_A$ .

Значение координаты  $z$ , которой соответствует рассчитанная величина  $N_A$ , определяется при подстановке значения  $\psi_s = V_G$  в выражение для ширины ОПЗ:

$$z = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 V_G}{qN_A}}, \tag{3.112}$$

В предельном случае, когда толщина окисла  $d_{\text{ox}} \rightarrow 0$ , эту величину используют, измеряя неравновесную емкость как емкость барьеров Шоттки при обратном смещении.



**Рис. 3.18.** Зависимость нормированной величины емкости  $C_{\min}/C_{\text{ox}}$  в минимуме высокочастотной ВАХ от толщины подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ox}}$  при различных величинах концентрации легирующей примеси для кремниевых МДП-структур

#### Определение величины и знака встроенного заряда

Для определения величины и знака встроенного в диэлектрик МДП-структуры заряда обычно пользуются высокочастотным методом ВФХ. Для этого, зная толщину подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ox}}$ , концентрацию легирующей примеси  $N_A$  и работу выхода материала затвора, рассчитывают согласно (3.101) и (3.58) теоретическое значение емкости плоских зон  $C_{\text{FB}}$  МДП-структуры и напряжения плоских зон  $V_{\text{FB}} = \Delta\phi_{\text{ms}}$ . Поскольку экспериментальная  $C$ - $V$ -кривая высокочастотная, т.е.  $C_{\text{ss}} \rightarrow 0$ , то, проводя сечение  $C = \text{const} = C_{\text{FB}}$  (теор.), мы получаем при пересечении этой кривой с экспериментальной ВФХ напряжение, соответствующее  $\psi_s = 0$ , т.е. экспериментальное напряжение плоских зон  $V_{\text{FB}}$  (эксп.). При этом согласно (3.83)

$$V_{\text{FB эксп}} - V_{\text{FB теор}} = -\frac{Q_{\text{ox}}}{C_{\text{ox}}} + \frac{qN_{\text{ss}}}{C_{\text{ox}}}\phi_0. \quad (3.113)$$

Если  $Q_{\text{ox}}, Q_{\text{ss}} > 0$ , то  $V_{\text{FB}}(\text{эксп.}) > V_{\text{FB}}(\text{теор.})$ , и наоборот, если  $Q_{\text{ox}}, Q_{\text{ss}} < 0$ , то  $V_{\text{FB}}(\text{эксп.}) < V_{\text{FB}}(\text{теор.})$ .

Таким образом, знак и величина суммарного заряда в плоских зонах определяются соотношением (3.113) однозначно. Для вычленения заряда в поверхностных состояниях воспользуемся тем, что он обусловлен основными носителями ( $p$ -тип,  $Q_{\text{ss}}(\psi_s = 0) > 0$  и  $n$ -тип,  $Q_{\text{ss}}(\psi_s = 0) < 0$ ), захваченными на поверхностные состояния. Зная величину  $N_{\text{ss}}$ , можно рассчитать величину заряда в поверхностных состояниях  $Q_{\text{ss}}$  и таким образом из (3.83) определить величину и знак встроенного в диэлектрик заряда  $Q_{\text{ox}}$ .

### 3.6.6. Определение плотности поверхностных состояний на границе раздела полупроводник – диэлектрик

Методы вольт-фарадных характеристик дают несколько возможностей для определения величины и функции распределения плотности поверхностных состояний в запрещенной зоне полупроводника на границе раздела полупроводник – диэлектрик. Рассмотрим более подробно эти методы.

#### Дифференциальный метод

Дифференциальный метод, или метод Термана, основан на сравнении экспериментальной высокочастотной емкости МДП-структуры с теоретической расчетной емкостью идеальной МДП-структуры с такими же величинами толщины окисла и легирующей концентрации в подложке. На рис. 3.19, а приведены для иллюстрации метода расчета экспериментальная и расчетная  $C$ - $V$ -кривые.

Поскольку емкость высокочастотная, то ее величина определяется только значением поверхностного потенциала  $\psi_s$ . Проведя горизонтальные сечения  $C = const$ , мы на экспериментальной кривой производим расстановку поверхностного потенциала  $\psi_s$ .

Сравнивая теперь величины напряжений на затворе  $V_G$  теоретической и экспериментальных  $C$ - $V$  кривых, соответствующих одной и той же емкости (а следовательно, и одному значению поверхностного потенциала  $\psi_s$ ), получаем из (3.84):

$$\Delta V_G = V_{G \text{ эксп}} - V_{G \text{ теор}} = V_{FB} + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \psi_s. \quad (3.114)$$

Графическим дифференцированием кривой (3.114) получаем:

$$N_{ss} = \frac{\epsilon_{ox} \epsilon_0}{qd_{ox}} \frac{d(V_{G \text{ теор}} - V_{G \text{ эксп}})}{d\psi_s}. \quad (3.115)$$

Метод, основанный на анализе соотношения (3.114), довольно широко распространен, прост и не требует громоздких выкладок. К недостаткам этого метода необходимо отнести тот факт, что зависимость плотности поверхностных состояний  $N_{ss}$  от энергии  $E$  получается только в одной половине запрещенной зоны вблизи уровня Ферми. На рис. 3.19, б приведен график  $\Delta V_G(\psi_s)$ , а на рис. 3.19, в – распределение плотности поверхностных состояний в зависимости от энергии в запрещенной зоне полупроводника, полученное из предыдущего графика путем дифференцирования.

#### Интегральный метод

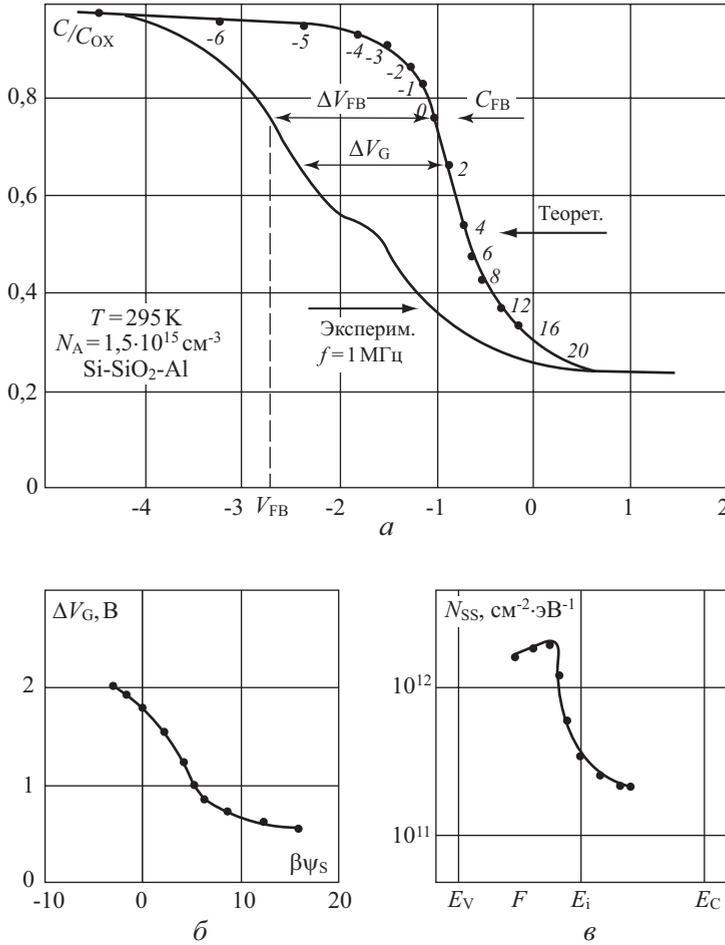
Интегральный метод, или метод Берглунда, основан на анализе равновесной низкочастотной вольт-фарадной характеристики. Поскольку для равновесной низкочастотной  $C$ - $V$ -кривой справедливо (3.98), то

$$\frac{d\psi_s}{dV_G} = 1 - \frac{C}{C_{ox}}. \quad (3.116)$$

Интегрируя соотношение (3.116) с граничными условиями  $\psi_s = \psi_{si}$ ,  $V_G = V_{Gi}$ , получаем:

$$\psi_s - \psi_{si} = \int_{V_{Gi}}^{V_G} \left( 1 - \frac{C}{C_{ox}} \right) dV_G. \quad (3.117)$$

Поскольку  $C(V_G)$  – это экспериментальная кривая, то интегрирование уравнения (3.117) (потому метод и назван интегральным) сразу дает связь между поверхностным потенциалом и напряжением на затворе  $V_G$ . Выбор значений  $\psi_{si}$  и  $V_{Gi}$  произволен.

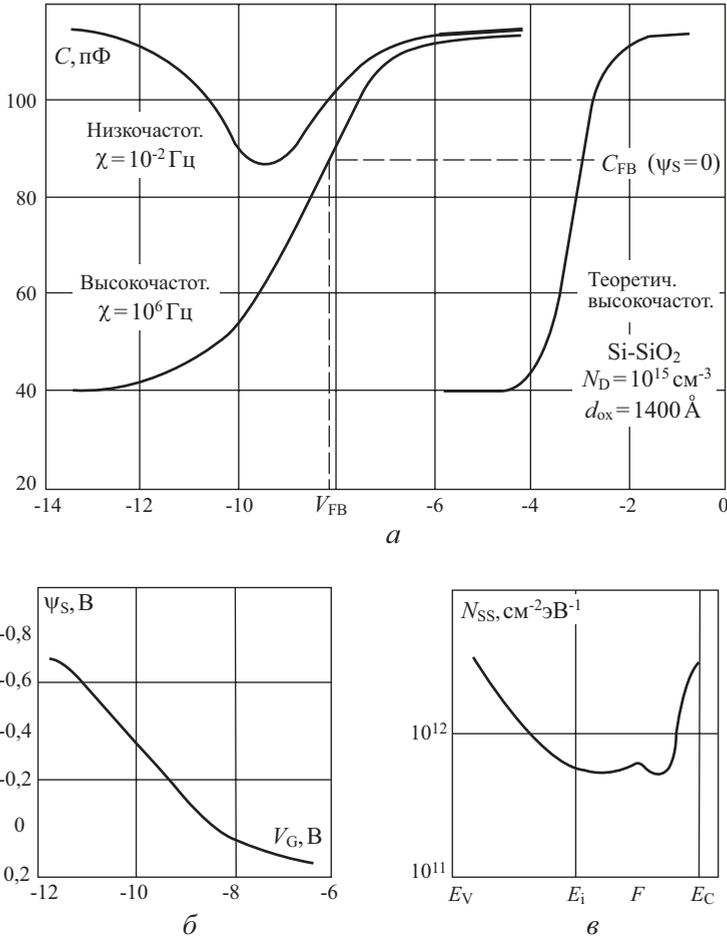


**Рис. 3.19.** Расчет плотности поверхностных состояний дифференциальным методом: а) экспериментальная и теоретическая ВФХ для МДП-системы Si-SiO<sub>2</sub>-Al; б) зависимость сдвига напряжения ΔV<sub>G</sub> от поверхностного потенциала ψ<sub>s</sub>, полученная из сечения постоянной емкости C = const МДП-структуры; в) зависимость плотности ПС от энергии E в запрещенной зоне полупроводника, полученная графическим дифференцированием кривой ΔV<sub>G</sub>(ψ<sub>s</sub>) по уравнению (3.115)

Обычно величину ψ<sub>s1</sub> выбирают равной нулю (ψ<sub>s1</sub> = 0) и соответственно V<sub>G1</sub> – это напряжение плоских зон V<sub>FB</sub>. Эти значения берутся из высокочастотных C-V кривых. Так как известна связь V<sub>G</sub>(ψ<sub>s</sub>), то из равенства (3.99) после нескольких преобразований следует:

$$N_{ss} = \frac{\epsilon_{ox} \epsilon_0}{qd_{ox}} \left[ \frac{C/C_{ox}}{1 - C/C_{ox}} - \frac{C_{sc}}{C_{ox}} \right]. \quad (3.118)$$

Соотношение (3.118) позволяет определить величину и закон изменения плотности поверхностных состояний по всей ширине запрещенной зоны, что является преимуществом интегрального метода по сравнению с дифференциальным.



**Рис. 3.20.** Расчет плотности поверхностных состояний интегральным методом: *а)* экспериментальная равновесная ВФХ МДП-системы Si-SiO<sub>2</sub>-Al; *б)* зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от напряжения  $V_G$ , рассчитанная из этой кривой по уравнению (3.117); *в)* зависимость плотности ПС от энергии  $E$  в запрещенной зоне полупроводника, рассчитанная из уравнения (3.117) по этим экспериментальным данным

Из соотношения (3.117) следует, что численное интегрирование функции  $(1 - C/C_{ox})$  должно дать величину площади над равновесной  $C$ - $V$  кривой. Поскольку емкость выходит на насыщение  $C \rightarrow C_{ox}$  при примерно одинаковых значениях поверхностного потенциала, то следует ожидать, что у кривых с разной плотностью поверхностных состояний площадь под кривой  $C$ - $V$  будет одинакова. На рис. 3.20, *а*, *б*, *в* приведены этапы расчета равновесных  $C$ - $V$ -кривых и даны соответствующие графики.

#### Температурный метод

Температурный метод, или метод Грея–Брауна, основан на анализе изменения напряжения плоских зон  $V_{FB}$  МДП-структуры при изменении температуры  $T$ . При изменении температуры полупроводника меняется объемное положение уровня Ферми.

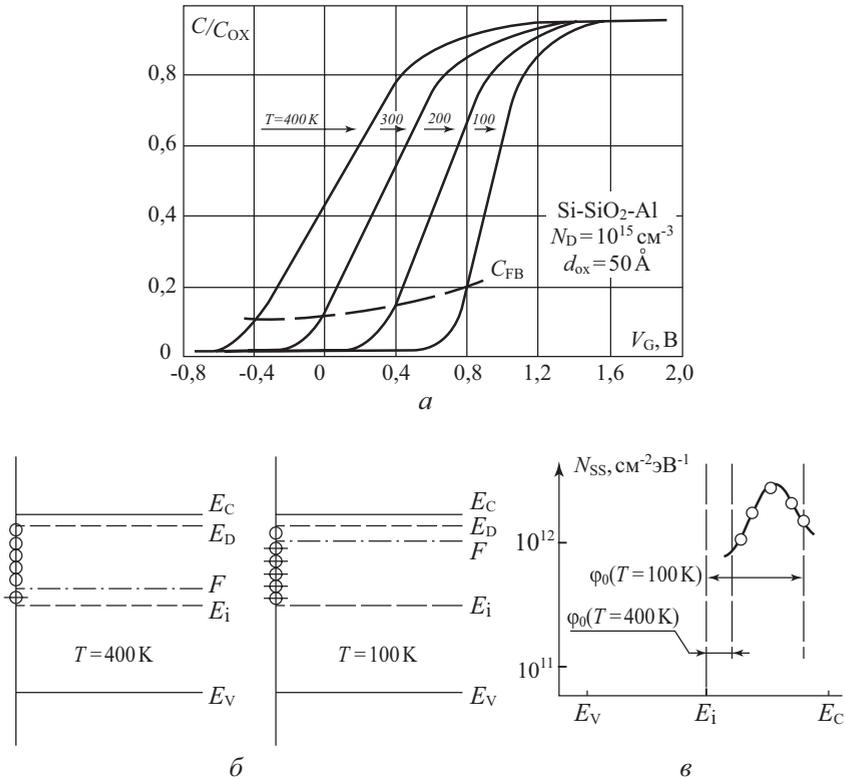
Закон изменения  $\varphi_0(T)$ , а следовательно, и  $\varphi_0(E)$  известен и в области полной ионизации примеси довольно прост. Из выражения (3.83) для напряжения плоских зон  $V_{FB}$  следует, что при изменении температуры

$$V_{FB}(T_1) - V_{FB}(T_2) = \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} [\varphi_0(T_1) - \varphi_0(T_2)], \quad (3.119)$$

Графическое дифференцирование соотношения (3.119) приводит к выражению для  $N_{ss}$ :

$$N_{ss} = \frac{\varepsilon_{ox}\varepsilon_0}{qd_{ox}} \frac{d(\Delta V_{FB})}{d(\Delta\varphi_0)}, \quad (3.120)$$

Основным достоинством температурного метода является тот факт, что этим методом возможно получить величину плотности поверхностных состояний  $N_{ss}$  вблизи краев запрещенной зоны. К недостаткам метода следует отнести необходимость измерений в широком интервале температур  $T = (77-400)$  К и **трудность расчета, а также необходимость выполнения критерия высокочастотности** в широком диапазоне температур. На рис. 3.21, а, б, в приведены экспериментальные  $C$ - $V$ -кривые, их изменение с температурой и результаты расчета.



**Рис. 3.21.** Расчет плотности поверхностных состояний температурным методом: а) экспериментальные высокочастотные ВФХ МДП-структур Si-SiO<sub>2</sub>-Al при разных температурах  $T$ ; б) зависимость измерения напряжения плоских зон  $\Delta V_{FB}$  и положения уровня Ферми  $\varphi_0$  в объеме полупроводника от температуры; в) зависимость плотности ПС  $N_{ss}$  от энергии  $E$  в запрещенной зоне полупроводника, рассчитанная из уравнения (3.120) по этим экспериментальным данным

### 3.7. Флуктуации поверхностного потенциала в МДП-структурах

#### 3.7.1. Виды флуктуаций поверхностного потенциала

Предыдущее рассмотрение электрофизических процессов в МДП-структурах неявно предполагало, что такие параметры, как величина встроенного заряда  $Q_{\text{ox}}$ , толщина подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ox}}$ , концентрация легирующей примеси  $N_{\text{D,A}}$ , являются одинаковыми в каждом поперечном сечении МДП-структуры. В связи с этим величина поверхностного потенциала  $\psi_s$ , определяемая уравнением электронейтральности

$$V_G = \Delta\varphi_{\text{ms}} + \psi_s + \frac{Q_{\text{ox}}}{C_{\text{ox}}} + \frac{qN_{\text{ss}}}{C_{\text{ox}}}(\psi_s - \varphi_0) + \frac{Q_{\text{sc}}}{C_{\text{ox}}}, \quad (3.121)$$

постоянна в каждой точке на поверхности полупроводника вдоль границы раздела полупроводник – диэлектрик.

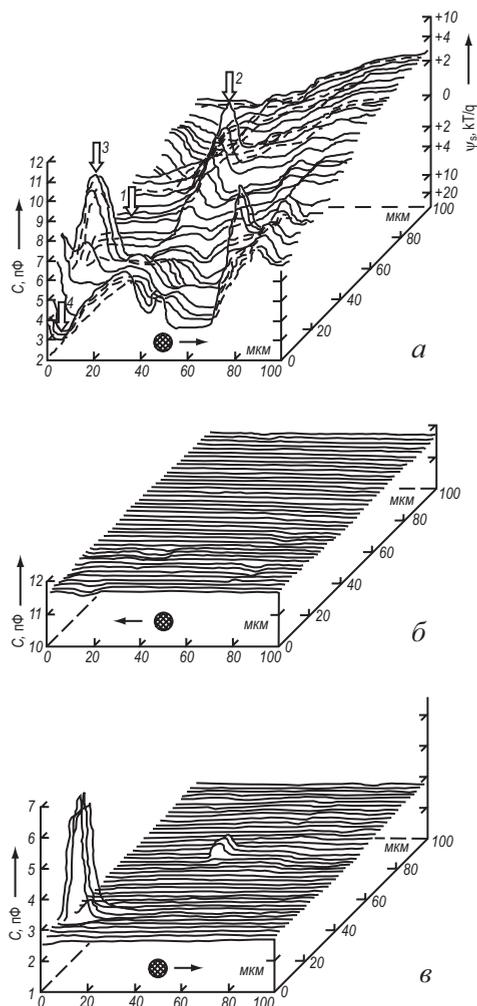
В реальном случае вследствие неконтролируемых технологических особенностей обработки поверхности полупроводника и получения подзатворного диэлектрика величина встроенного заряда  $Q_{\text{ox}}$ , толщина диэлектрика  $d_{\text{ox}}$ , концентрация примеси  $N_{\text{D,A}}$  могут меняться или, иначе говоря, флуктуировать от точки к точке вдоль границы раздела полупроводник – диэлектрик. Согласно уравнению электронейтральности это вызовет при данном напряжении на затворе  $V_G$  различные значения величины поверхностного потенциала  $\psi_s$  вдоль границы раздела. Изменение величины поверхностного потенциала  $\psi_s$  вдоль области пространственного заряда полупроводника при фиксированном значении напряжения на затворе  $V_G$  вследствие флуктуации электрофизических характеристик МДП-структур называется **флуктуациями поверхностного потенциала** [28, 64].

В том случае, когда пространственный масштаб флуктуаций характеристик МДП-структур велик и обусловлен технологическими причинами, флуктуации поверхностного потенциала называются **технологическими**. Очевидно, что величина и функция распределения флуктуаций потенциала в этом случае обусловлены конкретным видом флуктуаций того или иного параметра МДП-структур. Крупномасштабные флуктуации потенциала – это флуктуации с размерами, существенно превышающими характерные поперечные размеры МДП-структуры – толщину диэлектрика  $d_{\text{ox}}$  и ширину области пространственного заряда  $W$ .

В этом случае реальную МДП-структуру можно разбить на малые, параллельно соединенные МДП-конденсаторы, внутри которых значение потенциала  $\psi_s$  постоянно. К каждому из таких МДП-конденсаторов применимо уравнение электронейтральности (3.121). Приведенная модель была предложена в работе и получила название **конденсаторной модели Гоетцбергера**.

В МДП-структурах также существует другой тип флуктуаций поверхностного потенциала, обусловленный дискретностью элементарного заряда. Так, при плотности встроенного в окисел заряда  $N_{\text{ox}} = 10^{12} \text{ см}^{-2}$  среднее расстояние между зарядами составляет  $\bar{a} = 100 \text{ \AA}$ . При концентрации легирующей примеси  $N_{\text{D}} = 10^{15} \text{ см}^{-3}$  доноры расположены друг от друга на среднем расстоянии  $\bar{a} = 000 \text{ \AA}$ . Очевидно, что в силу случайного характера расположения этих зарядов, их дискретности величина поверхностного потенциала будет также флуктуировать вдоль границы раздела полупроводник – диэлектрик. Флуктуации такого типа характеризуются более мелким масштабом и называются **статистическими**. К статистическим флуктуациям неприменимо уравнение электронейтральности в виде (3.121).

Технологические крупномасштабные флуктуации поверхностного потенциала можно наблюдать непосредственно в экспериментах с ртутным сканирующим зондом.



**Рис. 3.22.** Зависимость емкости МДП-структуры: *a*) в обеднении, иллюстрирующая неоднородность поверхностного потенциала; *б*) в обогащении, иллюстрирующая неоднородность толщины подзатворного диэлектрика  $d_{ок}$ ; *в*) в сильной инверсии, иллюстрирующая однородное распределение концентрации легирующей примеси в полупроводниковой подложке. Пики соответствуют центрам повышенной (аномальной) генерации.

На рис. 3.22 приведена в качестве примера зависимость емкости МДП-структуры в обеднении, полученная при сканировании ртутным зондом площадки размером  $(0,1 \times 0,1)$  мм<sup>2</sup> в системе двуокись кремния — кремний. Из рисунка видно, что значения емкости  $C$ , а следовательно, и поверхностного потенциала  $\psi_s$  отличаются от точки к точке. Статистические флуктуации в силу их мелкомасштабности нельзя непосредственно измерить и наблюдать в экспериментах с ртутным зондом. Однако они будут проявляться в экспериментах с исследованием процессов переноса в инверсионных каналах вдоль границы раздела полупроводник — диэлектрик, в поведении емкости  $C$  и нормированной проводимости  $G$  МДП-структур.

Основной задачей при рассмотрении флуктуаций поверхностного потенциала является нахождение функции распределения поверхностного потенциала  $\psi_s$  и учет влияния флуктуаций  $\psi_s$  на электрофизические процессы в МДП-структурах.

### 3.7.2. Конденсаторная модель Гетцбергера для флуктуаций поверхностного потенциала

Пусть флуктуации поверхностного потенциала обусловлены крупномасштабными технологическими флуктуациями плотности встроенного в диэлектрик заряда  $Q_{ox} = qN_{ox}$ . Толщина подзатворного диэлектрика  $d_{ox}$  и концентрация легирующей примеси  $N_{D,A}$ , как видно из рис. 3.22, *a, б*, остается постоянной.

Рассмотрим, каким образом можно получить функции распределения  $P(\psi_s)$  поверхностного потенциала  $\psi_s$  вдоль границы раздела полупроводник – диэлектрик. Пусть  $\bar{N}$  – среднее число заряженных центров на границе раздела полупроводник – диэлектрик, приходящееся на характеристическую площадку  $\alpha_s$ . Под характеристической площадкой  $\alpha_s$  будем понимать ту минимальную площадь, на которую можно разбить МДП-структуру, чтобы в пределах этой площадки величина поверхностного потенциала была одинакова. Если  $\bar{N}$  – большое число, то функция  $P(N)$  будет гауссовской аппроксимацией распределения Пуассона:

$$P(N) = (2\pi N)^{-1/2} e^{-\frac{(N-\bar{N})^2}{2\bar{N}}}. \quad (3.122)$$

Величина  $N$  и плотность заряда  $Q_{ox}$  на площадке  $\alpha_s$  связаны очевидным соотношением:

$$N = \frac{\alpha_s Q_{ox}}{q}. \quad (3.123)$$

Комбинируя (3.122) и (3.123), получаем для функции распределения плотности заряда  $P(Q_{ox})$ :

$$P(Q_{ox}) = \left( \frac{q}{2\pi\alpha_s Q_{ox}} \right)^{1/2} \exp\left( -\frac{\alpha_s(Q_{ox} - \bar{Q}_{ox})}{2qQ_{ox}} \right). \quad (3.124)$$

Для функции распределения поверхностного потенциала имеем:

$$P(\psi_s) = P(Q_{ox}) \frac{dQ_{ox}}{d\psi_s}. \quad (3.125)$$

Продифференцировав уравнение электронейтральности в виде (3.121) и учитывая, что  $\frac{\partial Q_{sc}}{\partial \psi_s} = C_{sc}$ ,  $qN_{ss} = C_{ss}$ ,  $qN_{ss} = C_{ss}$ , а также, что величина  $dV_G = 0$ , так как напряжение  $V_G$  одинаково для каждой характеристической площадки  $\alpha_s$ , получаем:

$$\begin{aligned} dQ &= (C_{ox} + C_{sc} + C_{ss}) d\psi_s; \\ Q_{ox} - \bar{Q}_{ox} &= (C_{ox} + C_{sc} + C_{ss})(\psi_s - \bar{\psi}_s), \end{aligned} \quad (3.126)$$

где  $\bar{Q}_{ox}$ ,  $\bar{\psi}_s$  – среднее значение заряда  $Q_{ox}$  и поверхностного потенциала  $\psi_s$ .

Подставляя в уравнение (3.125) для функции распределения  $P(\psi_s)$  соотношения (3.126) и (3.124), имеем:

$$P(\psi_s) = \left[ \frac{1}{2\pi\sigma_s^2} \right]^{1/2} e^{-\frac{\beta(\psi_s - \bar{\psi}_s)}{2\sigma_s}}, \quad (3.127)$$

где величина относительной среднеквадратичной флуктуации потенциала  $\sigma_s = \frac{q\sigma_{\psi}}{kT}$  равняется:

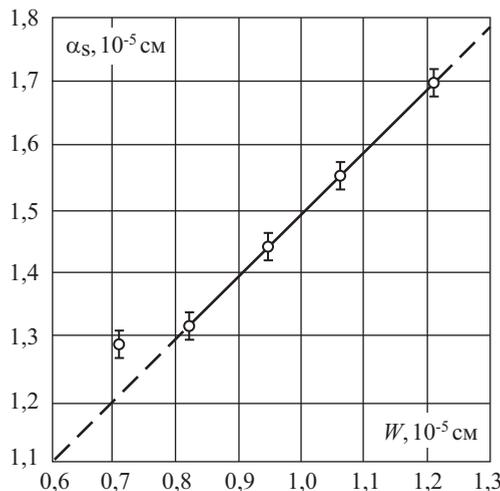


Рис. 3.23. Зависимость площадки  $\alpha_s$  от ширины области обеднения  $W$

$$\sigma_s = \frac{\beta}{C_{ox} + C_{sc} + C_{ss}} \left( \frac{qQ_{ox}}{\alpha_s} \right)^{1/2}. \quad (3.128)$$

Среднеквадратичная флуктуация потенциала  $\sigma_\psi$ , определяющая отклонение  $\psi_s$  от среднего значения  $\bar{\psi}_s$ , будет равна:

$$\sigma_\psi = \frac{kT}{q} \sigma_s = \frac{1}{C_{ox} + C_{sc} + C_{ss}} \left( \frac{q\bar{Q}_{ox}}{\alpha} \right)^{1/2}. \quad (3.129)$$

Из соотношения (3.128) следует, что флуктуации потенциала описываются в конденсаторной модели нормальным распределением. Величина среднеквадратичной флуктуации потенциала определяется толщиной диэлектрика  $d_{ox}$ , плотностью поверхностных состояний  $N_{ss}$ , величиной средней плотности заряженных центров на границе раздела. Величина  $\alpha_s$ , входящая в (3.128), в рассмотрении точно не определена. Сравнение теоретического рассмотрения конденсаторной модели с экспериментом по анализу кривых нормированной проводимости  $G_p/\omega$  показало, что величина площадки  $\alpha_s$  равна в области обеднения МДП-структуры квадрату ширины обедненной области (рис. 3.23).

### 3.7.3. Среднеквадратичная флуктуация потенциала, обусловленная системой случайных точечных зарядов

Рассмотрим систему зарядов на бесконечной плоскости, координата каждого из которых является случайной функцией. Заряды будем считать малыми и находящимися в узлах со средним расстоянием между узлами  $\bar{a}$ . Плотность узлов  $N_0 = \bar{a}^{-2}$  значительно больше, чем средняя плотность зарядов. Вероятность заполнения одного узла  $\alpha \ll 1$  и равна  $\alpha = \bar{N}_{ox}/N_0$ .

Потенциал, который создает произвольный узел в некоторой точке  $A$  на расстоянии  $\sqrt{\rho^2 + \lambda^2}$  от него, будет равен:

$$V_i = \begin{cases} 0 & \text{с вероятностью } \omega = 1 - \alpha; \\ U_i & \text{с вероятностью } \omega = \alpha, \end{cases} \quad (3.130)$$

где  $U_i$  – потенциал, создаваемый заряженным узлом в точке  $A$ ,  $\rho$  – расстояние в плоскости от начала координат до заряда,  $\lambda$  – расстояние от точки  $A$ , где ищется потенциал, до плоскости, где расположены заряды.

Средняя величина потенциала  $\bar{V}_i$ , создаваемого  $i$ -м узлом, по определению среднего,

$$\bar{V}_i = \sum V_i \omega_i = \alpha U_i. \quad (3.131)$$

Для расчета среднеквадратичного отклонения запишем:

$$V_i - \bar{V}_i = \begin{cases} \alpha U_i & \text{с вероятностью } \omega = 1 - \alpha; \\ U_i(1 - \alpha) & \text{с вероятностью } \omega = \alpha. \end{cases}$$

Тогда среднеквадратичное отклонение величины  $V_i$  будет равно:

$$\sigma_{V_i} = \sum |V_i - \bar{V}_i|^2 \omega_i = \alpha U_i^2, \quad (3.132)$$

учитывая, что  $\alpha \ll 1$ .

Потенциал  $U$ , создаваемый всей совокупностью зарядов на плоскости в точке  $A$  с координатами  $(\rho, \lambda)$ , будет равен:

$$U = \sum_i N_i V_i = \sum_i n_i U_i, \quad (3.133)$$

где  $N_i$  – число узлов на расстоянии  $r_i$ ,  
 $n_i$  – число заполненных узлов на расстоянии  $r_i$ .

Учитывая, что заполнение и расположение узлов является случайным, для величины среднеквадратичного отклонения потенциала в точке  $A$  с координатами  $(\rho, \lambda)$ , обусловленного всеми зарядами, получаем, учитывая (3.133),

$$\sigma_U^2 = \sum \sigma_{V_i}^2 N_i = \sum \alpha U_i^2 N_i. \quad (3.134)$$

Рассмотрим количество узлов  $N_i$  в интервале  $(\rho, \rho + d\rho)$  около точки  $A$ . Оно будет:

$$N_i = \frac{2\pi\rho d\rho}{a^2}, \quad (3.135)$$

Учитывая определение вероятности заполнения узла  $\alpha$  и (3.134), из (3.135) получаем:

$$\sigma_U^2 = \int_0^\infty \frac{2\pi\rho d\rho}{a^2} \bar{N}_{\text{ок}} a^2 U_i = 2\pi \bar{N}_{\text{ок}} \int_0^\infty U_i(\rho, \lambda) \rho d\rho, \quad (3.136)$$

В полученном выражении величина  $U_i(\rho, \lambda)$  имеет смысл потенциала единичного точечного заряда. Таким образом, из (3.136) можно видеть, что величина среднеквадратичной флуктуации потенциала  $\sigma_U$ , вызванной системой точечных зарядов, определяется только их плотностью и потенциалом одного такого заряда.

### 3.7.4. Потенциал, создаваемый зарядом, находящимся на границе двух сред с экранировкой

Как было показано, величина среднеквадратичной флуктуации потенциала  $\sigma_\psi$  определяется потенциалом единичного точечного заряда при случайном их распределении. В связи с этим интересно рассмотреть зависимость этого потенциала от условий экранировки, которые обычно реализуются в МОП-структурах. Для области слабой инверсии, когда в ОПЗ полупроводника отсутствуют свободные носители, эту область можно рассматривать как диэлектрическую среду с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_s$ .

Точечный пробный заряд поместим на границу раздела окисел – полупроводник. Поскольку величины диэлектрической проницаемости полупроводника  $\epsilon_s$  и окисла  $\epsilon_{ox}$  различны, необходимо учесть различную поляризацию зарядом этих сред аналогично. И наконец, отраженный в металлическом электроде затвора заряд будет также оказывать свое влияние на поляризацию полупроводника и окисла. Ширину ОПЗ  $W$  будем считать существенно большей, чем толщина диэлектрика  $d_{ox}$ , с тем, чтобы исключить экранировку пробного заряда полупроводником. Экранировку потенциала заряда поверхностными состояниями также будем считать отсутствующей.

### Поле заряда, расположенного под границей двух диэлектриков

Рассмотрим случай экранировки зарядов на рисунке 3.24. Заряд  $q_0$  расположен в среде I с диэлектрической постоянной  $\epsilon = \epsilon_1$ . Требуется найти поле, создаваемое зарядом  $q_0$  в среде II с диэлектрической постоянной  $\epsilon = \epsilon_2$ . Оказывается, что в общем случае невозможно подобрать систему зарядов, которые давали бы одновременно правильное значение поля и потенциала одновременно в обеих средах I и II. Поэтому поле в среде I будем искать как поле двух зарядов  $q_1$  и  $q_2$ , а поле в среде II – как поле заряда  $q_3$ , расположенного в той же точке, что и заряд  $q_1$ . Конечно, физически существует только заряд  $q_0$ , поле и потенциалы в средах I и II получаются из-за поляризации диэлектриков. Однако оказывается, что подход с введением фиктивных зарядов  $q_1$ ,  $q_2$  и  $q_3$  удобен и позволяет правильно рассчитывать распределение полей и потенциалов в сложных слоистых системах. Выберем величину заряда  $q_2 = -\alpha q_1$ , разницу в величинах  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  включим в множитель  $\alpha$ . Тогда получим выражения для нормальной ( $E_n$ ) и тангенциальной ( $E_t$ ) составляющих электрического поля, изображенных на рис. 3.24.

Сверху границы в области I, где поле определяется зарядами  $q_1$  и  $q_2$ , находящимися на расстоянии  $\tau$  от границы в среде с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$ :

$$\begin{aligned} E_{n1,2} &= \frac{q_0}{\epsilon_1 \rho^2} (1 + \alpha) \cos \varphi, \\ E_{t1,2} &= \frac{q_0}{\epsilon_1 \rho^2} (1 - \alpha) \sin \varphi. \end{aligned} \quad (3.137)$$

Снизу границы в области II, где поле определяется зарядом  $q_3$  в среде с  $\epsilon_1$ :

$$E_{n3} = \frac{q_0}{\epsilon_1 \rho^2} \beta \cdot \cos \varphi,$$

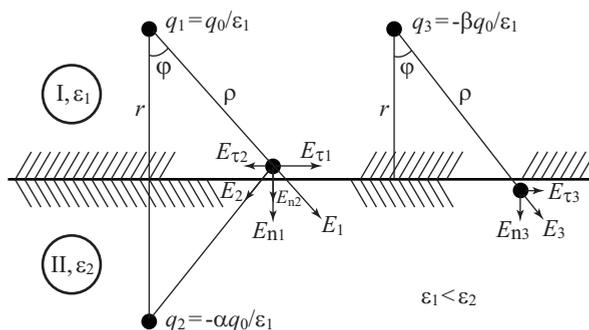


Рис. 3.24. Схема, поясняющая экранировку зарядов границей раздела двух диэлектриков

$$E_{\tau_3} = \frac{q_0}{\epsilon_1 \rho^2} \beta \cdot \sin \varphi . \quad (3.138)$$

Используя условие постоянства на границе двух диэлектрических сред тангенциальной составляющей напряженности электрического поля  $E_{\tau_1,2} = E_{\tau_3}$  и нормальной составляющей индукции электрического поля  $\epsilon_1 E_{n_1,2} = \epsilon_2 E_{n_3}$ , получаем:

$$\begin{aligned} 1 + \alpha &= \epsilon_{от} \beta , \\ 1 - \alpha &= \beta . \end{aligned} \quad (3.139)$$

где  $\epsilon_{от} = \frac{\epsilon_2}{\epsilon_1}$ .

Отсюда следует, что

$$\beta = \frac{2}{\epsilon_{от} + 1}, \quad \alpha = \frac{\epsilon_{от} - 1}{\epsilon_{от} + 1} . \quad (3.140)$$

Таким образом, для правильного рассмотрения электрического поля и потенциала, создаваемого зарядом  $q_0$  в среде I с  $\epsilon_1$  и находящегося под границей со средой II с  $\epsilon_2$ , необходимо при расчете поля в среде I с диэлектрической постоянной  $\epsilon_1$  пользоваться зарядами  $q_1$  и  $q_2$ , расположенными равноудаленно от границы раздела. Величина  $q_2 = -\alpha q_1$ , где  $\alpha$  приведена в (3.140). Для расчета поля в среде II с диэлектрической постоянной  $\epsilon_2$  необходимо пользоваться зарядом  $q_3 = \beta q_1$ , расположенным на месте заряда  $q_1$  в среде I с диэлектрической постоянной  $\epsilon_1$ .

### Потенциал заряда в МДП-структуре

Рассмотрим случай, когда точечный заряд находится на границе раздела окисел – полупроводник. Экранировка происходит только затвором структуры (слабая инверсия, низкая плотность поверхностных состояний, стандартное легирование). На рис. 3.25 изображена возникшая ситуация. Рассмотрим случай, когда нужно сначала рассмотреть поле в окисле структуры. Заряд  $q$ , находящийся на границе, отразится зеркально затвором  $-q$ , но в этом случае заряд  $-q$  – это заряд над границей двух диэлектриков. Из-за поляризации для получения правильного поля в окисле необходимо ввести заряд  $\alpha q$ , находящийся по другую сторону на таком же расстоянии от границы раздела. Этот заряд  $\alpha q$  в свою очередь снова отразится в затворе и даст заряд  $-\alpha q$ . Таким образом,

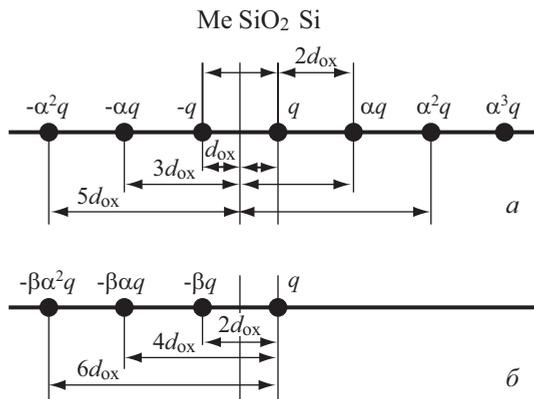


Рис. 3.25. Схема зарядов, необходимая для расчета электрического поля и потенциала МДП-структуры: а) в диэлектрике; б) в полупроводнике

правильное поле в окисле в случае трехслойной МДП-системы получается только при бесконечном наборе зарядов слева и справа от границы раздела.

Для расчета поля и потенциала в полупроводнике все заряды слева на рис. 3.25 мы должны уменьшить в  $\beta$  раз согласно предыдущему рассмотрению. Следовательно, величина поля и потенциала в полупроводнике МДП-структуры обусловлена суммой зарядов  $+q$  и противоположного по знаку  $-\beta q$ ,  $+\beta\alpha q$ ,  $-\beta\alpha^2 q$  и т.д., отстоящих на расстояние  $2d_{\text{ок}}$ ,  $4d_{\text{ок}}$ ,  $6d_{\text{ок}}$ ,  $8d_{\text{ок}}$  от границы раздела окисел – полупроводник.

Условие электронейтральности соблюдено, заряды слева и справа суммарно равны между собой. Поскольку мы предположили, что заряд находится на границе раздела окисел–полупроводник, то

$$q = q_0 \frac{2}{\varepsilon_{\text{ок}} + \varepsilon_s}.$$

Таким образом, потенциал, создаваемый в полупроводнике точечным зарядом, находящимся на границе окисел – полупроводник при экранировке затвором МДП-структуры, на расстоянии  $\lambda$  вглубь и  $\rho$  в плоскости границы раздела можно вписать в виде потенциала распределенного диполя:

$$U(\rho, \lambda) = U_0 + \sum U_i = \frac{q_0}{2\pi\varepsilon_0(\varepsilon_s + \varepsilon_{\text{ок}})} \left\{ (\lambda^2 + \rho^2)^{1/2} \cdot \beta \sum_{i=1}^{\infty} \alpha^{i-1} \rho^2 + (\lambda + 2id_{\text{ок}})^{-1/2} \right\}. \quad (3.141)$$

В случае равенства диэлектрических постоянных полупроводника и диэлектрика  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon^*$ ,  $\beta = 1$ ,  $\alpha = 0$  получаем потенциал простого диполя:

$$U(\rho, \lambda) = \frac{q_0}{2\pi\varepsilon_0\varepsilon^*} \left\{ (\lambda^2 + \rho^2)^{-1/2} - [\rho^2 + (\lambda + 2d_{\text{ок}})^2]^{-1/2} \right\}. \quad (3.142)$$

Как следует из соотношений (3.141) и (3.142), различие в потенциалах простого и рассредоточенного диполя будет проявляться при высоких различиях в диэлектрических постоянных окисла и полупроводника, большой толщине диэлектрика  $d_{\text{ок}}$ , высоких значениях (по сравнению с толщиной окисла) расстояния вглубь полупроводника  $\lambda$ , где рассчитывается потенциал.

### 3.7.5. Потенциальный рельеф в МДП-структуре при дискретности элементарного заряда

Для нахождения вида потенциального рельефа в МДП-структуре воспользуемся методом математического моделирования. Для этого, используя датчик случайных чисел, на площадке  $S$ , соответствующей в случае МДП-структуры границе раздела полупроводник – диэлектрик, разбрасываются  $N$  единичных точечных зарядов со средней плотностью  $\bar{N}_{\text{ок}} = N/S$ . Потенциал каждого заряда рассчитывается с учетом экранировки затвором МДП-структуры по уравнению (3.141). Как и прежде, предполагается, что реализовано условие слабой инверсии или обеднения и толщина подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ок}}$  меньше ширины ОПЗ.

Для нахождения вида потенциального рельефа потенциалы всех зарядов суммировались и из полученного значения вычиталось среднее значение величины поверхностного потенциала, соответствующее квазинепрерывному и равномерному распределению встроенного заряда со средней плотностью  $\bar{N}_{\text{ок}}$ .

На рис. 3.26 приведена полученная таким образом картина потенциального рельефа. Из рисунка видно, что потенциальный рельеф негладкий, на нем имеются «озера» – участки со значительно меньшим уровнем поверхностного потенциала, «горные

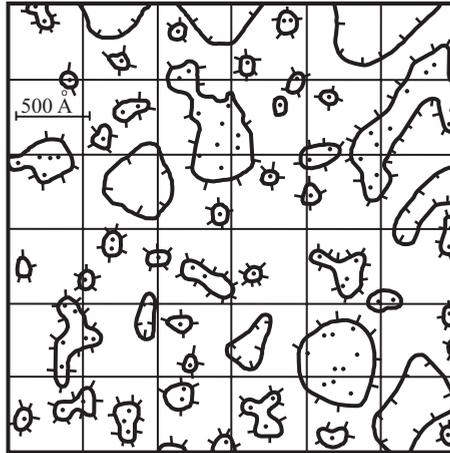


Рис. 3.26. Форма потенциального рельефа в МДП-структуре в области слабой инверсии. Сплошные линии соответствуют отклонению потенциала  $\psi_s$  от среднего значения на величину среднеквадратичной флуктуации  $\sigma\psi$ . Точки соответствуют местам расположения зарядов

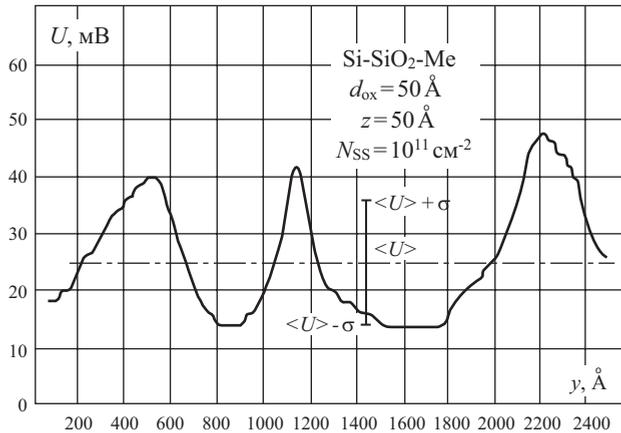


Рис. 3.27. Зависимость потенциала  $\psi_s$  от координаты  $y$  вдоль поверхности

«хребты» — участки со значительно большим уровнем поверхностного потенциала и, наконец, «долины» — области, где поверхностный потенциал близок к среднему. На приведенной шкале пространственного масштаба видно, что характерный размер областей «озер» и «горных хребтов» составляет порядка 500 Å при толщине диэлектрика  $d_{ox}$  в МДП-структуре  $d_{ox} = 50$  Å.

На рисунке 3.27 приведена зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от координаты  $y$  вдоль границы раздела полупроводник — диэлектрик, рассчитанная для случая, приведенного на рисунке 3.26. Из данного рисунка также видно, что зависимость потенциала  $\psi_s$  от координаты является немонотонной функцией.

Таким образом, дискретность и случайный характер расположения в плоскости границы раздела полупроводник — диэлектрик встроенного заряда вызывают флуктуации относительного среднего значения величины поверхностного потенциала.



### 3.7.6. Функция распределения потенциала при статистических флуктуациях

При рассмотрении флуктуаций поверхностного потенциала вопрос о нахождении вида функций распределения является одним из важных. Поскольку заряженные центры в МДП-структуре дискретны и случайным образом распределены в плоскости границы раздела, то их закон распределения описывается уравнением Пуассона:

$$P_m = \frac{(\bar{N})^m}{m!} e^{-\bar{N}}, \quad (3.143)$$

где  $\bar{N}$  – число зарядов, ожидаемое найти на площадке  $S$ ,  
 $\bar{N} = \bar{N}_{\text{ок}} \cdot S$  – среднее число зарядов, находящееся на произвольной площадке  $S$ .

Координаты каждого заряда в плоскости  $\rho_i$  являются случайной функцией, а общий потенциал от всех зарядов в произвольной точке ОПЗ полупроводника на расстоянии  $\lambda$  будет суммой потенциалов всех точечных зарядов в виде (3.141):

$$U(\rho, \lambda) = \sum_{i=1}^N U_i(\rho_i, \lambda), \quad (3.144)$$

В явном виде совместное решение уравнений (3.141)–(3.144) возможно только при условии  $\lambda \gg d_{\text{ок}}, \bar{N}_{\text{ок}}^{-1/2}$ .

В этом случае закон распределения потенциала  $\psi_s$  описывается гауссовым распределением:

$$P(\psi_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{\beta(\psi_s - \bar{\psi}_s)^2}{2\sigma_s^2}}, \quad (3.145)$$

где  $\sigma_s$  – относительная среднеквадратичная флуктуация потенциала  $\psi_s$  на расстоянии  $\lambda$ . Поскольку в общем виде соотношения (3.141)–(3.144) не представляется возможным решать в аналитическом виде, для нахождения функции распределения  $P(\psi_s)$  использовалось численное моделирование, аналогичное описанному в разделе 3.7.5. Генерируя  $n$  раз датчиком случайных чисел координаты всех зарядов, рассчитывалось в произвольной, заранее выбранной точке значение суммарного потенциала. Частота выпадания того или иного значения потенциала соответствовала плотности вероятности.

На рис. 3.28 показан вид функции распределения поверхностного потенциала  $\psi_s$  для МДП-структур с различной толщиной подзатворного диэлектрика в диапазоне  $d_{\text{ок}} = (50 \div 1000) \text{ \AA}$ . Заметим, что функции не нормированы.

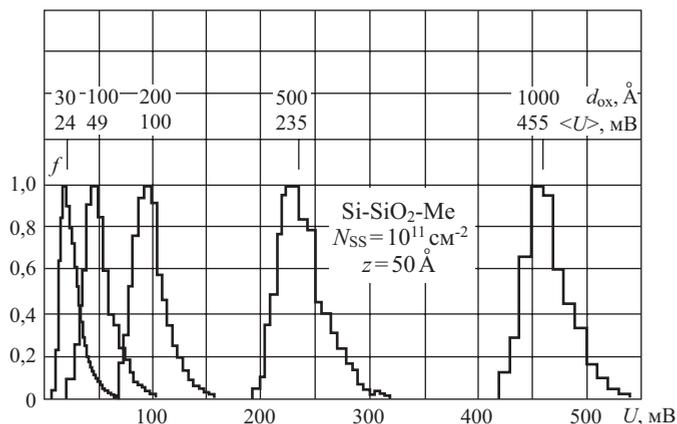


Рис. 3.28. Вид функции распределения  $f$  потенциала в МДП-структурах с разной толщиной диэлектрика

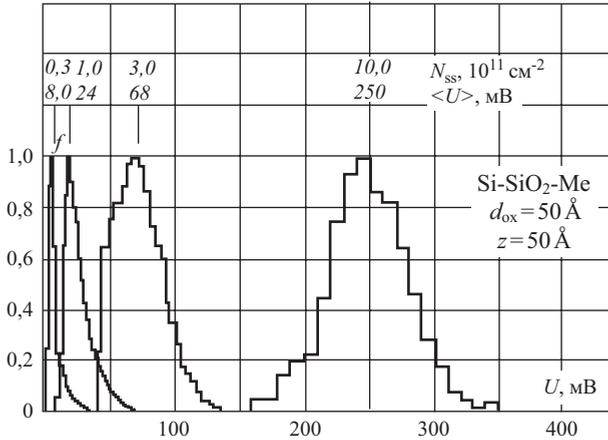


Рис. 3.29. Вид функции распределения  $f$  потенциала в МДП-структуре при разной величине плотности заряда

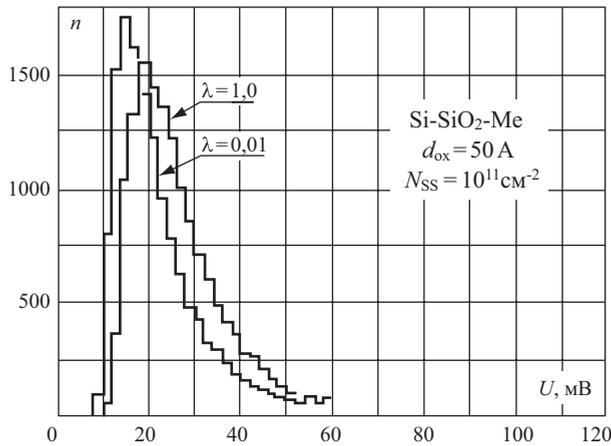


Рис. 3.30. Вид функции распределения  $f$  потенциала в МДП-структуре при различных расстояниях  $\lambda$  вглубь полупроводника

Из рисунка видно, что при малых значениях толщины окисла  $d_{\text{ox}}$  функция распределения отличается от гауссовой. По мере роста толщины диэлектрика распределение потенциала приближается к нормальному.

На рис. 3.29 показана зависимость функции распределения от средней плотности заряда  $\bar{N}_{\text{ox}}$  на границе раздела окисел – полупроводник.

Также видно, что при малых плотностях  $\bar{N}_{\text{ox}}$  функция распределения отличается от гауссовой, по мере роста числа зарядов  $\bar{N}_{\text{ox}}$  распределение потенциала также приближается к линейному.

На рис. 3.30 показано изменение вида функции распределения по мере приближения к границе раздела окисел – полупроводник. Видно, что средняя часть функции распределения не меняется, но «хвост» функции в сторону вероятности получения больших значений потенциала по мере приближения к границе раздела возрастает.

Физическая картина, обуславливающая отличие вида функции распределения поверхностного потенциала  $\psi_s$  от нормального распределения, заключается в том, что потенциал кулоновского точечного центра резко зависит от расстояния  $r$  при малых значениях  $r$ .

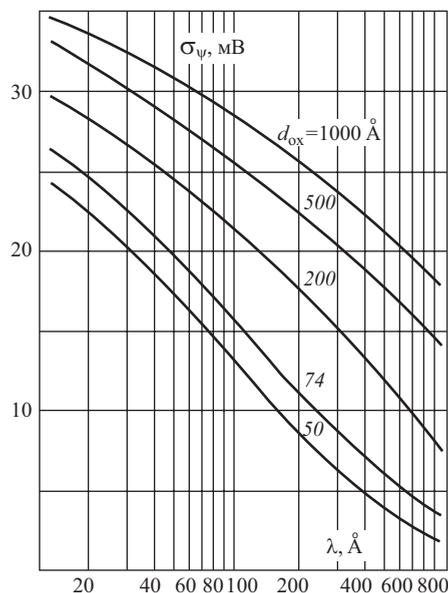
### 3.7.7. Зависимость величины среднеквадратичной флуктуации от параметров МДП-структуры

Как следует из разделов 3.7.3 и 3.7.4, для случая слабой инверсии можно получить зависимость величины среднеквадратичной флуктуации от параметров МДП-структуры. Подставим значение для потенциала единичного заряда  $U(\rho, \lambda)$  в виде (3.142) в выражение (3.136) для величины среднеквадратичной флуктуации потенциала  $\sigma_\psi$ . Для случая  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon^*$  интеграл (3.142) с выражением  $U(\rho, \lambda)$  в виде (3.136) берется в явном виде и получаем:

$$\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}}) = \left[ \frac{q}{(\epsilon_s + \epsilon_{\text{ок}})\epsilon_0} \left[ \frac{N_{\text{ок}}}{2\pi} \right]^{1/2} \left\{ \ln \left( 1 + \frac{d_{\text{ок}}}{\lambda^2 + 2d_{\text{ок}}\lambda} \right) \right\}^{1/2} \right] . \quad (3.146)$$

Когда диэлектрические постоянные окисла и полупроводника  $\epsilon_{\text{ок}}$  и  $\epsilon_s$  сильно отличаются друг от друга, зависимость  $\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}})$  в аналитическом виде не выражается.

На рис. 3.31 приведены расчетные зависимости величины среднеквадратичной флуктуации потенциала  $\sigma_\psi(\lambda)$  при различных толщинах подзатворного диэлектрика. Обращает на себя внимание тот факт, что в случае статистических флуктуаций величина среднеквадратичного отклонения  $\sigma_\psi$  довольно значительно зависит от расстояния  $l$  вглубь полупроводника. По мере уменьшения толщины подзатворного диэлектрика зависимость  $\sigma_\psi(\lambda)$  увеличивается. Видно также, что чем тоньше подзатворный диэлектрик, тем сильнее экранируются флуктуации и тем меньше величина среднеквадратичной флуктуации потенциала.



**Рис. 3.31.** Зависимость величины среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi$  от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника, рассчитанная при различных величинах толщины диэлектрика  $d_{\text{ок}}$

Из соотношения (3.146) следует, что по мере приближения к границе раздела при  $\lambda \rightarrow 0$  величина среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi$  логарифмически стремится к бесконечности. Этот факт обусловлен тем, что потенциал точечного заряда при  $r \rightarrow 0$  стремится к бесконечности. Как уже отмечалось в предыдущем разделе, функция распределения потенциала  $P(\psi_s)$  в этом случае имеет длинный «хвост» в сторону вероятности нахождения больших значений потенциала. Очевидно, что бесконечных значений потенциала на границе раздела не существует. Физическим ограничением на расстояние  $\lambda$ , на которое носители могут приблизиться к заряженному центру, является его конечный размер. Различные оценки приводят к величине  $\rho_{\min} = (5 \div 100) \text{ \AA}$  в интеграле (3.136) и соответствующей замене нижнего предела интегрирования с нуля на величину  $\rho_{\min}$ .

При расчете среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}})$  с использованием значения потенциала  $U(\rho, \lambda)$  в виде распределенного диполя по уравнению (3.141) и дальнейшего численного расчета интеграла  $\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}})$  по уравнению (3.136) получено незначительное расхождение между значениями среднеквадратичной флуктуации по сравнению с сосредоточенным диполем только в области малых значений  $\lambda$ . Это позволяет в дальнейшем использовать для расчетов зависимости  $\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}})$  явное выражение в виде (3.152).

Рассмотрев зависимость величины среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi$  от параметров МДП-структуры применительно к переносу заряда в инверсионном канале, Брюс получил аналогичную зависимость в виде:

$$\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}}) = \left[ \frac{q}{(\epsilon_s + \epsilon_{\text{ок}})\epsilon_0} \right] \left[ \frac{N_{\text{ок}}}{4\pi} \right]^{1/2} \left\{ \ln \left[ 1 + \left[ \frac{(\epsilon_s + \epsilon_{\text{ок}})\epsilon_0}{(C_{\text{ок}} + C_{\text{ss}} + C_{\text{sc}})\lambda} \right]^2 \right] \right\}^{1/2}, \quad (3.147)$$

где  $C_{\text{ок}}$ ,  $C_{\text{ss}}$ ,  $C_{\text{sc}}$  – удельная емкость окисла, поверхностных состояний и полупроводника,  $\lambda$  – среднее расстояние носителей в инверсионном слое до поверхности.

Выражение (3.147) для  $\sigma_\psi$  было получено Брюсом из решения уравнения Пуассона с использованием функций Грина. Для областей слабой инверсии выражение (3.147) принимает вид:

$$\sigma_\psi(\lambda, d_{\text{ок}}) = \left[ \frac{q}{(\epsilon_s + \epsilon_{\text{ок}})\epsilon_0} \right] \left[ \frac{N_{\text{ок}}}{4\pi} \right]^{1/2} \left\{ \ln \left[ 1 + \left[ \frac{\epsilon_s + \epsilon_{\text{ок}}}{\epsilon_{\text{ок}}} \frac{d_{\text{ок}}}{\lambda} \right]^2 \right] \right\}. \quad (3.148)$$

Для случая  $\lambda \gg d_{\text{ок}}$  выражения (3.148) и (3.146) дают одинаковое функциональное поведение зависимости  $\sigma_\psi \sim \lambda^{-1}$  и отличаются по величине в раз. В области малых величин  $\lambda \sim d_{\text{ок}}$  зависимости  $\sigma_\psi(\lambda)$  также несколько отличаются.

### 3.7.8. Пространственный масштаб статистических флуктуаций

Рассмотрим, какой характерный пространственный масштаб имеют статистические флуктуации поверхностного потенциала в МДП-структурах. Пусть на границе раздела полупроводник – диэлектрик находятся точечные заряженные центры с поверхностной плотностью  $N_{\text{ок}}$ . В силу случайного характера их расположения в плоскости границы раздела распределение зарядов задается уравнением Пуассона. Если мы разобьем плоскость границы раздела на произвольные площадки с размером  $L$ , то на одних площадках зарядов будет больше, на других – меньше. Это эквивалентно тому, что наряду с плоскостью, заряженной равномерно, имеется дополнительный набор положительно и отрицательно заряженных площадок. Ситуация будет чем-то напоминать шахматную доску с чередующимися белыми и черными полями. Необходимо рассмотреть, как будет вести себя потенциал такой знакопеременной системы зарядов.

Будем считать за плотность заряда  $\sigma$  на таких площадках избыточную, по сравнению со средней, плотность заряда, обусловленную случайным распределением заряженных центров на поверхности.

Величина  $\sigma$  будет равна:

$$\sigma = \frac{\Delta Q_{\text{ок}}}{S} = \frac{q \Delta N_{\text{ок}}}{S}. \quad (3.149)$$

При пуассоновском распределении точечных зарядов на плоскости величина среднеквадратичного отклонения  $\Delta N$  равна

$$\Delta N = \sqrt{N} = \sqrt{\bar{N}_{\text{ок}} \cdot S} = L \sqrt{\bar{N}_{\text{ок}}}, \quad (3.150)$$

где  $N$  – среднее число зарядов на площадке  $S$  с размерами  $L$ ,

$\bar{N}_{\text{ок}}$  – средняя плотность зарядов на единицу площади.

Рассмотрим, чему равен потенциал заряженной плоскости с линейным размером  $L$ . Элементарное интегрирование даст, что потенциал  $U$ , создаваемый заряженной плоскостью на расстоянии  $\lambda$  вглубь полупроводника на нормали, проходящей через ее центр, будет:

$$U = \frac{\sigma L}{2\epsilon^* \epsilon_0} \left( \frac{\lambda}{L} - \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{L} \right)^2} \right). \quad (3.151)$$

Величина потенциала  $U_0$  на плоскости при  $\lambda = 0$  будет:

$$U_0 = \frac{\sigma L}{2\epsilon^* \epsilon_0}. \quad (3.152)$$

Как следует из уравнений (3.151) и (3.152), величина потенциала  $U_0$  на границе раздела полупроводник – диэлектрик пропорциональна  $U_0 \sim \sigma L$ . Тогда с учетом (3.149) и (3.150) имеем для статистических флуктуаций:

$$U_0 = \frac{q \sqrt{\bar{N}_{\text{ок}}}}{2\epsilon^* \epsilon_0}. \quad (3.153)$$

Из соотношения (3.153) следует, что при пуассоновском распределении заряда в плоскости границы раздела полупроводник – диэлектрик величина флуктуации потенциала на поверхности  $U_0$  не зависит от масштаба флуктуаций  $L$ , а определяется только средней плотностью заряда  $\bar{N}_{\text{ок}}$ .

Для выявления особенностей экранировки потенциала знакопеременной системы зарядов рассмотрим модельную задачу. Пусть на границе раздела полупроводник – диэлектрик распределен заряд с плотностью  $\sigma(x, y)$ , изменяющейся по гармоническому закону:

$$\sigma(x, y) = \sigma_0 \sin\left(\frac{\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{\pi y}{L}\right). \quad (3.154)$$

Для нахождения потенциала, создаваемого в полупроводнике такой системой зарядов, запишем уравнение Пуассона в виде:

$$\Delta \varphi(x, y, z) = -\frac{\rho(x, y, z)}{\epsilon_0 \epsilon^*}, \quad (3.155)$$

где  $\rho(x, y, z)$  – объемная плотность заряда.

Решение уравнения Пуассона приводит к следующему значению потенциала  $\varphi(x, y, z)$ :

$$\varphi(x, y, z) = \frac{\sqrt{2}\sigma(x, y)L}{4\pi\epsilon^* \epsilon_0} \exp\left(-\frac{\lambda}{L}\pi\sqrt{2}\right), \quad (3.156)$$

где  $L$  – линейный масштаб одной ячейки,

$\lambda$  – расстояние от границы раздела вглубь полупроводника до точки, в которой рассчитывается потенциал.

Вследствие экранировки заряда, находящегося на границе раздела полупроводник–диэлектрик, металлическим затвором МДП-структуры за счет сил зеркального отражения в затворе возникает потенциал  $U_{\text{отр}}$ , описываемый в полупроводнике соотношением:

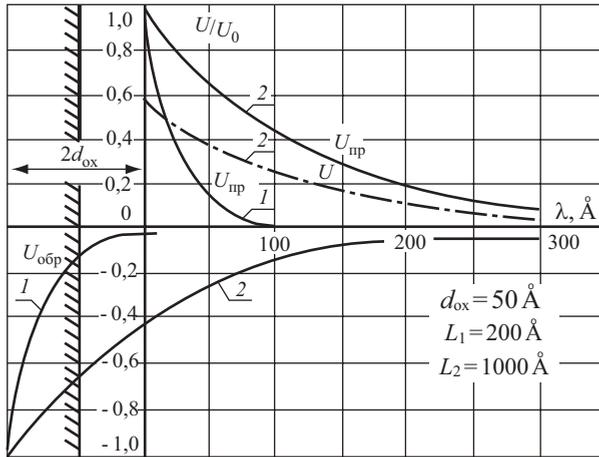


Рис. 3.32. Зависимость потенциала  $U/U_0$  знакопеременной системы зарядов типа «шахматная доска» от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника с учетом экранировки затвором МДП-структуры

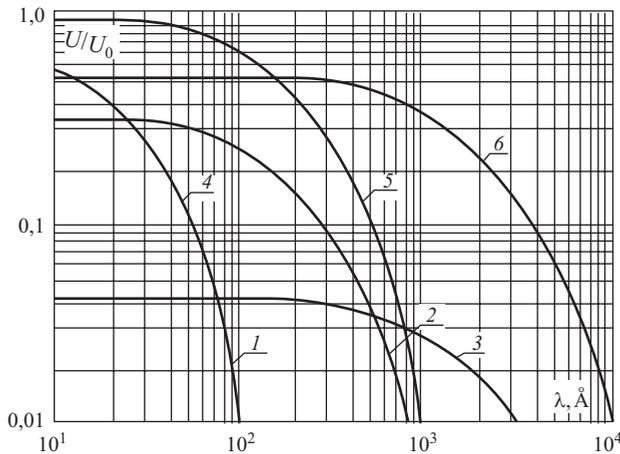


Рис. 3.33. Потенциал  $U/U_0$  системы зарядов типа «шахматная доска» в зависимости от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника:

$d_{\text{ox}} = 50 \text{ \AA}$ , 1 –  $L = 100 \text{ \AA}$ , 2 –  $L = 1000 \text{ \AA}$ , 3 –  $L = 10000 \text{ \AA}$ ,  
 $d_{\text{ox}} = 1000 \text{ \AA}$ , 4 –  $L = 100 \text{ \AA}$ , 5 –  $L = 1000 \text{ \AA}$ , 6 –  $L = 10000 \text{ \AA}$

$$U_{\text{отр}} = -\frac{\sqrt{2}\sigma(x, y)L}{4\pi\epsilon^* \epsilon_0} \exp\left(-\frac{(\lambda + 2d_{\text{ок}})}{L} \pi\sqrt{2}\right).$$

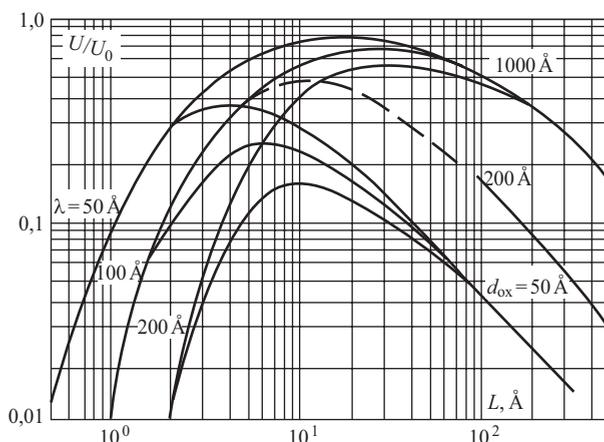
Суммарный потенциал в полупроводнике с учетом экранировки, как показано на рис. 3.32, будет равен:

$$U(x, y, z) = \frac{\sqrt{2}\sigma(x, y)L}{4\pi\epsilon^* \epsilon_0} \left[ \exp\left(-\frac{\lambda}{L} \pi\sqrt{2}\right) - \exp\left(-\frac{\lambda + 2d_{\text{ок}}}{L} \pi\sqrt{2}\right) \right]. \quad (3.157)$$

На рис. 3.32 приведена зависимость потенциала  $U(x, y, z)$  от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника, рассчитанная по уравнению (3.157).

На рис. 3.33 приведен закон спада потенциала вглубь полупроводника в зависимости от масштаба  $L$ . Как следует из этого рисунка, мелкомасштабные флуктуации на больших расстояниях экранируются эффективнее, чем крупномасштабные.

На рис. 3.34 показан характер экранировки потенциала в зависимости от масштаба  $L$  при разных толщинах подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ок}}$  и различных расстояниях  $\lambda$ .



**Рис. 3.34.** Зависимость потенциала  $U/U_0$  системы зарядов типа «шахматная доска» от размера  $L$  при различных толщинах окисла  $d_{\text{ок}}$  и расстояниях  $\lambda$  вглубь полупроводника

Видно, что зависимость потенциала  $U$  от масштаба  $L$  имеет выраженный максимум. Исследование соотношения (3.157) на экстремум показывает, что оптимальная величина масштаба  $L_{\text{опт}}$ , соответствующая максимальному значению потенциала  $(U/U_0)_{\text{max}}$ , будет равна:

$$L_{\text{опт}} = \frac{2\sqrt{2}\pi d_{\text{ок}}}{\ln\left(\frac{\lambda + 2d_{\text{ок}}}{\lambda}\right)}. \quad (3.158)$$

На рис. 3.35 приведена зависимость масштаба  $L_{\text{опт}}$ , рассчитанная по соотношению (3.158) от толщины диэлектрика при разных расстояниях вглубь полупроводника.

При больших значениях толщины диэлектрика оптимальный масштаб имеет размеры порядка толщины диэлектрика  $L_{\text{опт}} \sim d_{\text{ок}}$ , при малых толщинах диэлектрика величина оптимального масштаба существенно больше толщины диэлектрика  $L_{\text{опт}} \gg d_{\text{ок}}$ .

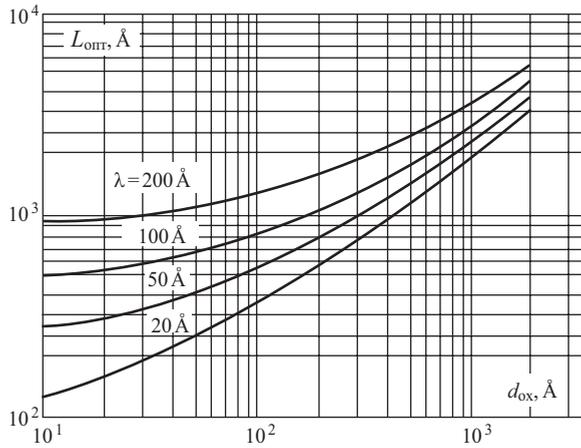


Рис. 3.35. Зависимость оптимального масштаба  $L_{\text{опт}}$ , соответствующему максимальному значению относительного потенциала  $U/U_0$ , от толщины подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ox}}$

### 3.7.9. Сравнительный анализ зависимости среднеквадратичной флуктуации $\sigma_\psi$ и потенциала оптимальной флуктуации

Представляет определенный интерес сравнение спада потенциала  $U(\lambda)$ , рассчитанного по соотношению (3.157) для флуктуаций различного масштаба  $L$ , со спадом величины среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi(\lambda)$ . Воспользуемся тем фактом, что для различных масштабов  $L$  величина потенциала на поверхности  $U_0$  будет одинакова, как было показано в уравнении (3.123). Будем также учитывать для каждого значения расстояния  $\lambda$  только оптимальные флуктуации, дающие максимальное значение потенциала, то есть флуктуации размером  $L = L_{\text{опт}}$ , рассчитанным по (3.158). Величину  $U_0$  выберем для всех случаев такую, чтобы для одной из толщин диэлектрика значения  $\sigma_\psi$  и потенциала  $U$  совпали бы при больших значениях  $\lambda \rightarrow \infty$ .

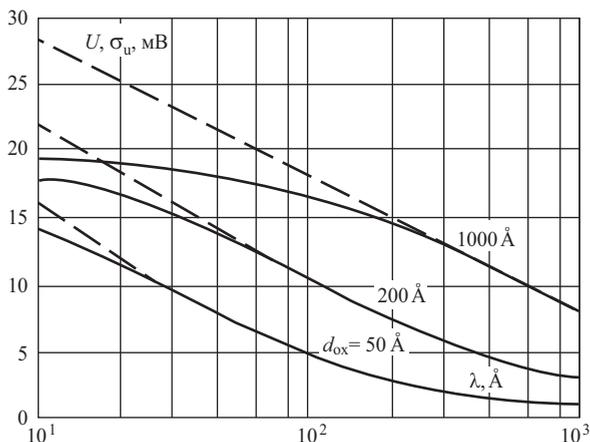
При других значениях толщины диэлектрика такое совпадение наблюдалось автоматически.

На рис. 3.36 приведен график потенциала оптимальной флуктуации, рассчитанный подобным образом. Из графика видно, что при больших  $\lambda$  наблюдается совпадение характера зависимости среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi$  и потенциала оптимальной флуктуации  $U$  от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника.

Расхождение наблюдается при малых значениях  $\lambda$ , причем с уменьшением толщины диэлектрика  $d_{\text{ox}}$  область значения  $\lambda$ , где наблюдается это расхождение, также уменьшается. При значениях  $\lambda \rightarrow 0$ , то есть при приближении к границе раздела полупроводник – диэлектрик, величина среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_\psi$  логарифмически расходится, в то время как потенциал оптимальной флуктуации имеет конечное значение, равное  $U_0$ .

Зависимость величины потенциала флуктуации  $U$  от масштаба  $L$  приведена ранее на рис. 3.34. При пуассоновском характере распределения точечных зарядов очевидно, что должна наблюдаться минимальная величина масштаба флуктуации, определяемая средним расстоянием между заряженными точечными центрами.

$$L_{\text{min}} \approx \bar{a} = N_{\text{ox}}^{-1/2}. \quad (3.159)$$



**Рис. 3.36.** Зависимость потенциала оптимальной флуктуации  $U_0$  и величины среднеквадратичной флуктуации  $\sigma_U$  от расстояния  $\lambda$  вглубь полупроводника для системы случайно распределенных точечных зарядов на границе раздела окисел – полупроводник

Для  $\bar{N}_{\text{ox}} = 10^{10} \text{см}^{-2}$  величина  $L_{\text{min}}$  будет порядка  $1000 \text{Å}$ , для  $\bar{N}_{\text{ox}} = 10^{12} \text{см}^{-2}$  величина  $L_{\text{min}}$  будет порядка  $100 \text{Å}$ .

Таким образом, дискретность зарядов на границе раздела полупроводник – диэлектрик является физической причиной ограничения минимального масштаба флуктуации. Физическое ограничение максимального масштаба флуктуаций определяется размерами исследуемой МДП-структуры:  $L_{\text{max}} \approx L_{\text{обр}}$ .

Таким образом, на границе раздела окисел – полупроводник возможны все масштабы флуктуаций заряда от  $L_{\text{min}}$  до  $L_{\text{max}}$ . Но в силу экранировки затвором во флуктуации потенциала дают максимальный вклад такие масштабы, которые удовлетворяют соотношению (3.158). В данном случае МДП-структура выступает чем-то в виде RC-фильтра, который из набора сигналов всех гармоник выделяет преимущественно одну частоту.

При переходе от области слабой к области сильной инверсии начинает играть свою роль экранирование свободными носителями. В некотором смысле это эквивалентно установке и приближению к границе второго затвора со стороны полупроводниковой подложки. Учтем этот факт экранировки следующим образом. Введем расстояние  $d_{\text{nn}}$  из условия равенства емкостей области пространственного заряда  $C_{\text{sc}}$  и емкости конденсатора с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_s$  и расстоянием между обкладками  $d_{\text{nn}}$ . Получаем:

$$C_{\text{sc}} = \frac{\epsilon_s \epsilon}{d_{\text{nn}}} \quad (3.160)$$

Величина  $d_{\text{nn}}$  для области сильной инверсии будет эквивалентна среднему расстоянию свободных носителей в области пространственного заряда до границы раздела полупроводник – диэлектрик. С ростом избытка свободных носителей в инверсионном канале  $\Gamma_{\text{p,n}}$  величина  $d_{\text{nn}}$  будет уменьшаться и, как следует из рис. 3.36, будет происходить экранировка флуктуаций сначала больших масштабов. При этом будет уменьшаться и абсолютная величина флуктуаций потенциала, как видно из рис. 3.36, и потенциальный рельеф будет становиться все мелкомасштабнее.

Максимальная длина свободного пробега дырок в инверсионных каналах кремниевых МДП-структур, рассчитанная из значения подвижности в максимуме зависимости  $\mu(\Gamma_p)$  при температурах  $T = (77 \div 350)$  К, составляет величину не более  $\lambda = (200 \div 300)$  Å.

Величина линейного масштаба оптимальной флуктуации, как видно из рис. 3.35, во всех случаях обычно больше длины свободного пробега, в том числе и в МДП-структурах со сверхтонким подзатворным диэлектриком. Этот факт позволяет рассматривать процесс переноса свободных носителей заряда в сложном потенциальном рельефе в инверсионных каналах МДП-структур как процесс «протекания» в случайном потенциальном поле, а не как процесс рассеяния.

## Контрольные вопросы

1. Что такое область пространственного заряда?
2. Что такое поверхностный потенциал?
3. Напишите уравнение Пуассона для области пространственного заряда.
4. Какие значения принимают величина поверхностного потенциала в обогащении, обеднении и инверсии?
5. Назовите основные типы поверхностных состояний полупроводника.

## Задачи

3.1. Рассчитать дебаевскую длину экранирования в кремнии с удельным сопротивлением  $\rho = 15$  Ом·см и сравнить с глубиной проникновения электрического поля,  $T = 300$  К.

3.2. Рассчитать и сравнить дебаевские длины экранирования  $L_D$  в собственных полупроводниках – кремнии Si, германии Ge, арсениде галлия GaAs, антимониде индия InSb при комнатной температуре.

3.3. Рассчитать объемную концентрацию электронов и дырок на поверхности  $n_s, p_s$  для  $n$ -Si с  $\rho = 1$  Ом·см при значениях поверхностного потенциала  $\psi_s = 0,3$  В;  $-0,2$  В,  $-0,5$  В,  $-0,9$  В. Определить состояние поверхности.

3.4. Найти величину заряда  $Q_{sc}$  и емкости  $C_{sc}$  ОПЗ кремния марки КДБ-10 при значениях поверхностного потенциала  $\psi_s$ , равных  $\psi_s = 0$ ;  $\varphi_0$ ,  $2\varphi_0$ .

3.5. Найти в классическом случае среднее расстояние  $\lambda_c$ , на котором локализованы свободные электроны в инверсионном канале в  $p$ -Si с сопротивлением  $\rho = 0,1$  Ом·см при поверхностном потенциале  $\psi_s = 3/2 \varphi_0$  при температурах  $T = 300$  К и  $T = 77$  К.

3.6. Оценить дебройлевскую длину волны электронов для кремния Si, германия Ge, арсенида галлия GaAs и антимонида индия InSb при комнатной  $T = 300$  К и азотной  $T = 77$  К температурах.

3.7. Рассчитать энергию дна первых трех квантовых подзон в  $n$ -Si при значении  $\psi_s = 2\varphi_0$  и при  $N_A = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>. Найти среднюю область локализации  $l_c$  электрона от поверхности на каждом из этих уровней и полное число электронов  $N_i$  в подзонах  $T = 77$  К.

3.8. Рассчитать, чему равен заряд поверхностных состояний  $Q_{ss}$  при значениях поверхностного потенциала:  $\psi_s = 0$ ;  $\psi_s = \varphi_0$ ;  $\psi_s = 2\varphi_0$  для кремния  $p$ -типа при  $T = 300$  К с уровнем легирования  $N_A = 1 \cdot 10^{18}$  см<sup>-3</sup>. Поверхностные состояния распределены равномерно по зоне с плотностью  $N_{ss} = 2 \cdot 10^{12}$  см<sup>-2</sup>·эВ<sup>-1</sup>. Сравнить заряд  $Q_{ss}$  с соответствующим зарядом  $Q_{sc}$  ОПЗ.

3.9. В запрещенной зоне  $n$ -Si с  $\rho = 7,5$  Ом·см имеются **моноэнергетические** поверхностные состояния (ПС) с концентрацией  $N_s = 8 \cdot 10^{12}$  см<sup>-2</sup> и сечением захвата  $\sigma_s = 10^{-16}$  см<sup>2</sup>, расположенные на  $E_s = 0,45$  эВ выше середины запрещенной зоны. Рассчитать постоянную времени ПС  $\tau$ , эквивалентную последовательную емкость  $C_s$  и сопротивление  $R_s$



при обогащающем изгибе зон  $\psi_s$ , когда уровень Ферми совпадает с положением уровня ПС,  $T = 300$  К.

3.10. Чему равна плотность поверхностных состояний  $N_{ss}$  в МДП-структуре  $p\text{-Si} - \text{Si}_3\text{N}_4 - \text{Si}(п/к)$  в состоянии плоских зон, если уровень легирования подложки  $N_A = 1,5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , площадь затвора  $S = 0,5 \text{ мм}^2$ , толщина нитрида кремния  $d_n = 1,2 \cdot 10^{-5} \text{ см}$ , а наклон экспериментальной ВФХ равен  $\Delta = \Delta C / \Delta V = 42 \text{ пФ/В}$ .

3.11. Рассчитать плотность поверхностных состояний  $N_{ss}$ , если максимум кривой зависимости нормированной проводимости  $G_p/\omega$  от  $\omega$  находится на частоте  $\omega = 2 \cdot 10^5 \text{ Гц}$  и равен  $G_p/\omega|_{\text{max}} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ [Ф/см]}$ . Оценить тип ПС по величине сечения захвата  $\sigma_t$ , если поверхностная концентрация электронов  $n_{s0}$  равна  $n_{s0} = 1 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$ .

3.12. Рассчитать вольт-фарадную характеристику МДП-системы  $p\text{-Si} - \text{SiO}_2 - \text{Al}$ ,  $d_{\text{ox}} = 150 \text{ нм}$ ,  $N_A = 1,5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ ,  $T = 300 \text{ К}$  при наличии отрицательного заряда в окисле  $N_{\text{ox}} = -4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$  и донорного моноуровня поверхностных состояний  $N_s = 6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$  на  $0,1 \text{ эВ}$  ниже середины запрещенной зоны кремния.

# Глава 4

## Полупроводниковые диоды

### Введение

Полупроводниковым диодом называют нелинейный электронный прибор с двумя выводами. В зависимости от внутренней структуры, типа, количества и уровня легирования внутренних элементов диода и вольт-амперной характеристики свойства полупроводниковых диодов бывают различными. В данном разделе будут рассмотрены следующие типы полупроводниковых диодов: выпрямительные диоды на основе  $p-n$ -перехода, стабилитроны, варикапы, туннельные и обращенные диоды.

### 4.1. Характеристики идеального диода на основе $p-n$ -перехода

Основу выпрямительного диода составляет обычный электронно-дырочный переход. Как было показано в главе 2, вольт-амперная характеристика такого диода имеет ярко выраженную нелинейность, приведенную на рис. 4.1, б, и описывается уравнением (4.1). В прямом смещении ток диода инжекционный, большой по величине и представляет собой диффузионную компоненту тока основных носителей. При обратном смещении ток диода маленький по величине и представляет собой дрейфовую компоненту тока неосновных носителей. В состоянии равновесия суммарный ток, обусловленный диффузионными и дрейфовыми токами электронов и дырок, равен нулю.

$$J = J_s (e^{qV_G/kT} - 1), \quad (4.1)$$

$$j_{pE} - j_{pD} - j_{nD} - j_{nE} = 0. \quad (4.2)$$

Для анализа приборных характеристик выпрямительного диода важными являются такие дифференциальные параметры, как коэффициент выпрямления, характеристические сопротивления и емкости диода в зависимости от выбора рабочей точки.

#### 4.1.1. Выпрямление в диоде

Одним из главных свойств полупроводникового диода на основе  $p-n$ -перехода является резкая асимметрия вольт-амперной характеристики: высокая проводимость при прямом смещении и низкая при обратном. Это свойство диода используется в выпрямительных диодах. На рис. 4.2 приведена схема, иллюстрирующая выпрямление переменного тока в диоде.

Рассмотрим, каков будет коэффициент выпрямления идеального диода на основе  $p-n$ -перехода. Для этого рассчитаем по уравнению (4.1) коэффициент выпрямления  $K$  как отношение прямого тока к обратному току диода при значениях напряжения  $V_G = \pm 0,01 \text{ В}; \pm 0,025 \text{ В}; \pm 0,1 \text{ В}; \pm 0,25 \text{ В}; \pm 1 \text{ В}$ . Получаем:

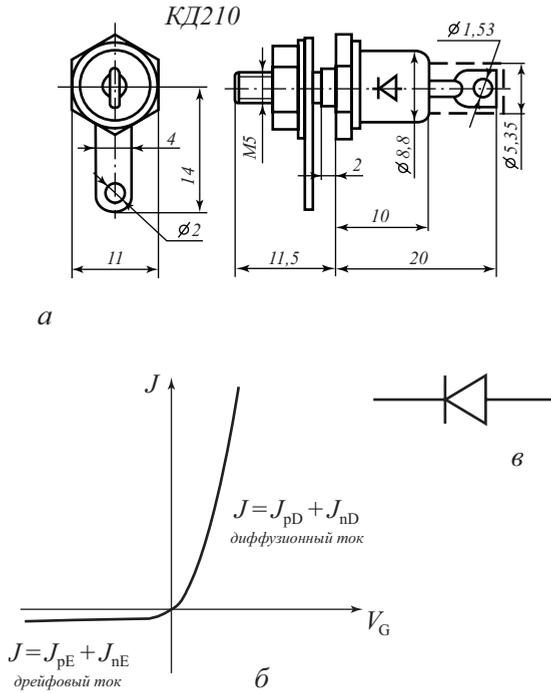


Рис. 4.1. Параметры полупроводникового диода: а) конструкция прибора (с указанием размера в мм); б) вольт-амперная характеристика; в) схематехническое обозначение

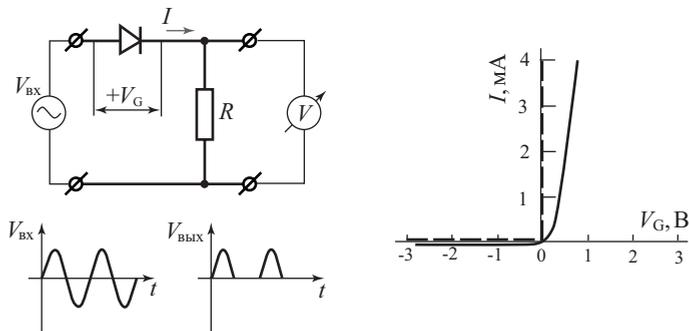


Рис. 4.2. Схема, иллюстрирующая выпрямление переменного тока с помощью диода [83, 91]

$$K = \frac{J^+}{J^-} = \frac{e^{\beta V_G} - 1}{e^{-\beta V_G} - 1}. \quad (4.3)$$

Учтем, что величина  $\beta^{-1}$  при комнатной температуре составляет  $\beta^{-1} = 0,025$  В. Результаты расчета приведены в таблице.

$V_G, \text{ В}$	$\pm 0,01$	$\pm 0,025$	$\pm 0,1$	$\pm 0,25$	$\pm 1$
К, отн. ед.	1,0	1,1	55	$2,3 \cdot 10^4$	$2,8 \cdot 10^{20}$

Как следует из таблицы и соотношения (4.3), при значениях переменного напряжения  $V_G$ , модуль которого меньше, чем тепловой потенциал  $kT/q$ , полупроводниковый диод не выпрямляет переменный ток. Коэффициент выпрямления достигает приемлемых величин при значениях  $V_G$  по крайней мере в 4 раза больших, чем тепловой потенциал  $kT/q$ , что при комнатной температуре  $T = 300 \text{ К}$  соответствует значению напряжения  $V_G = \pm 0,1 \text{ В}$ .

#### 4.1.2. Характеристическое сопротивление

Различают два вида характеристического сопротивления диодов: дифференциальное сопротивление  $r_D$  и сопротивление по постоянному току  $R_D$ .

Дифференциальное сопротивление определяется как

$$r_D = \frac{dU}{dI} = \left[ \frac{dI}{dU} \right]^{-1} = [\beta j_s e^{\beta V_G} + \beta j_s - \beta j_s]^{-1} = [\beta(I + I_s)]^{-1} = \frac{kT/q}{I + I_s}. \quad (4.4)$$

На прямом участке вольт-амперной характеристики диода дифференциальное сопротивление  $r_D$  невелико и составляет величину несколько Ом. Действительно, при значении прямого тока диода  $I = 25 \text{ мА}$  и значении теплового потенциала  $kT/q = 25 \text{ мВ}$  величина дифференциального сопротивления  $r_D$  будет равна  $r_D = 1 \text{ Ом}$ . На обратном участке вольт-амперной характеристики диода дифференциальное сопротивление  $r_D$  стремится к бесконечности, поскольку в идеальных диодах при обратном смещении ток не зависит от напряжения.

Сопротивление по постоянному току  $R_D$  определяется как отношение приложенного напряжения  $V_G$  к протекающему через диод току  $I$ :

$$R_D = \frac{U}{I} = \frac{U}{I_0(e^{\beta V_G} - 1)}. \quad (4.5)$$

На прямом участке вольт-амперной характеристики сопротивление по постоянному току больше, чем дифференциальное сопротивление  $R_D > r_D$ , а на обратном участке – меньше  $R_D < r_D$ .

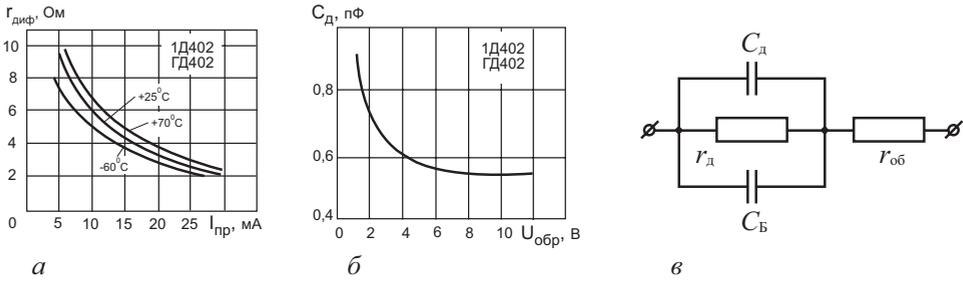
В точке вблизи нулевого значения напряжения  $V_G \ll kT/q$  значения сопротивления по постоянному току и дифференциального сопротивления совпадают. Действительно, разложив экспоненту в ряд в соотношении (4.5), получаем:

$$R_D = \frac{kT}{q} \frac{1}{I_0} = r_D. \quad (4.6)$$

Используя характерное значение для обратного тока диода  $I_0 = 25 \text{ мкА}$ , получаем величину сопротивления диода в нулевой точке  $R_{D0} = r_{D0} = 1 \text{ кОм}$ . На рис. 4.3, а приведена зависимость дифференциального сопротивления диода ГД402 от величины тока при прямом смещении.

#### 4.1.3. Эквивалентная схема диода

С учетом полученных дифференциальных параметров можно построить эквивалентную малосигнальную схему диода для низких частот (рис. 4.3). В этом случае наряду с уже описанными элементами – дифференциальным сопротивлением (рис. 4.3, а) и



**Рис. 4.3.** Приборные характеристики и эквивалентная малосигнальная схема для выпрямительных диодов [102, 105]: а) зависимость дифференциального сопротивления диода ГД402 от величины тока при прямом смещении; б) зависимость емкости диода ГД402 от обратного напряжения; в) эквивалентная малосигнальная схема диода для низких частот

емкостями диода (рис. 4.3, б) необходимо учесть омическое сопротивление квазинейтрального объема базы ( $r_{\text{об}}$ ) диода. Сопротивление квазинейтрального объема эмиттера можно не учитывать, поскольку в диодах эмиттер обычно легирован существенно более сильно, чем база.

## 4.2. Варикапы

Зависимость барьерной емкости  $C_{\text{б}}$  от приложенного обратного напряжения  $V_{\text{Г}}$  используется для приборной реализации. Полупроводниковый диод, реализующий эту зависимость, называется **варикапом**. Максимальное значение емкости варикапа имеет при нулевом напряжении  $V_{\text{Г}}$ . При увеличении обратного смещения емкость варикапа уменьшается. Функциональная зависимость емкости варикапа от напряжения определяется профилем легирования базы варикапа. В случае однородного легирования емкость обратно пропорциональна корню из приложенного напряжения  $V_{\text{Г}}$ . Задавая профиль легирования в базе варикапа  $N_{\text{Д}}(x)$ , можно получить различные зависимости емкости варикапа от напряжения  $C(V_{\text{Г}})$  – линейно убывающие, экспоненциально убывающие. На рис. 4.4 показана зависимость емкости варикапов различных марок от приложенного напряжения.

## 4.3. Влияние генерации, рекомбинации и объемного сопротивления базы на характеристики реальных диодов

В реальных выпрямительных диодах на основе  $p$ - $n$ -перехода при анализе вольт-амперных характеристик необходимо учитывать влияние генерационно-рекомбинационных процессов в обедненной области  $p$ - $n$ -перехода и падение напряжения на омическом сопротивлении базы  $p$ - $n$ -перехода при протекании тока через диод.

При рассмотрении влияния генерационно-рекомбинационных процессов в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода будем считать, что доминирующим механизмом генерационно-рекомбинационного процесса является механизм Шокли–Рида. В этом случае для

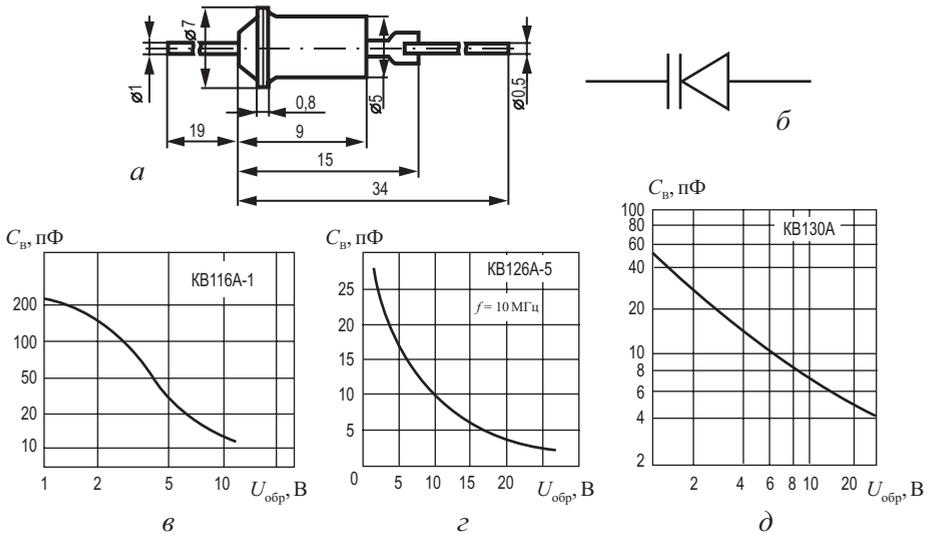


Рис. 4.4. Конструкция варикапа с указанием размера в мм (а), схематическое обозначение (б) и зависимость емкости варикапа от напряжения для различных варикапов (в – KB116A, г – KB126A, д – KB130A) [105]

моноэнергетического рекомбинационного уровня, расположенного вблизи середины запрещенной зоны полупроводника, выражение для темпа генерации (рекомбинации) имеет вид [68, 76]:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_t (pn - p_1 n_1)}{\gamma_n (n + n_1) + \gamma_p (p + p_1)}. \quad (4.7)$$

Параметры, входящие в соотношение 4.7, имеют следующие значения:

$\gamma_n, \gamma_p$  – вероятности захвата электронов и дырок на рекомбинационный уровень;

$N_t$  – концентрация рекомбинационных уровней;

$n, p$  – концентрации неравновесных носителей;

$n_1, p_1$  – концентрации равновесных носителей в разрешенных зонах при условии, что рекомбинационный уровень совпадает с уровнем Ферми.

На рис. 4.5 приведены схемы электронных переходов между проводимости и валентной зоной с участием рекомбинационных центров для различных значений концентрации неосновных носителей. Рекомбинационные центры на зонных диаграммах отмечены в виде широкой полосы вблизи середины запрещенной зоны. В первом случае показано состояние термодинамического равновесия  $R = G$ . Во втором случае показано состояние, в котором концентрация неосновных носителей  $n_p$  превышает равновесное значение  $n_{p0}$ , при этом рекомбинация превалирует над генерацией. В третьем случае показано состояние, в котором концентрация неосновных носителей  $n_p$  меньше равновесного значения  $n_{p0}$ , при этом генерация превалирует над рекомбинацией.

Из уравнений 4.7 и 2.73 следует, что при прямом смещении ( $V_G > 0$ ) произведение концентрации неравновесных носителей  $p \cdot n$  будет больше, чем произведение концентрации равновесных носителей  $p_1 \cdot n_1$  ( $p \cdot n > p_1 \cdot n_1$ ). Следовательно, правая часть уравнения 4.7 будет положительной, а скорость изменения концентрации неравновесных носителей  $dn/dt$  будет отрицательной. Таким образом, концентрация неравновесных носителей будет убывать и рекомбинация будет преобладать над генерацией.

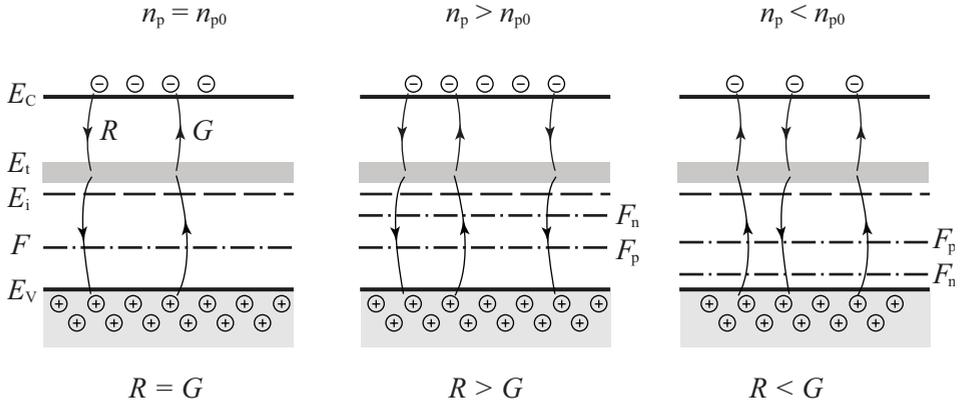


Рис. 4.5. Схема, иллюстрирующая балансы процессов генерации и рекомбинации в равновесных и неравновесных условиях

При обратном смещении ( $V_G < 0$ ) соотношения будут обратными, концентрация неравновесных носителей будет возрастать и генерация будет преобладать над рекомбинацией. Рассмотрим более подробно эти процессы.

#### 4.3.1. Влияние генерации неравновесных носителей в ОПЗ $p$ - $n$ -перехода на обратный ток диода

При обратном смещении ( $V_G < 0$ )  $p$ - $n$ -перехода из соотношения 2.73 следует, что

$$p_n = n_i^2 \cdot e^{\frac{s_n - s_p}{kT}} = n_i^2 \cdot e^{\beta V_G} \ll n_i^2. \quad (4.8)$$

Величина произведения концентрации равновесных носителей  $p_1 \cdot n_1$  будет равна квадрату собственной концентрации:  $p_1 n_1 = n_i^2$ .

В этом случае из уравнения 4.7 следует, что

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_t}{\gamma_n (n + n_1) + \gamma_p (p + p_1)} n_i^2. \quad (4.9)$$

Учтем, что значения концентрации неравновесных носителей  $p, n$  будут меньше концентрации равновесных носителей  $p_1$  и  $n_1$ :  $p < p_1, n < n_1$ , а величины  $n_1$  и  $p_1$  определяются через объемное положение уровня Ферми  $\phi_{0t}$  следующим образом:

$$n_1 = n_i e^{\beta \phi_{0t}}; \quad p_1 = n_i e^{-\beta \phi_{0t}}. \quad (4.10)$$

Тогда получаем:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_t}{\gamma_n e^{\beta \phi_{0t}} + \gamma_p e^{-\beta \phi_{0t}}} n_i = \frac{n_i}{\tau_c}, \quad (4.11)$$

где  $\tau_c$  — эффективное время жизни неравновесных носителей, определяемое как

$$\tau_c^{-1} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_t}{\gamma_n e^{\beta \phi_{0t}} + \gamma_p e^{-\beta \phi_{0t}}}. \quad (4.12)$$

Из соотношения 4.11 следует, что скорость изменения концентрации неравновесных носителей  $dn/dt$  будет положительной, следовательно, генерация будет преобладать над рекомбинацией.

Для того чтобы рассчитать генерационный ток  $J_{ген}$ , необходимо проинтегрировать по ширине области пространственного заряда  $W$ :

$$J_{35=} = \int_0^W q \frac{dn}{dt} dx \approx q \frac{dn}{dt} W = \frac{qn_i W}{\tau_e} . \quad (4.13)$$

На рис. 4.6, а показана зонная диаграмма  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении. Заштрихованная область вблизи середины запрещенной зоны области пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода показывает область локализации рекомбинационных центров. Штрих-пунктирная линия показывает расщепление квазиуровня Ферми при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода.

Рассмотрим зависимость генерационного тока  $J_{ген}$  от обратного напряжения  $V_G$ , приложенного к диоду.

Зависимость генерационного тока  $J_{ген}$  от напряжения  $V_G$  будет определяться зависимостью ширины области пространственного заряда  $W$  от напряжения  $V_G$ . Поскольку ширина области пространственного заряда  $W$  определяется как  $W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (\phi_0 + U_{обр})}{qN_D}}$ , то генерационный ток  $J_{ген}$  будет пропорционален корню из напряжения:  $J_{ген} \sim \sqrt{V_G}$ .

Величина дрейфовой компоненты обратного тока  $J_0$  несимметричного  $p^+-n$ -перехода равна:

$$J_0 = \frac{qL_p n_{p0}}{\tau_p} = \frac{qL_p n_i^2}{\tau_p N_A} . \quad (4.14)$$

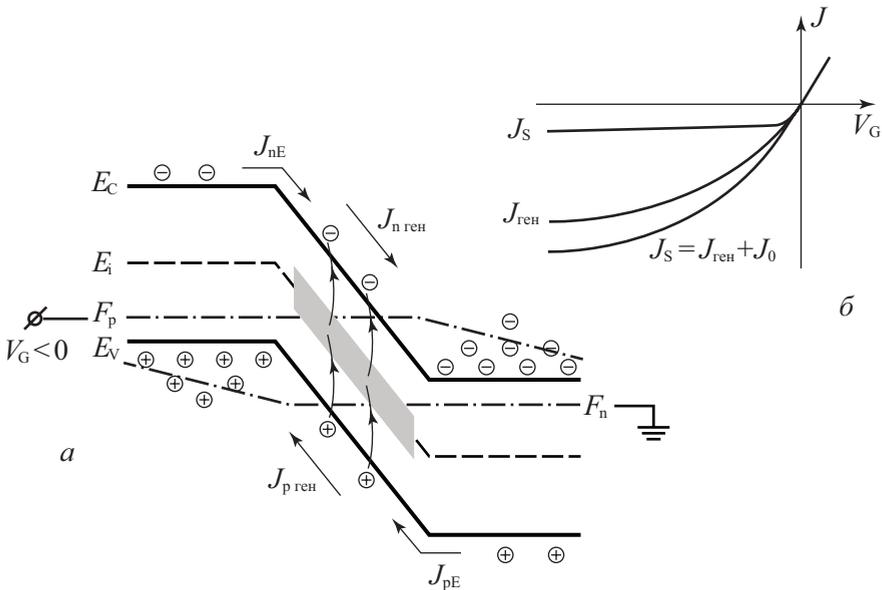


Рис. 4.6.  $p$ - $n$ -переход при обратном смещении: а) зонная диаграмма  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении. Заштрихованная область – область рекомбинации; б) вклад генерационного тока  $J_{ген}$  в обратный ток  $p$ - $n$ -перехода

Сделаем оценку отношения теплового  $J_0$  и генерационного  $J_{\text{ген}}$  токов для диодов, изготовленных из различных полупроводников:

$$\frac{J_{\text{ген}}}{J_0} = \frac{W}{L_n} \frac{N_D}{n_i} \quad (4.15)$$

На рис. 4.6, б приведена вольт-амперная характеристика диода на основе  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении для случая, когда генерационный ток существенно превышает тепловой ток.

Для германия (Ge) характерны следующие параметры:  $W = 1$  мкм;  $L_n = 150$  мкм,  $n_i = 10^{13}$  см $^{-3}$ ,  $N_D = 10^{15}$  см $^{-3}$ . Подставляя эти величины в соотношение 4.15, получаем, что генерационный ток и тепловой ток одинаковы,  $J_{\text{ген}} \sim I_s$ .

Для кремния (Si) характерны следующие параметры:  $W = 1$  мкм;  $L_n = 500$  мкм,  $n_i = 10^{10}$  см $^{-3}$ ,  $N_D = 10^{15}$  см $^{-3}$ . Подставляя эти величины в соотношение 4.15, получаем, что генерационный ток много больше, чем тепловой ток,  $I_{\text{ген}}/I_s \sim 2 \cdot 10^2$ .

Таким образом, для кремниевых диодов на основе  $p$ - $n$ -перехода в обратном направлении преобладает генерационный ток, а для германиевых диодов – тепловой ток.

Как следует из уравнения 4.15, соотношения генерационного и теплового токов зависят от собственной концентрации  $n_i$ . Если собственная концентрация  $n_i$  мала (широкозонный полупроводник), преобладает генерационный ток, если значение  $n_i$  велико (узкозонный полупроводник), преобладает тепловой ток.

### 4.3.2. Влияние рекомбинации неравновесных носителей в ОПЗ $p$ - $n$ -перехода на прямой ток диода

При прямом смещении ( $V_G > 0$ )  $p$ - $n$ -перехода из соотношения 1.20 следует, что

$$pn = n_i^2 e^{BV_G} \gg n_i^2 \quad (4.16)$$

Из уравнений 4.7 и 1.20 следует, что при прямом смещении ( $V_G > 0$ ) произведение концентрации неравновесных носителей  $pn$  будет больше, чем произведение концентраций равновесных носителей  $p_1 \cdot n_1$  ( $pn > p_1 \cdot n_1$ ).

Предположим, что рекомбинационный уровень  $E_t$  находится в середине запрещенной зоны полупроводника  $E_t = E_i$ . Тогда  $p_1 = n_1 = n_i$ , а коэффициенты захвата одинаковы:  $\gamma_n = \gamma_p$ . В этом случае уравнение 4.7 примет вид:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\gamma N_t n_i^2 e^{BV_G}}{n + p + 2n_i} \quad (4.17)$$

Из уравнения (4.17) следует, что темп рекомбинации  $\frac{dn}{dt}$  будет максимален в том случае, если знаменатель имеет минимальное значение. Это состояние реализуется в той точке ОПЗ, где квазиуровни Ферми находятся на равном расстоянии от середины запрещенной зоны, то есть расстояние  $\phi_{0,n,p}$  от середины зоны  $E_i$  до квазиуровней  $F_n$  и  $F_p$  одинаково и равно  $\phi_{0,n,p} = V_G/2$ .

При этих условиях знаменатель в уравнении 4.17 будет иметь значение  $2n_i e^{\frac{BV_G}{2}}$ .

Следовательно, для скорости генерации имеем:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{1}{2} \gamma N_t n_i^2 e^{\frac{BV_G}{2}} \quad (4.18)$$

На рис. 4.7, б приведена зонная диаграмма  $p$ - $n$ -перехода при прямом смещении, иллюстрирующая вклад рекомбинационного тока в полный ток  $p$ - $n$ -перехода. Штрих-пунктирные линии показывают расщепление квазиуровня Ферми при прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода.

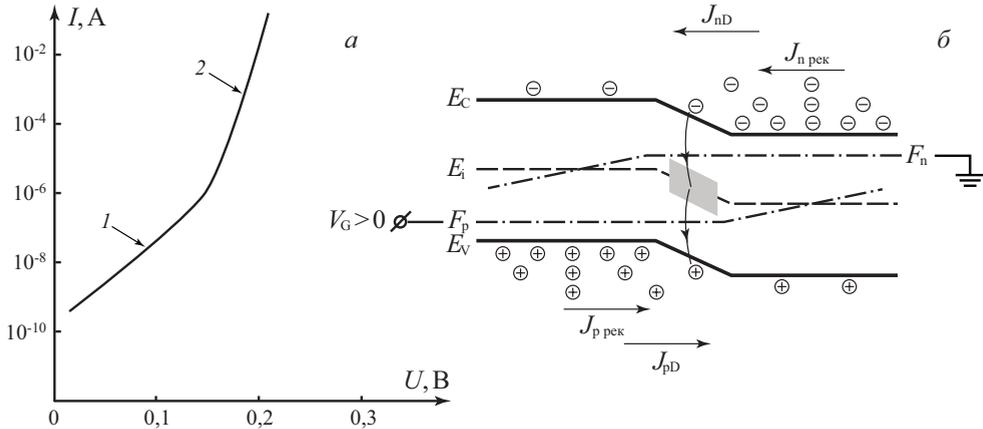


Рис. 4.7. *p-n*-переход при прямом смещении: а) зависимость тока диода от напряжения (*I* – генерационный ток; 2 – диффузионный ток) [79 – 82]; б) зонная диаграмма *p-n*-перехода при прямом смещении. Заштрихованная область – область рекомбинации

Величина рекомбинационного тока  $J_{рек}$  после интегрирования по ширине области пространственного заряда  $W$  имеет вид:

$$J_{рек} = \int_0^W q \frac{dn}{dt} dx = -\frac{qW}{2} \gamma N_t n_i e^{\frac{\beta V_G}{2}}. \quad (4.19)$$

Полный ток диода при прямом смещении будет складываться из диффузионной и рекомбинационной компонент:

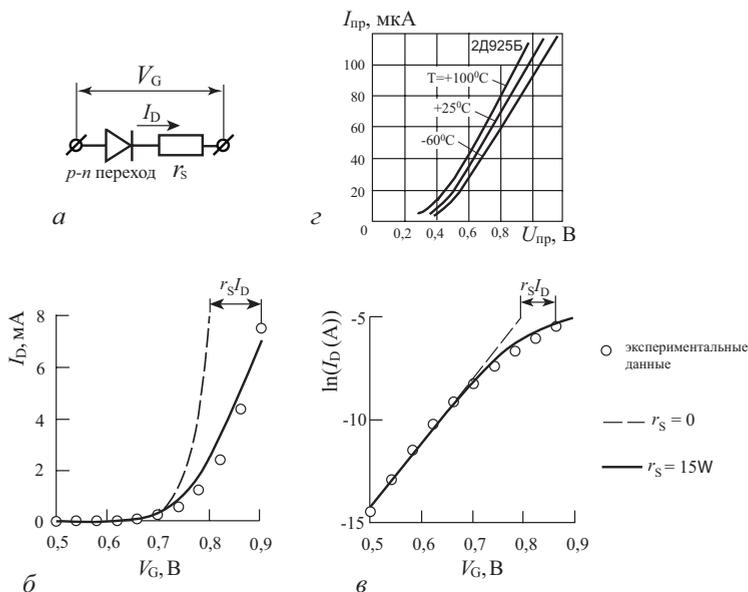
$$J = J_{диф} + J_{рек} = \frac{qL_p n_i^2}{\tau_p N_D} e^{\beta V_G} - \frac{qW}{2} \gamma N_t n_i e^{\frac{\beta V_G}{2}}. \quad (4.20)$$

Из (4.13) следует, что прямой ток диода можно аппроксимировать экспоненциальной зависимостью типа  $J \sim e^{\frac{\beta V_G}{n}}$ , в случае значения коэффициента  $n = 1$  ток будет диффузионным, при  $n = 2$  – рекомбинационным. На рис. 4.7, а показана зависимость тока диода от напряжения при прямом смещении, показывающая вклад рекомбинационного тока (область 1) при малых значениях напряжения в полный ток диода. С ростом напряжения в силу большей скорости роста диффузионной компоненты в зависимости от напряжения на вольт-амперной характеристике начинает преобладать диффузионная компонента (область 2).

Из приведенных экспериментальных данных на рис. 4.7, а для диода следует, что в области 2 тангенс угла наклона  $\frac{dU_{np}}{d(\ln J)}$  равен 0,028 В, что с высокой степенью точности соответствует значению  $kT/q$ , равному 0,026 В при комнатной температуре, а в области 1 – в два раза выше.

### 4.3.3. Влияние объемного сопротивления базы диода на прямые характеристики

База диода на основе *p-n*-перехода обычно легирована существенно меньше, чем эмиттер. В этом случае омическое сопротивление квазинейтральных областей диода



**Рис. 4.8.** Иллюстрация влияния сопротивления базы на вольт-амперные характеристики диода при прямом смещении [83, 85, 102]: а) эквивалентная схема диода; б) ВАХ в линейных координатах; в) ВАХ в логарифмических координатах; г) ВАХ диода 2Д925Б при различных температурах

будет определяться сопротивлением базы  $r_6$ , его величина рассчитывается по классической формуле:  $r_1 = \rho \frac{l}{S}$ ,

где  $\rho$  – удельное сопротивление,  $l$  – длина базы,  $S$  – площадь поперечного сечения диода.

В типичных случаях при  $\rho = 1$  Ом·см,  $l = 10^{-1}$  см,  $S = 10^{-2}$  см<sup>2</sup>,  $r_6 = 10$  Ом.

При этом падение напряжения  $U_6$  на квазинейтральном объеме базы при протекании тока  $I$  будет равно:

$$U_1 = Ir_1. \quad (4.21)$$

Напряжение, приложенное к ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода, в этом случае уменьшится на величину  $V_6$ . С учетом (4.21) вольт-амперная характеристика диода будет иметь вид:

$$I = I_0 (e^{\beta(U - Ir_1)} - 1) \quad (4.22)$$

Из уравнения (4.22) следует, что по мере роста прямого тока вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода будет вырождаться, то есть ток будет расти не экспоненциально, а более медленно, и в предельном случае на ВАХ появится омический участок.

Определим критерий вырождения как состояние диода, при котором дифференциальное сопротивление диода станет равно либо меньше омического сопротивления базы диода:

$$r_{\text{диф}} = \left[ \frac{dI}{dU} \right]^{-1} = [I\beta]^{-1} = \frac{\varphi_T}{I} = r_1. \quad (4.23)$$

Следовательно, величина прямого тока, при котором наступает вырождение вольт-амперной характеристики, будет равна:  $I_{\text{выр}} = \varphi_T / r_6$ .

Для параметров диода  $r_6 = 10 \text{ Ом}$ ;  $\varphi_T = 0,025 \text{ В}$  ток вырождения будет равен:  $I_{\text{выр}} = 2,5 \text{ мА}$ .

На рис. 4.8, а показана эквивалентная схема диода, где объемное сопротивление базы диода представлено в виде резистора, последовательно соединенного с идеальным диодом.

Пунктирная и сплошная линии, описывающие вольт-амперную характеристику как в линейных, так и полулогарифмических координатах, сдвинуты друг относительно друга по оси напряжений на величину  $r_6 \cdot I$ . Для диода 2Д925Б приведены его характеристики при различных температурах, при этом отчетливо виден линейный участок на ВАХ. Таким образом, у реальных диодов омический участок на ВАХ составляет основную часть характеристики.

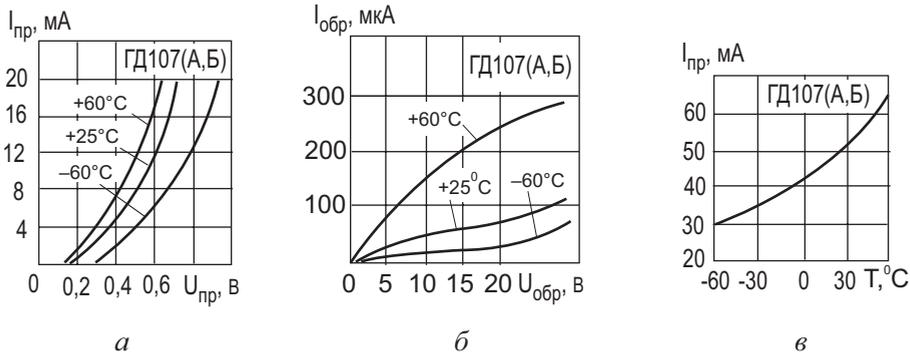


Рис. 4.9. Вольт-амперные характеристики диода ГД107 [102, 105]: а) при прямом смещении; б) при обратном смещении; в) температурная зависимость прямого тока диода

#### 4.3.4. Влияние температуры на характеристики диодов

Как уже отмечалось, при прямом смещении ток диода инжекционный, большой по величине и представляет собой диффузионную компоненту тока основных носителей. При обратном смещении ток диода маленький по величине и представляет собой дрейфовую компоненту тока неосновных носителей (рис. 4.9). Зависимость тока от напряжения определяется соотношением:  $J = J_s (e^{BV_0} - 1)$ .

Для несимметричного  $p-n^+$  перехода  $N_A \ll N_D$  концентрация неосновных носителей в  $p$ -области существенно выше, чем в  $n$ -области  $n_{p0} \gg p_{n0}$ . Обратный ток в этом случае обусловлен дрейфовой электронной компонентой  $n_{p0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \sim e^{-\frac{E_g}{kT}}$ , поскольку  $n_i = \sqrt{N_c N_v} e^{-\frac{E_g}{2kT}}$ .

Обратный ток диода в этом случае будет  $I_0 = const \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}}$ .

Вблизи комнатной температуры  $T_k$  при ее небольших отклонениях можно записать:  $\frac{1}{T} - \frac{1}{T_k} \sim \frac{\Delta T}{T_k^2}$ , тогда температурная зависимость тока преобразуется к следующему виду:

$$I_0(T) \approx I_R(T_k) e^{\alpha \Delta T}. \quad (4.24)$$

Величина коэффициента  $\alpha$  для различных полупроводников будет следующей: для германия  $\alpha_{Ge} = 0,09 \text{ град}^{-1}$  до  $T = 70^\circ \text{ C}$ , для кремния  $\alpha_{Si} = 0,13 \text{ град}^{-1}$  до  $T = 120^\circ \text{ C}$ .

В практических случаях используют понятие температуры удвоения обратного тока диода. Соотношение (4.24) преобразуется к следующей форме:

$$I_0(T) = I_0(T_0) \cdot 2 \frac{\Delta T}{T^*}, \quad (4.25)$$

где  $T^* = \frac{\ln 2}{\alpha}$  – температура удвоения тока, величина этой температуры будет равна:  $T^* = 10; 8; 7; 5$  °С, при значениях  $\alpha = 0,03; 0,07; 0,1; 0,13$  град<sup>-1</sup>.

Из соотношения (4.25) и значения температуры удвоения тока  $T^* = 10$  °С следует простое правило: обратный ток диода удваивается при увеличении температуры на каждые 10 °С [74, 75].

#### 4.4. Стабилитроны

**Стабилитроном** называется полупроводниковый диод, вольт-амперная характеристика которого имеет область резкой зависимости тока от напряжения на обратном участке вольт-амперной характеристики.

ВАХ стабилитрона имеет вид, представленный на рис. 4.10, б.

При достижении напряжения на стабилитроне, называемого напряжением стабилизации  $U_{\text{стаб}}$ , ток через стабилитрон резко возрастает. Дифференциальное сопротивление  $R_{\text{диф}}$  идеального стабилитрона на этом участке ВАХ стремится к нулю, в реальных приборах величина  $R_{\text{диф}}$  составляет значение:  $R_{\text{диф}} \approx 2 \div 50$  Ом.

Основное назначение стабилитрона – стабилизация напряжения на нагрузке при изменяющемся напряжении во внешней цепи. В связи с этим последовательно со стабилитроном включают нагрузочное сопротивление, демпфирующее изменение внешнего напряжения. Поэтому стабилитрон называют также опорным диодом.

Напряжение стабилизации  $U_{\text{стаб}}$  зависит от физического механизма, обуславливающего резкую зависимость тока от напряжения. Различают два физических механизма,

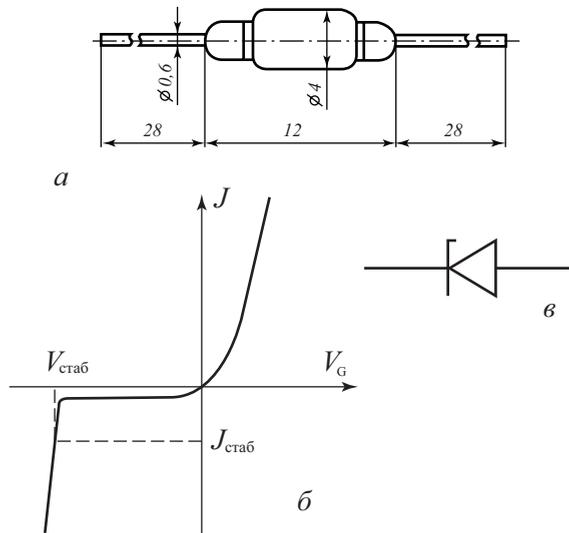


Рис. 4.10. Конструкция корпуса (а), вольт-амперная характеристика (б) и схематическое обозначение (в) стабилитрона 2С156Ф

ответственных за такую зависимость тока от напряжения, – лавинный и туннельный пробой  $p$ - $n$ -перехода.

Для стабилитронов с туннельным механизмом пробоя напряжение стабилизации  $U_{\text{стаб}}$  невелико и составляет величину менее 5 вольт:  $U_{\text{стаб}} < 5$  В. Для стабилитронов с лавинным механизмом пробоя напряжение стабилизации обычно имеет большие значения и составляет величину более 8 вольт:  $U_{\text{стаб}} > 8$  В.

#### 4.4.1. Туннельный пробой в полупроводниках

Проанализируем более подробно механизмы туннельного и лавинного пробоя.

Рассмотрим зонную диаграмму диода с  $p$ - $n$ -переходом при обратном смещении при условии, что области эмиттера и базы диода легированы достаточно сильно (рис. 4.11).

Квантово-механическое рассмотрение туннельных переходов для электронов показывает, что в том случае, когда геометрическая ширина потенциального барьера сравнима с дебройлевской длиной волны электрона, возможны туннельные переходы электронов между заполненными и свободными состояниями, отделенными потенциальным барьером.

Форма потенциального барьера обусловлена полем  $p$ - $n$ -перехода. На рис. 4.12 схематически изображен волновой пакет при туннелировании через потенциальный барьер треугольной формы.

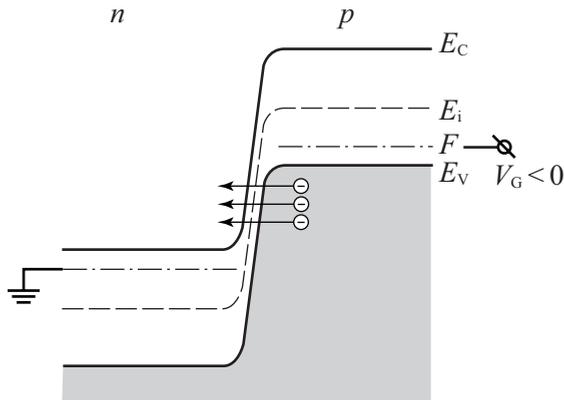


Рис. 4.11. Зонная диаграмма диода на базе сильнолегированного  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении

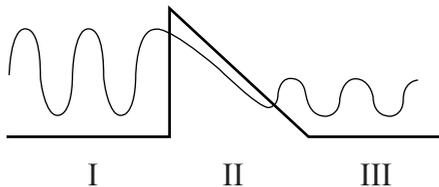


Рис. 4.12. Схематическое изображение туннелирования волнового пакета через потенциальный барьер

Возьмем уравнение Шредингера  $\hat{H}\psi - E\psi$ , где  $\hat{H}$  – гамильтониан для свободного электрона  $\hat{H} = -\frac{\hbar^2}{2m} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + U(x)$ ,  $E$  – энергия электрона.

Введем

$$\alpha^2 = \frac{2m}{\hbar^2} E; \quad \beta = \frac{2m}{\hbar^2} (E_g - E). \quad (4.26)$$

Тогда снаружи от потенциального барьера уравнение Шредингера будет иметь вид:

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} + \alpha^2\psi = 0. \quad (4.27)$$

Внутри потенциального барьера

$$\frac{d^2\psi}{dx^2} - \beta^2\psi = 0. \quad (4.28)$$

Решение для волновых функций электрона будем искать в следующем виде:

$$\psi = A_1 e^{ikx} + B_1 e^{-ikx} \quad \text{– падающая волна и отраженная,}$$

$$\psi = A_3 e^{ikx} \quad \text{– прошедшая волна,}$$

$$\psi = A_2 e^{-\beta x} + B_2 e^{\beta x} \quad \text{– волна в барьере.}$$

Используем условие непрерывности для волновой функции и ее производные  $\psi, \frac{d\psi}{dx}$  на границах потенциального барьера, а также предположение об узком и глубоком потенциальном барьере ( $\beta W \gg 1$ ).

В этом случае для вероятности туннельного перехода  $T$  получаем [58, 107]:

$$T_t = \frac{|\psi_{III}|^2}{|\psi_I|^2} = \frac{A_3^2}{A_1^2} = 4 \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m}E_g^{3/2}}{3qE\hbar}\right). \quad (4.29)$$

Выражение для туннельного тока электронов из зоны проводимости на свободные места в валентной зоне будет описываться следующим соотношением:

$$I_{C \rightarrow V} = AT_t \int_{E_c}^{E_v} f_C(E) \cdot N_C(E) \cdot [1 - f_V(E)] \cdot N_V(E) dE, \quad (4.30)$$

где использованы стандартные обозначения для функции распределения и плотности квантовых состояний.

При равновесных условиях на  $p^+ - n^+$ -переходе токи слева и справа друг друга уравновешивают:  $I_{C \rightarrow V} = I_{V \rightarrow C}$ .

При подаче напряжения туннельные токи слева и справа друг друга уже не уравновешивают:

$$I = I_{C \rightarrow V} - I_{V \rightarrow C} = AT_t \int (f_C - f_V) N_C(E) N_V(E) dE. \quad (4.31)$$

Здесь  $f_C, f_V$  – неравновесные функции распределения для электронов в зоне проводимости и валентной зоне.

Для барьера треугольной формы получено аналитическое выражение для зависимости туннельного тока  $J_{\text{тун}}$  от напряженности электрического поля  $E$  следующего вида:

$$I_{\text{тун}} = AV_G^2 \exp\left(-\frac{10^8 E_g^{3/2}}{E}\right). \quad (4.32)$$

За напряженность электрического поля пробоя  $E_{пр}$  условно принимают такое значение поля  $E$ , когда происходит десятикратное возрастание обратного тока стабилитрона:  $I_{тун} = 10 \cdot I_0$ .

При этом для  $p$ - $n$ -переходов из различных полупроводников величина электрического поля пробоя  $E_{пр}$  составляет значения – кремний Si:  $E_{пр} = 4 \cdot 10^5$  В/см; германий Ge:  $E_{пр} = 2 \cdot 10^5$  В/см. Туннельный пробой в полупроводниках называют также зинеровским пробоем [108].

Оценим напряжение  $U_z$ , при котором происходит туннельный пробой. Будем считать, что величина поля пробоя  $E_{пр}$  определяется средним значением электрического поля в  $p$ - $n$ -переходе:  $E_{пр} = U_{обр} / W$ . Поскольку ширина области пространственного заряда  $W$  зависит от напряжения по закону  $W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0}{qN_D} U_{обр}}$ , то, приравнявая значения  $W$  из выражений  $\frac{U_{обр}}{E_{пр}} = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0}{qN_D}$ , получаем, что напряжение туннельного пробоя будет определяться следующим соотношением [10, 37, 58]:

$$U_{обр} = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 E_{пр}^2}{qN_D} . \quad (4.33)$$

Рассмотрим, как зависит напряжение туннельного пробоя от удельного сопротивления базы стабилитрона. Поскольку легирующая концентрация в базе  $N_D$  связана с удельным сопротивлением  $\rho_{базы}$  соотношением  $N_D = \frac{1}{\rho_{базы} \mu_6 e}$ , получаем:

$$U_z = \frac{1}{2} \varepsilon_s \varepsilon_0 \mu_6 E_{пр}^2 \rho_{базы} . \quad (4.34)$$

Из уравнения (4.34) следует, что напряжение туннельного пробоя  $U_z$  возрастает с ростом сопротивления базы  $\rho_{базы}$ .

Эмпирические зависимости напряжения туннельного пробоя  $U_z$  для различных полупроводников имеют следующий вид:

германий (Ge):  $U_z = 100\rho_n + 50\rho_p$ ;

кремний (Si):  $U_z = 40\rho_n + 8\rho_p$ ,

где  $\rho_n$ ,  $\rho_p$  – удельные сопротивления  $n$ - и  $p$ -слоев, выраженные в (Ом·см).

#### 4.4.2. Лавинный пробой в полупроводниках

Рассмотрим случай однородного электрического поля в полупроводнике. Если, двигаясь вдоль силовых линий электрического поля, электрон на расстоянии, равном длине свободного пробега  $\lambda$ , наберет энергию, равную либо большую, чем ширина запрещенной зоны, то, неупруго рассеиваясь, этот электрон может вызвать генерацию еще одной электронно-дырочной пары. Дополнительно генерированные свободные носители также будут участвовать в аналогичном процессе. Это явление лавинного умножения свободных носителей в условиях сильного электрического поля получило название *лавинного пробоя*. На рис. 4.13 показана схема, иллюстрирующая лавинный пробой.

Размеры геометрической области полупроводника  $W$ , в которой происходит лавинное умножение, должны быть существенно больше длины свободного пробега электрона  $\lambda$ . Соотношения, определяющие условие лавинного пробоя, будут следующими:

$$q\lambda E_{пр} \geq E_g; \quad W \gg \lambda . \quad (4.35)$$

Одним из параметров лавинного пробоя является коэффициент лавинного умножения  $M$ , определяемый как количество актов лавинного умножения в области сильного электрического поля. Если обозначить начальный ток  $I_0$ , то после лавинного умножения величина тока будет иметь вид:  $I = M \cdot I_0$ ,

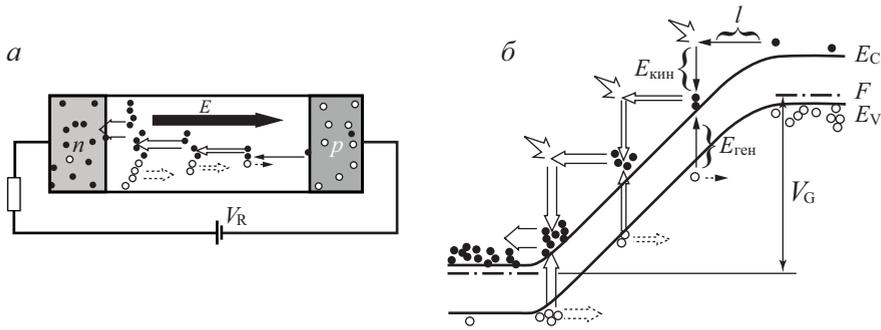


Рис. 4.13. Схема, иллюстрирующая лавинный пробой в полупроводниковом  $p$ - $n$  переходе [82 – 84]: а) распределение токов; б) зонная диаграмма, иллюстрирующая лавинное умножение в ОПЗ при обратном смещении

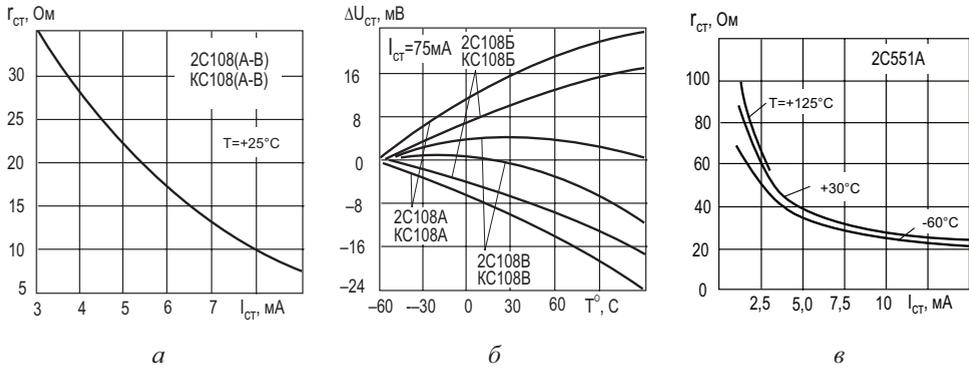


Рис. 4.14. Дифференциальные параметры различных стабилитронов: а) зависимость дифференциального сопротивления от прямого тока 2С108; б) зависимость изменения напряжения стабилизации от температуры для различных типономиналов стабилитрона 2С108; в) зависимость дифференциального сопротивления от прямого тока 2С351

$$M = \frac{I}{I_0} = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_M}\right)^n}, \tag{4.36}$$

где  $U_M$  – напряжение лавинного пробоя,  $U$  – напряжение,  $n$  – коэффициент, равный 3 или 5 для Ge или Si соответственно.

Для несимметричного  $p^+$ - $n$ -перехода расчет дает следующее значение напряжения лавинного пробоя  $U_M$  при условии, что максимальное значение поля в ОПЗ  $p^+$ - $n$ -перехода можно приближенно оценить как среднее:

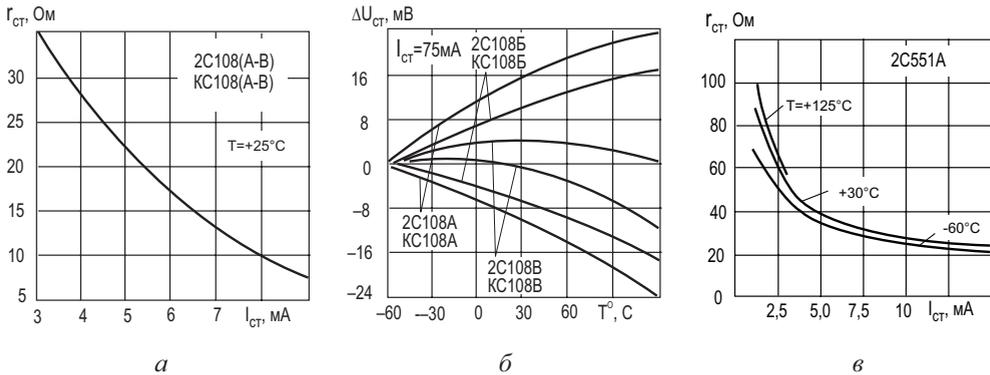
$$U_M = \frac{\epsilon_s \epsilon_0 E_m^2}{2qN_{D,A}}. \tag{4.37}$$

Величина электрического поля  $E_m$ , определяемая соотношением (4.37), зависит от величины и типа легирующей концентрации  $N_D, N_A$ , температуры и лежит в диапазоне  $E_m = (4 \div 5) \cdot 10^5$  В/см для кремния и  $E_m = (2 \div 3) \cdot 10^5$  В/см для германия.

### 4.4.3. Приборные характеристики стабилитронов

Основными характеристиками стабилитрона являются ток  $I_{ст}$  и напряжение  $U_{ст}$  стабилизации, дифференциальное напряжение стабилитрона  $r_{ст}$  и температурная зависимость этих параметров. На рис. 4.14 приведены дифференциальные параметры различных стабилитронов.

Как следует из приведенных данных, значение дифференциального сопротивления для стабилитронов обратно пропорционально току стабилизации и составляет десятки ом при рабочих параметрах токов. Точность значения напряжения стабилизации составляет десятки милливольт в стандартном температурном диапазоне.



**Рис. 4.14.** Дифференциальные параметры различных стабилитронов: а) зависимость дифференциального сопротивления от прямого тока 2С108; б) зависимость изменения напряжения стабилизации от температуры для различных типонаименований стабилитрона 2С108; в) зависимость дифференциального сопротивления от прямого тока 2С351

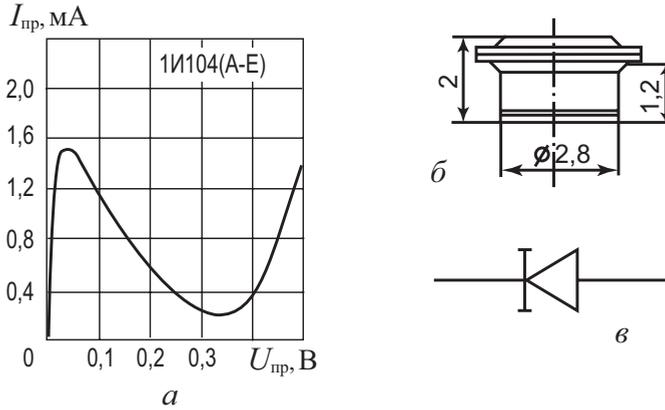
### 4.5. Туннельный и обращенный диоды

**Туннельным диодом** называют полупроводниковый диод на основе  $p^+-n^+$ -перехода с сильнолегированными областями, на прямом участке вольт-амперной характеристики которого наблюдается  $n$ -образная зависимость тока от напряжения. На рис. 4.15, а приведена вольт-амперная характеристика типичного туннельного диода при прямом смещении.

Проанализируем особенности вольт-амперной характеристики туннельного диода. Для этого рассмотрим  $p^+-n^+$ -переход, образованный двумя вырожденными полупроводниками.

Если концентрация доноров и акцепторов в эмиттере и базе диода будет  $N_A, N_D \sim 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , то концентрация основных носителей будет много больше эффективной плотности состояний в разрешенных зонах  $p_{p0}, n_{n0} \gg N_C, N_V$ . В этом случае уровень Ферми будет находиться в разрешенных зонах  $p^+$  и  $n^+$  полупроводников.

В полупроводнике  $n^+$ -типа все состояния в зоне проводимости вплоть до уровня Ферми заняты электронами, а в полупроводнике  $p^+$ -типа — дырками. Зонная диаграмма  $p^+-n^+$ -перехода, образованного двумя вырожденными полупроводниками, приведена на рис. 4.16.



**Рис. 4.15.** Туннельный диод 1И104 [102, 105]: а) вольт-амперная характеристика при прямом смещении; б) конструкция туннельного диода; в) схематическое обозначение

С позиции анализа токов для диффузионного тока (прямого) имеет место большая высота потенциального барьера. Чтобы получить типичные значения прямого тока, нужно приложить большое прямое напряжение (больше или примерно равное половине ширины запрещенной зоны  $E_g/2$ ). В выражении для дрейфового тока (обратного) концентрация неосновных носителей  $p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_D}$  мала и поэтому обратный ток тоже будет мал.

Рассчитаем, чему равна геометрическая ширина вырожденного  $p$ - $n$ -перехода. Будем считать, что при этом сохраняется несимметричность  $p$ - $n$ -перехода ( $p^+$  – более сильнолегированная область). Тогда ширина  $p^+$ - $n^+$ -перехода мала:

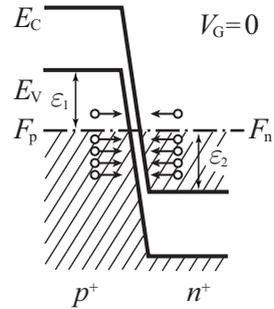
$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 2\varphi_0}{qN_D}} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 E_g}{qN_D}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1 \cdot 10^{-12} \cdot 1}{1.6 \cdot 10^{19}}} \sim 10^{-6} \text{ см} \sim 100 \text{ \AA}. \quad (4.38)$$

Дебройлевскую длину волны электрона  $\lambda_D$  оценим из простых соотношений:

$$E = kT = \frac{\hbar^2 k^2}{2m}; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_D}; \quad E = \frac{\hbar^2 (2\pi)^2}{2m\lambda_D^2} = kT; \quad \lambda_D = \left[ \frac{2mkT}{\hbar^2} \right]^{1/2} = \frac{1}{\hbar} \sqrt{2mkT},$$

$$\lambda_D = \frac{\sqrt{2 \cdot 9,1 \cdot 10^{-31} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}}{6,3 \cdot 10^{-34}} \sim 140 \text{ \AA} \quad (4.39)$$

Таким образом, геометрическая ширина  $p^+$ - $n^+$ -перехода оказывается сравнима с дебройлевской длиной волны электрона. В этом случае в вырожденном  $p^+$ - $n^+$  переходе можно ожидать проявления квантовомеханических эффектов, одним из которых является туннелирование через потенциальный барьер. При узком барьере вероятность туннельного просачивания через барьер отлична от нуля.



**Рис. 4.16.** Зонная диаграмма  $p^+$ - $n^+$ -перехода в равновесии

### 4.5.1. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

Рассмотрим более подробно туннельные переходы в вырожденных  $p^+ - n^+$ -переходах при различных напряжениях. На рис. 4.17 показана зонная диаграмма туннельного диода при обратном смещении.

При обратном напряжении ток в диоде обусловлен туннельным переходом электронов из валентной зоны на свободные места в зоне проводимости (точка 5 на рис. 4.17, а). Поскольку концентрация электронов и число мест велики, то туннельный ток резко возрастает с ростом обратного напряжения. Такое поведение вольт-амперных характеристик резко отличает туннельный диод от обычного выпрямительного диода.

При прямом напряжении ток в диоде обусловлен туннельным переходом электронов из зоны проводимости на свободные места в валентной зоне. Поскольку туннельные переходы происходят без рассеяния, то есть с сохранением энергии туннелирующей частицы, то на зонной диаграмме эти процессы будут отражены прямыми горизонтальными линиями. На рис. 4.18 показаны зонные диаграммы туннельного диода при прямом смещении, соответствующие трем точкам на прямом участке вольт-амперной характеристики (точки 2, 3 и 4 на рис. 4.17, а).

На участке 1 при небольшом прямом напряжении напротив электронов зоны проводимости начинают появляться свободные места в валентной зоне при той же самой

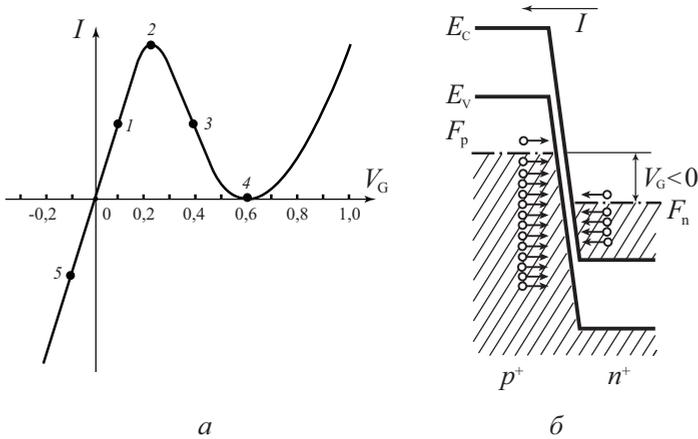


Рис. 4.17. Вольт-амперная характеристика туннельного диода (а) и его зонная диаграмма при обратном смещении (б)

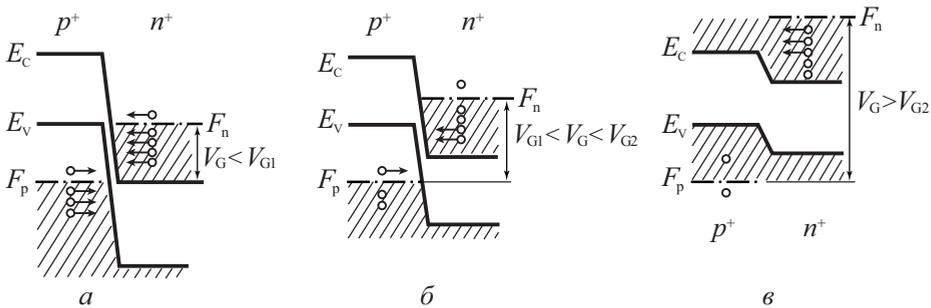


Рис. 4.18. Зонные диаграммы туннельного диода при прямом смещении: а) участок 2; б) участок 3; в) участок 4

энергии. По мере роста напряжения число свободных мест возрастает и ток растет с ростом напряжения. Туннельный ток достигает максимума, когда все свободные места в валентной зоне оказываются по энергии напротив энергетических уровней, занятых электронами в зоне проводимости (участок 2). Затем, по мере роста прямого напряжения, число этих свободных мест начинает уменьшаться (точка 3), поскольку по энергии напротив уровней, занятых электронами в зоне проводимости оказываются состояния в запрещенной зоне (энергетические уровни в идеальных полупроводниках в запрещенной зоне отсутствуют). На участке 4 туннельный ток уменьшается с ростом напряжения и превращается в ноль, когда запрещенная зона  $p^+$  полупроводника будет находиться по энергии напротив уровней, занятых электронами в зоне проводимости.

При дальнейшем росте прямого напряжения появляется компонента обычного диффузионного тока  $p$ - $n$ -перехода.

Участок 2–3–4 на рис. 4.17,  $a$  – это участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Выражение для прямого участка вольт-амперной характеристики туннельного диода, полученное из решения уравнения (4.31), для случая прямого смещения имеет следующий вид:

$$I = A' \frac{qV}{4kT} (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 - qV)^2, \quad (4.40)$$

где  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  – расстояние от энергии Ферми до дна зоны проводимости или вершины валентной зоны. Расчет вольт-амперных характеристик туннельного диода по уравнению (4.40) дает хорошее согласие с экспериментом.

На рис. 4.19 приведены температурные зависимости прямого тока от напряжения в туннельных диодах, изготовленных из германия и арсенида галлия. Видно, что у диода с более широкозонным материалом GaAs, чем Ge, минимум тока наблюдается при больших значениях прямого напряжения.

Отметим, что туннельный диод имеет высокие значения максимальной граничной частоты  $f_{\max} \sim 10^9$  Гц, поскольку времена процессов при туннелировании составляют наносекунды, то есть  $\tau_{\min} \sim 10^{-9}$  с. По этой причине туннельные диоды используются в СВЧ-технике.

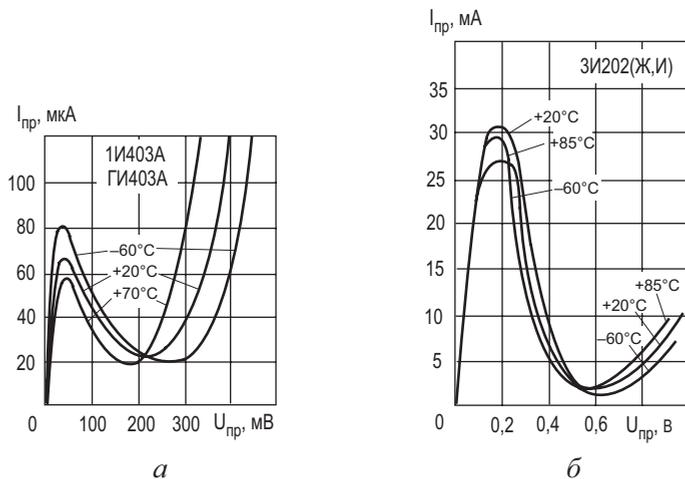


Рис. 4.19. Температурные зависимости прямого тока от напряжения в туннельных диодах [102, 105]: а) германиевый диод 1И403; б) арсенид-галлиевый диод 3И202

### 4.5.2. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

Рассмотрим вольт-амперные характеристики  $p$ - $n$ -перехода в особом случае, когда энергия Ферми в электронном и дырочном полупроводниках совпадает или находится на расстоянии  $\pm kT/q$  от дна зоны проводимости или вершины валентной зоны. В этом случае вольт-амперные характеристики такого диода при обратном смещении будут точно такие же, как и у туннельного диода, то есть при росте обратного напряжения будет быстрый рост обратного тока. Что касается тока при прямом смещении, то туннельная компонента ВАХ будет полностью отсутствовать в связи с тем, что нет полностью заполненных состояний в зоне проводимости. Поэтому при прямом смещении в таких диодах до напряжений, больше или равных половине ширины запрещенной зоны, ток будет отсутствовать. С точки зрения выпрямительного диода вольт-амперная характеристика такого диода будет инверсной, то есть будет высокая проводимость при обратном смещении и малая при прямом. В связи с этим такого вида туннельные диоды получили название обращенных диодов. На рис. 4.20 приведена вольт-амперная характеристика обращенного диода.

Таким образом, обращенный диод — это туннельный диод без участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Высокая нелинейность вольт-амперной характеристики при малых напряжениях вблизи нуля (порядка микровольт) позволяет использовать этот диод для детектирования слабых сигналов в СВЧ-диапазоне.

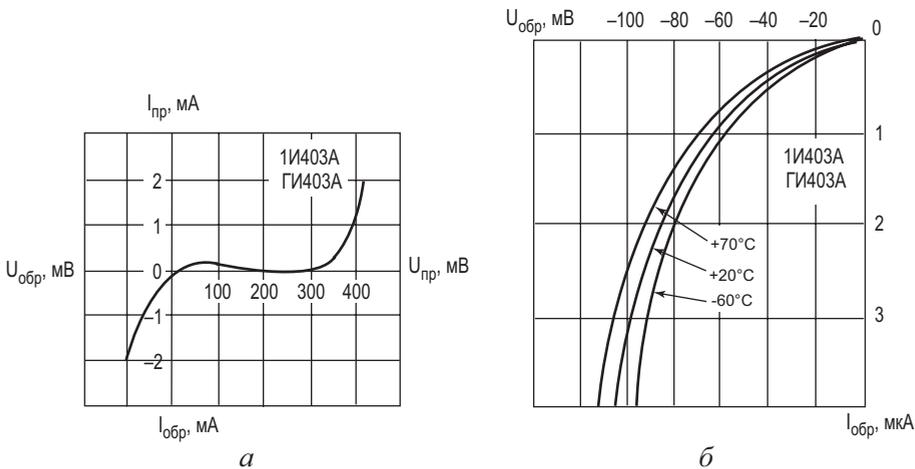


Рис. 4.20. Вольт-амперная характеристика германиевого обращенного диода GI403 [102, 105]: а) полная ВАХ; б) обратный участок ВАХ при разных температурах

### 4.5.3. Использование туннельного диода в схемах автогенераторов колебаний

Одним из наиболее распространенных применений туннельного диода является его использование как активного нелинейного элемента в схемах генераторов колебаний. Типичная схема генератора автоколебаний включает  $LC$ -контур с линейными потерями (проводимость  $G$ ) и активный элемент  $I(V_c)$  с участком отрицательного дифференциального сопротивления (ОДС) на вольт-амперной характеристике. На рис. 4.21 изображена эта схема.

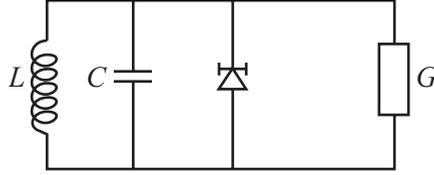


Рис. 4.21. Типичная схема генератора автоколебаний на туннельном диоде

Для удобства анализа используем аппроксимацию участка ОДС вольт-амперной характеристики туннельного диода (4.40) в виде линейной функции  $I(V_G) \sim gV_G$ , а участок вольт-амперной характеристики, связанный с диффузионной компонентой прямого тока – в виде кубической функции  $I(V_G) \sim g_1V_G^3$ . Таким образом, вольт-амперная характеристика активного нелинейного элемента, будет иметь вид [22]:

$$I(V_G) = -gV_G + g_1V_G^3. \quad (4.41)$$

Уравнения Кирхгофа для токов в цепи генератора автоколебаний запишутся в следующем виде:

$$\begin{cases} C \frac{dV_G}{dt} + GV_G + I - gV_G + g_1V_G^3 = 0, \\ L \frac{dI}{dt} = V_G. \end{cases} \quad (4.42)$$

Дифференцируя первое уравнение, после несложных преобразований получаем дифференциальное уравнение, описывающее изменение напряжения на выводах туннельного диода:

$$\frac{d^2V_G}{dt^2} = -\alpha(1 - \beta V_G^2) \frac{dV_G}{dt} + \omega_0^2 V_G = 0, \quad (4.43)$$

где использовано следующее обозначение:

$$\alpha = \frac{(g - G)}{C}, \quad \beta = \frac{3g_1V_G^2}{(g - G)}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (4.44)$$

Величина параметра  $\alpha$  показывает, насколько сильно возбужден генератор. Величина  $\beta$  характеризует амплитуду автоколебаний: чем меньше  $\beta$ , тем больше амплитуда. Величина  $\omega_0$  определяет частоту автоколебаний. Введем безразмерные параметры  $\tau = \omega_0 t$ ;  $x = \sqrt{\beta} V_G$  и  $\mu = \alpha \omega_0$ .

С учетом этих параметров дифференциальное уравнение (4.43) приобретет следующий вид:

$$\frac{d^2x}{d\tau^2} - \mu(1 - x^2) \frac{dx}{d\tau} + x = 0. \quad (4.45)$$

Уравнение (4.45) является типичным уравнением Ван-дер-Поля и описывает автогенерацию колебаний в системах с одной степенью свободы. При выборе рабочей точки в туннельном диоде на участке с отрицательным дифференциальным сопротивлением флуктуации напряжения в  $LC$ -контуре будут усиливаться до тех пор, пока нелинейность на следующем участке ВАХ с положительным дифференциальным сопротивлением не выступит в качестве механизма ограничения роста амплитуды автоколебаний.

При  $\mu \ll 1$  автоколебания мало отличаются от гармонических, а нелинейность ВАХ лишь определяет амплитуду автоколебаний. При больших  $\mu > 10$  форма колебаний мо-

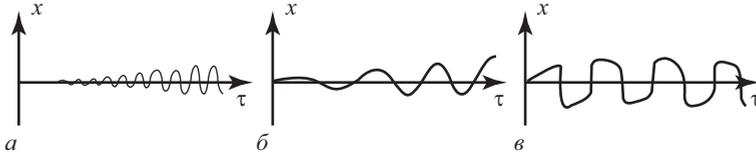


Рис. 4.22. Осциллограммы, иллюстрирующие характер установления и форму автоколебаний при различных параметрах  $\mu = 0,1$  (а);  $\mu = 1$  (б);  $\mu = 10$  (в) [22]

жет существенно отличаться от синусоидальной (рис. 4.22). Форма автоколебаний при этом меняется от квазисинусоидальной до релаксационной, когда колебания состоят из участков быстрых и медленных изменений напряжения.

#### 4.6. Переходные процессы в полупроводниковых диодах

При быстрых изменениях напряжения на полупроводниковом диоде на основе обычного  $p-n$ -перехода значение тока через диод, соответствующее статической вольт-амперной характеристике, устанавливается не сразу. Процесс установления тока при таких переключениях обычно называют переходным процессом. Переходные процессы в полупроводниковых диодах связаны с накоплением неосновных носителей в базе диода при его прямом включении и их рассасывании в базе при быстром изменении полярности напряжения на диоде. Так как электрическое поле в базе обычного диода отсутствует, то движение неосновных носителей в базе определяется законами диффузии и происходит относительно медленно. В результате кинетика накопления носителей в базе и их рассасывание влияют на динамические свойства диодов в режиме переключения.

В стационарном случае величина тока в диоде описывается уравнением  $J = J_0(e^{BV_G} - 1)$ . После завершения переходных процессов величина тока в диоде будет равна  $J_0$ .

Рассмотрим изменения тока  $I$  при переключении диода с прямого напряжения  $U_{пр}$  на обратное напряжение  $U_{обр}$ . При прямом смещении на диоде через него протекает ток, величина которого определяется соотношением (4.1). В момент  $t = 0$  переключим напряжение на диоде с прямого напряжения  $U_{пр}$  на обратное напряжение  $U_{обр}$ . По истечении длительного времени в диоде установится обратный ток, величина которого также будет определяться соотношением (4.1). Но как будет изменяться ток в диоде за это время? На рис. 4.23 показаны эпюры изменения напряжения на диоде и тока в рассматриваемом случае.

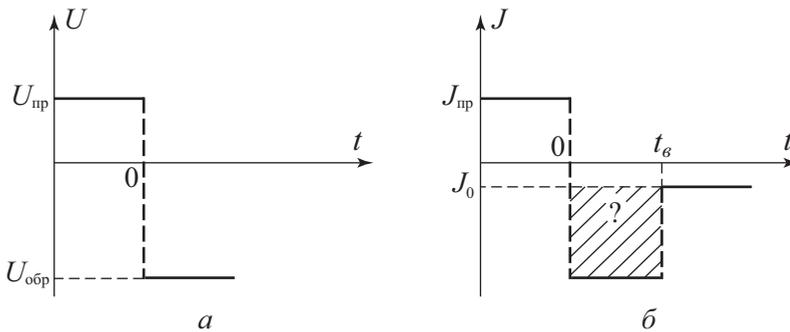


Рис. 4.23. Эпюры изменения напряжения и тока при переключении диода: а) напряжение; б) ток

Рассмотрим кинетику переходного процесса, то есть изменение тока  $p$ - $n$ -перехода при переключении с прямого напряжения на обратное. При прямом смещении диода на основе несимметричного  $p$ - $n$ -перехода происходит инжекция неравновесных дырок в базу диода.

Изменение во времени и пространстве неравновесных инжектированных дырок в базе описывается уравнением непрерывности:

$$\frac{dp}{dt} + \frac{p - p_{n0}}{\tau_p} = D_p \frac{d^2 p}{dx^2}. \quad (4.46)$$

В момент времени  $t = 0$  распределение инжектированных носителей в базе определяется из диффузионного уравнения и имеет вид:

$$p(x) = (p_{n1} - p_{n0})e^{-\frac{x}{L_p}} + p_{n0}. \quad (4.47)$$

Из общих положений ясно, что в момент переключения напряжения в диоде с прямого на обратное величина обратного тока будет существенно больше, чем тепловой ток диода. Это произойдет потому, что обратный ток диода обусловлен дрейфовой компонентой тока, а ее величина в свою очередь определяется концентрацией неосновных носителей. Эта концентрация значительно увеличена в базе диода за счет инжекции дырок из эмиттера и описывается в начальный момент уравнением (4.47).

С течением времени концентрация неравновесных носителей будет убывать, следовательно, будет убывать и обратный ток. За время  $\tau_p$ , называемое временем восстановления обратного сопротивления или временем рассасывания, обратный ток придет к значению, равному тепловому току.

Для описания кинетики этого процесса запишем граничные и начальные условия для уравнения (4.46) в следующем виде.

В момент времени  $t = 0$  справедливо уравнение (4.47). При установлении стационарного состояния в момент времени  $t \rightarrow \infty$  стационарное распределение неравновесных носителей в базе описывается соотношением:  $p = p_{n0}(1 - e^{-\frac{x}{L_p}})$ .

Обратный ток обусловлен только диффузией дырок к границе области пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода:

$$j = -qD_p \left. \frac{dp}{dx} \right|_{x=0}. \quad (4.48)$$

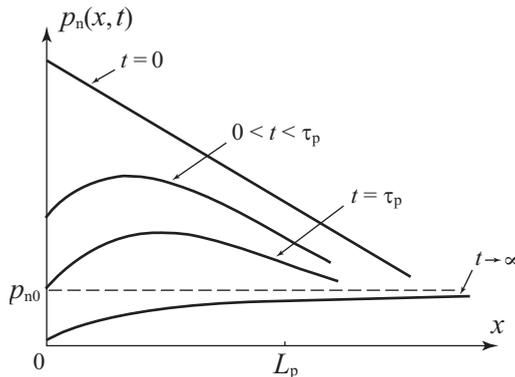


Рис. 4.24. Координатные зависимости концентрации  $p(x, t)$  в различные моменты времени [74, 75]

Процедура нахождения кинетики обратного тока следующая. Учитывая граничные условия, решается уравнение (4.46) и находится зависимость концентрации неравновесных носителей в базе  $p(x,t)$  от времени и координаты. На рис. 4.24 приведены координатные зависимости концентрации  $p(x,t)$  в различные моменты времени.

Подставляя динамическую концентрацию  $p(x,t)$  в (4.48), находим кинетическую зависимость обратного тока  $J(t)$ .

Зависимость обратного тока  $J(t)$  имеет следующий вид:

$$j = -j_{np} \left[ \frac{e^{t/\tau_p}}{\sqrt{\pi t / \tau_p}} - \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}} \right]. \quad (4.49)$$

Здесь  $\operatorname{erfc} \sqrt{\frac{t}{\tau_p}}$  – дополнительная функция распределения ошибок, равная  $\operatorname{erfc}(z) = 1 - \operatorname{erf}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-y^2) \cdot dy$ . Первое разложение дополнительной функции ошибок имеет вид:  $\frac{1 - e^{t/\tau_p}}{\sqrt{\pi t / \tau_p}}$ .

Разложим функцию (4.49) в ряд в случаях малых и больших времен:  $t \ll \tau_p$ ;  $t \gg \tau_p$ . Получаем:

$$j = j_{np} \frac{1}{\sqrt{\pi t / \tau_p}} \quad (t \ll \tau_p); \quad (4.50)$$

$$j = j_{np} \frac{e^{-t/\tau_p}}{2\sqrt{\pi(t / \tau_p)^3}} \quad (t \gg \tau_p). \quad (4.51)$$

Из соотношения (4.51) следует, что в момент  $t = 0$  величина обратного тока будет бесконечно большой. Физическим ограничением для этого тока будет служить максимальный ток, который может протекать через омическое сопротивление базы диода  $r_B$  при обратном напряжении  $U$ . Величина этого тока, называемого током среза  $J_{cp}$ , равна:  $J_{cp} = U/r_B$ . Время, в течение которого обратный ток постоянен, называют *временем среза*  $\tau_{cp}$ , а время, за которое ток достигнет стационарного значения, называют *временем восстановления* обратного сопротивления диода.

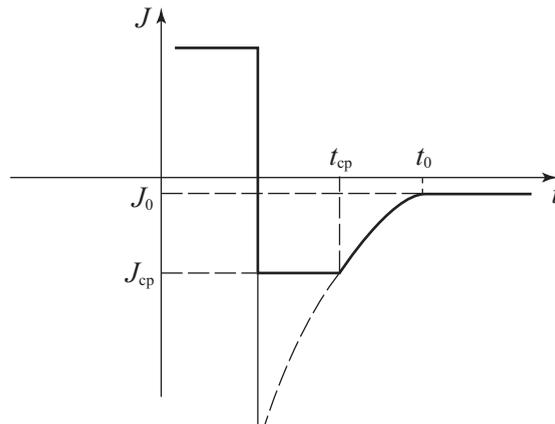


Рис. 4.25. Зависимость обратного тока от времени при переключении диода



Для импульсных диодов время среза  $\tau_{\text{ср}}$  и время восстановления  $\tau_{\text{в}}$  обратного сопротивления диода являются важными параметрами. Для уменьшения их значения существуют несколько способов. Во-первых, можно уменьшать время жизни неравновесных носителей в базе диода за счет введения глубоких рекомбинационных центров в квазинейтральном объеме базы. Во-вторых, можно делать базу диода тонкой для того, чтобы неравновесные носители рекомбинировали на тыльной стороне базы.

Существует альтернативный метод описания переходных процессов в полупроводниковом диоде на основе  $p$ - $n$ -перехода, связанный с анализом перезарядки емкостей диода. Действительно, при прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода диффузионная емкость  $p$ - $n$ -перехода заряжена, оценочная величина диффузионной емкости составляет единицы микрофарад. При переключении диода эта емкость разряжается через сопротивление базы диода. При этом рассмотрении качественные оценки для времени среза  $\tau_{\text{ср}}$  и времени восстановления  $\tau_{\text{в}}$  обратного сопротивления диода будут теми же самыми.

## Контрольные вопросы

- 4.1. Почему диод на основе  $p$ - $n$ -перехода не выпрямляет малые сигналы?
- 4.2. На каком участке ВАХ туннельного диода наблюдаются квантовые эффекты?
- 4.3. Как зависит напряжение стабилизации от легирования базы стабилитрона?
- 4.4. Как можно изменить функциональную зависимость емкости в варикапах?
- 4.5. Чем ограничен обратный ток диода в случае переключения приложенного напряжения с прямого на обратное?

## Задачи

4.1. Вычислить малосигнальные параметры: дифференциальное сопротивление и емкость для идеального кремниевого диода с длинной базой, если  $N_D = 10^{18} \text{ см}^{-3}$  и  $N_A = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , время жизни  $\tau_n = \tau_p = 10^{-8} \text{ с}$ , площадь  $S = 10^{-4} \text{ см}^2$ , температура  $T = 300 \text{ К}$  в случае прямого смещения диода  $V_D = 0,1; 0,5; 0,7 \text{ В}$  и обратного  $V_D = -0,5 \text{ и } -20 \text{ В}$ . Чему равно последовательное сопротивление квазинейтрального объема  $p$ -области (базы), если ее длина  $0,1 \text{ см}$ ?

# Глава 5

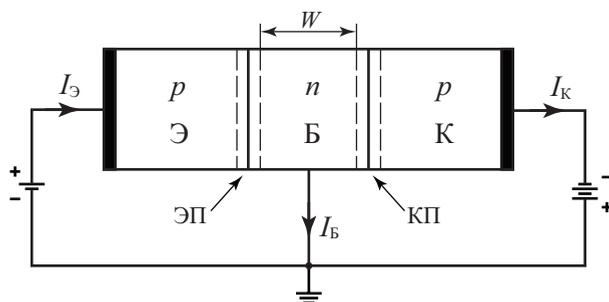
## Биполярные транзисторы

### 5.1. Общие сведения

В 1948 г. американские ученые Дж. Бардин и В. Браттейн создали полупроводниковый триод, или транзистор. Это событие имело громадное значение для развития полупроводниковой электроники. Транзисторы могут работать при значительно меньших напряжениях, чем ламповые триоды, и не являются простыми заменителями последних: их можно использовать не только для усиления и генерации переменного тока, но и в качестве ключевых элементов. Определение «биполярный» указывает на то, что работа транзистора связана с процессами, в которых принимают участие носители заряда двух сортов (электроны и дырки).

**Транзистором** называется полупроводниковый прибор с двумя электронно-дырочными переходами, предназначенный для усиления и генерирования электрических сигналов. В транзисторе используются оба типа носителей – основные и неосновные, поэтому его называют **биполярным**.

Биполярный транзистор состоит из трех областей монокристаллического полупроводника с разным типом проводимости: **эмиттера, базы и коллектора** (рис. 5.1).



**Рис. 5.1.** Схематическое изображение транзистора типа  $p-n-p$ : Э – эмиттер, Б – база, К – коллектор,  $W$  – толщина базы, ЭП – эмиттерный переход, КП – коллекторный переход

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

Условные обозначения обоих типов транзисторов, рабочие полярности напряжений и направления токов показаны на рис. 5.2.

По технологии изготовления транзисторы делятся на **сплавные, планарные**, а также **диффузионно-сплавные, мезопланарные** и **эпитаксиально-планарные** (рис. 5.3).

Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (рис. 5.4).

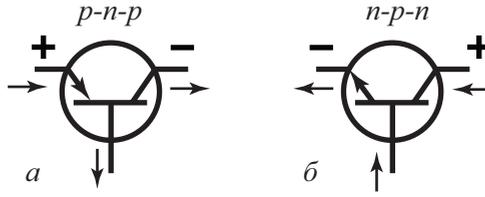


Рис. 5.2. Условные обозначения транзисторов:  
а) транзистор  $p-n-p$ , б) транзистор  $n-p-n$

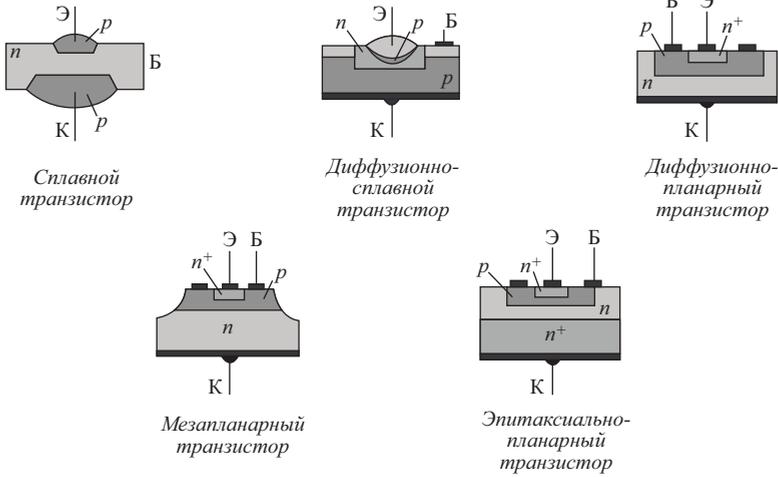


Рис. 5.3. Разновидности транзисторов по технологии изготовления

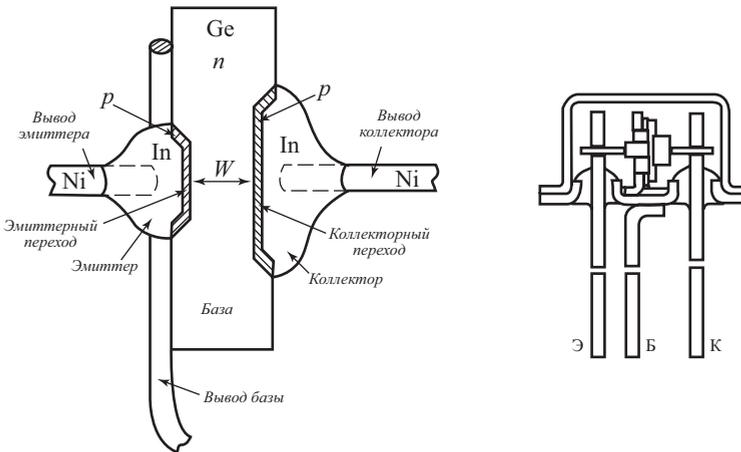


Рис. 5.4. Конструктивное оформление биполярного транзистора

Каждый из переходов транзистора можно включить либо в прямом, либо в обратном направлении. В зависимости от этого различают три режима работы транзистора:

1. Режим *отсечки* — оба  $p$ - $n$ -перехода закрыты, при этом через транзистор обычно идет сравнительно небольшой ток.
2. Режим *насыщения* — оба  $p$ - $n$ -перехода открыты.
3. *Активный* режим — один из  $p$ - $n$ -переходов открыт, а другой закрыт.

В режиме отсечки и режиме насыщения управление транзистором невозможно. В активном режиме такое управление осуществляется наиболее эффективно, причем транзистор может выполнять функции активного элемента электрической схемы.

Область транзистора, расположенная между переходами, называется *базой* (Б). Примыкающие к базе области чаще всего делают неодинаковыми. Одну из них изготовляют так, чтобы из нее наиболее эффективно происходила инжекция в базу, а другую — так, чтобы соответствующий переход наилучшим образом осуществлял экстракцию инжектированных носителей из базы.

Область транзистора, основным назначением которой является инжекция носителей в базу, называют эмиттером (Э), а соответствующий переход — эмиттерным.

Область, основным назначением которой является экстракция носителей из базы, называют коллектором (К), а переход — коллекторным.

Если на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном переходе — обратное, то включение транзистора считают *нормальным*, при противоположной полярности — *инверсным*.

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

Основные характеристики транзистора определяются в первую очередь процессами, происходящими в базе. В зависимости от распределения примесей в базе может присутствовать или отсутствовать электрическое поле. Если при отсутствии токов в базе существует электрическое поле, которое способствует движению неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору, то транзистор называют *дрейфовым*, если же поле в базе отсутствует — *бездрейфовым* (*диффузионным*).

## 5.2. Основные физические процессы в биполярных транзисторах

### 5.2.1. Физические процессы

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

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

$$p_n(x) = p_{n0} \cdot \exp(\beta V_G) \cdot \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right). \quad (5.1)$$

Схематически распределение инжектированных дырок  $p_n(x)$  показано на рис. 5.5.

Процесс переноса инжектированных носителей через базу — диффузионный. Характерное расстояние, на которое неравновесные носители распространяются от области возмущения, — диффузионная длина  $L_p$ . Поэтому если необходимо, чтобы инжектированные носители достигли коллекторного перехода, длина базы  $W$  должна быть

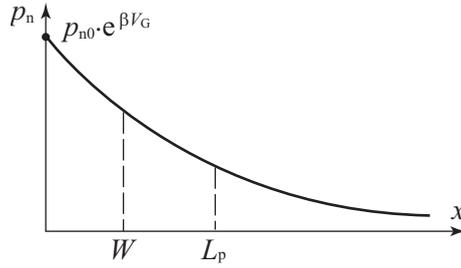


Рис. 5.5. Распределение инжектированных дырок в базе

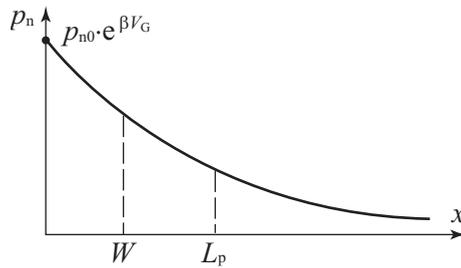


Рис. 5.6. Зонная диаграмма биполярного транзистора: а) в равновесном состоянии; б) в активном режиме

меньше диффузионной длины  $L_p$ . Условие  $W < L_p$  является необходимым для реализации транзисторного эффекта – управления током во вторичной цепи через изменение тока в первичной цепи.

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

Продиффундировавшие через базу без рекомбинации носители попадают в электрическое поле обратно смещенного коллекторного  $p$ - $n$ -перехода и экстрагируются из базы в коллектор. Таким образом, в БТ реализуются четыре физических процесса:

- инжекция из эмиттера в базу;
- диффузия через базу;
- рекомбинация в базе;
- экстракция из базы в коллектор.

Эти процессы для одного типа носителей схематически показаны на рисунке 5.6.

### 5.2.2.1. Зонная диаграмма и схема биполярного транзистора в схеме с общей базой

На рис. 5.6, а показана зонная диаграмма биполярного транзистора в схеме с общей базой в условиях равновесия. Значками (+) и (–) на этой диаграмме указаны электроны и дырки.

Для биполярного транзистора в схеме с общей базой активный режим (на эмиттерном переходе – прямое напряжение, на коллекторном – обратное) является основным.

Поэтому в дальнейшем будет рассматриваться транзистор в активном режиме, для  $p-n-p$  биполярного транзистора  $U_э > 0, U_к < 0$ .

Для биполярного транзистора  $p-n-p$ -типа в активном режиме (рис. 5.6, б) эмиттерный переход смещен в прямом направлении, и через него происходит инжекция дырок как неосновных носителей в базу. База должна иметь достаточно малую толщину  $W$  ( $W \ll L_p$ , где  $L_p$  – диффузионная длина неосновных носителей), чтобы инжектированные в базу неосновные носители не успевали прорекомбинировать за время переноса через базу. Коллекторный переход, нормально смещенный в обратном направлении, «собирает» инжектированные носители, прошедшие через слой базы.

Рассмотрим компоненты токов в эмиттерном и коллекторном переходах (рис. 5.7). Для любого  $p-n$ -перехода ток  $J$  определяется суммой электронного  $J_n$  и дырочного  $J_p$  компонент, а они в свою очередь имеют дрейфовую и диффузионную составляющие:

$$J = J_p + J_n = J_{pD} + J_{pE} + J_{nD} + J_{nE} = \left( \frac{qD_p p_{n0}}{L_p} + \frac{qD_n n_{p0}}{L_n} \right) (e^{\beta V_G} - 1). \quad (5.2)$$

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

Вольт-амперные характеристики БТ в активном режиме ( $U_к < 0, |U_к| \gg 0$ ):

$$I_э = I_к + I_б, \quad (5.3)$$

где  $I_э$  – ток в цепи эмиттера,  $I_к$  – ток в цепи коллектора,  $I_б$  – ток на базовом выводе.

В активном режиме к эмиттеру приложено прямое напряжение и через переход течет эмиттерный ток  $I_э$ , имеющий две компоненты:

$$I_э = I_{эp} + I_{эн}, \quad (5.4)$$

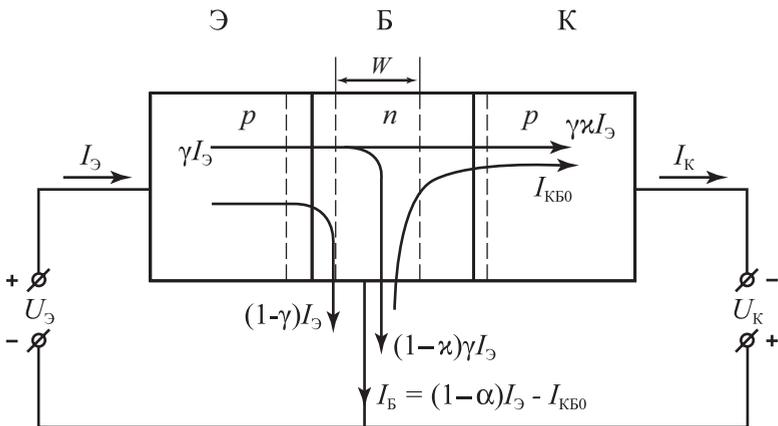


Рис. 5.7. Схема, иллюстрирующая компоненты тока в биполярном транзисторе в схеме с общей базой

где  $I_{эп}$  – ток инжекции дырок из эмиттера в базу,  $I_{эн}$  – ток инжектированных электронов из базы в эмиттер. Величина «полезной» дырочной компоненты равняется  $I_{эп} = \gamma \cdot I_3$ , где  $\gamma$  – эффективность эмиттера. Величина дырочного эмиттерного тока, без рекомбинации дошедшая до коллектора, равняется  $\gamma \alpha I_3$ .

Ток базы  $I_6$  транзистора будет состоять из трех компонент, включающих электронный ток в эмиттерном переходе  $I_{эн} = (1 - \gamma) \cdot I_3$ , рекомбинационный ток в базе  $(1 - \alpha) \gamma I_3$  и тепловой ток коллектора  $I_{к0}$ .

Тепловой ток коллектора  $I_{к0}$  имеет две составляющие:

$$I_{к0} = I_0 + I_g, \tag{5.5}$$

где  $I_0$  – тепловой ток,  $I_g$  – ток генерации.

На рис. 5.7 приведена схема биполярного транзистора в активном режиме, иллюстрирующая компоненты тока в схеме с общей базой.

### 5.3. Формулы Молла–Эберса

Формулы Молла–Эберса являются универсальными соотношениями, которые описывают характеристики биполярных транзисторов во всех режимах работы [57, 72 – 74].

Для такого рассмотрения представим БТ в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 5.8.

При нормальном включении через эмиттерный  $p$ - $n$ -переход течет ток  $I_1$ , через коллекторный переход течет ток  $\alpha_N I_1$  – меньший, чем  $I_1$ , вследствие рекомбинации части инжектированных носителей в базе. На рис. 5.8 этот процесс изображен как генератор тока  $\alpha_N I_1$ , где  $\alpha_N$  – коэффициент передачи эмиттерного тока. При инверсном включении транзистора прямому коллекторному току  $I_2$  будет соответствовать эмиттерный ток  $\alpha_1 I_2$ , где  $\alpha_1$  – коэффициент передачи при инверсном включении. Таким образом, токи эмиттера  $I_3$  и коллектора  $I_k$  в общем случае состоят из инжектируемого ( $I_1$  или  $I_2$ ) и экстрагируемого ( $\alpha_N I_1$  или  $\alpha_1 I_2$ ) токов:

$$I_3 = I_1 - \alpha_1 I_2, \tag{5.6}$$

$$I_k = \alpha_N I_1 - I_2. \tag{5.7}$$

Величины токов  $I_1$  и  $I_2$  выражаются для  $p$ - $n$ -переходов стандартным способом:

$$I_1 = I'_{30} (\exp(\beta U_M) - 1), \tag{5.8}$$

$$I_2 = I'_{к0} (\exp(\beta U_M) - 1), \tag{5.9}$$

где  $I'_{30}$  и  $I'_{к0}$  – тепловые (обратные) токи  $p$ - $n$ -переходов. Отметим, что токи  $I'_{30}$  и  $I'_{к0}$  отличаются от обратных токов эмиттера  $I_{30}$  и коллектора  $I_{к0}$  биполярного транзистора.

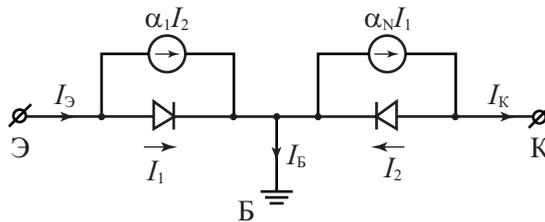


Рис. 5.8. Эквивалентная схема биполярных транзисторов во всех режимах работы

Оборвем цепь эмиттера ( $I_3 = 0$ ) и подадим на коллекторный переход большое запирающее напряжение  $U_k$ . Ток, протекающий в цепи коллектора при этих условиях, будем называть тепловым током коллектора  $I_{k0}$ . Поскольку  $I_3 = 0$ , из (5.6) следует, что  $I_1 = \alpha_1 I_2$ , а из (5.9)  $I_2 = -I'_k$ , поскольку  $U \gg kT/q$ .

Полагая  $I_k = I_{k0}$ , получаем в этом случае:

$$I_1 = \alpha_N \alpha_1 I_2 I_1 = I_2 (\alpha_N \alpha_1 - 1) = (1 - \alpha_N \alpha_1) = I, \quad (5.10)$$

$$I'_{30} = \frac{I_{30}}{1 - \alpha_N \alpha_1}. \quad (5.11)$$

Обозначим ток эмиттера при большом отрицательном смещении и разомкнутой цепи коллектора через  $I'_{30}$  – тепловой ток эмиттера:

$$I'_{30} = \frac{I_{k0}}{1 - \alpha_N \alpha_1}. \quad (5.12)$$

Величины теплового эмиттерного и коллекторного токов значительно меньше, чем соответствующие тепловые токи диодов.

Подставляя (5.8) и (5.9) в (5.6) и (5.7), получаем:

$$J_3 = I'_{30} (\exp(\beta U_M) - 1) - \alpha_1 I'_{k0} (\exp(\beta U_k) - 1), \quad (5.13)$$

$$J_k = \alpha_N I'_{30} (\exp(\beta U_M) - 1) - I'_{k0} (\exp(\beta U_k) - 1), \quad (5.14)$$

$$J_6 = (1 - \alpha_N) I'_{30} (\exp(\beta U_M) - 1) + (1 - \alpha_1) I'_{k0} (\exp(\beta U_k) - 1), \quad (5.15)$$

где  $J_6$  – ток базы, равный разности токов эмиттера  $I_3$  и коллектора  $I_k$ .

Формулы (5.13)–(5.15) получили название формул Молла–Эберса и полезны для анализа статических характеристик биполярного транзистора при любых сочетаниях знаков токов и напряжений.

При измерении теплового тока коллектора  $I_{k0}$  дырки как неосновные носители уходят из базы в коллектор:  $J_k = J_6$  ( $J_3 = 0$ ). При этом поток дырок из базы в эмиттер не уравновешен и их переходит из эмиттера в базу больше, чем в равновесных условиях. Это вызовет накопление избыточного положительного заряда в базе и увеличение потенциального барьера на переходе эмиттер – база, что, в конце концов, скомпенсирует дырочные токи.

Таким образом, необходимо отметить, что при изменении теплового тока коллектора эмиттер будет заряжаться отрицательно по отношению к базе.

#### 5.4. Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в активном режиме в схеме с общей базой

Рассмотрим случай, когда на эмиттерный переход биполярного транзистора подано прямое, а на коллекторный – обратное смещение. Для  $p$ - $n$ - $p$  биполярного транзистора это  $U_3 > 0$ ,  $U_k < 0$ .

Для нахождения ВАХ в качестве входных параметров выбирают  $J_3$ ,  $U_k$ , а выходных –  $J_k$ ,  $U_3$  из соображений удобства измерения. Выразим в (5.13)–(5.15)  $(\exp(\beta U_3) - 1)$ , подставим в выражение для  $J_k$  и получим:

$$\begin{aligned} J_k &= \alpha_N I'_{30} \frac{I_3 + \alpha_1 I (\exp(\beta U_k) - 1)}{I'_{30}} (\exp(\beta U_3) - 1) - I'_{k0} (\exp(\beta U_k) - 1) = \\ &= \alpha_N I_3 - (1 - \alpha_N \alpha_1) = \alpha_N I_3 - I_{k0} (\exp(\beta U_k) - 1). \end{aligned} \quad (5.16)$$

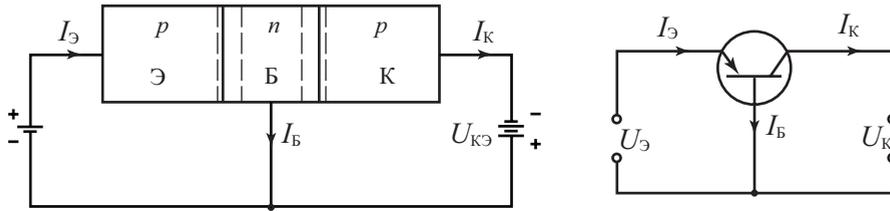


Рис. 5.9. Схема включения транзистора с общей базой

Следовательно,

$$I_K = \alpha_N I_Э - I_{к0} (\exp(\beta U_K) - 1). \quad (5.17)$$

Соотношение (5.17) описывает семейство коллекторных характеристик  $I_K = f(U_K)$  с параметром  $I_Э$ .

Семейство эмиттерных характеристик  $U_Э = f(I_Э)$  с параметром  $U_K$  получим из (5.13)–(5.15). Учитывая, что  $\alpha_1 \frac{I'_{к0}}{I'_{Э0}} = \alpha_N$ , получаем:

$$\exp(\beta U_Э) - 1 = \frac{[I_Э + \alpha_1 I'_{к0} (\exp(\beta U_K) - 1)]}{I'_{Э0} + 1}, \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} U_Э &= \beta^{-1} \ln \left[ \frac{I_Э}{I'_{Э0}} + 1 + \alpha_1 \frac{I'_{к0}}{I'_{Э0}} + (\exp(\beta U_K) - 1) \right] = \\ &= \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{I_Э}{I'_{Э0}} + 1 + \alpha_N (\exp(\beta U_K) - 1) \right]. \end{aligned} \quad (5.19)$$

Формулы (5.17) и (5.19) описывают характеристики транзистора, представленные на рис. 5.10.

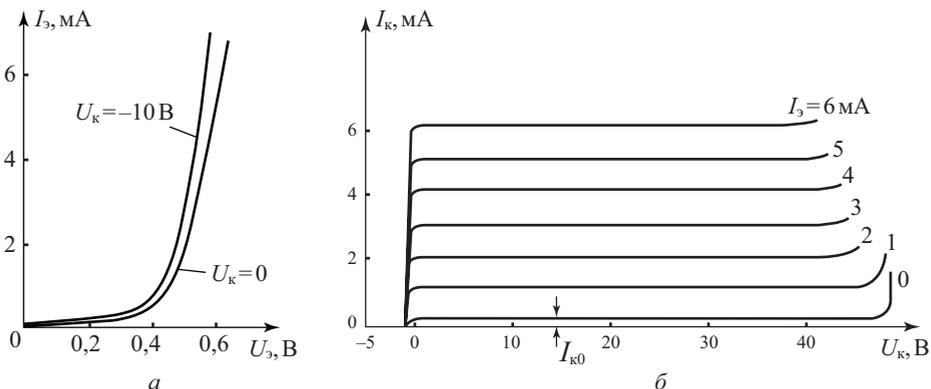


Рис. 5.10. Вольт-амперные характеристики БТ в активном режиме: а) семейство эмиттерных характеристик; б) семейство коллекторных характеристик

Анализ вольт-амперных характеристик биполярного транзистора, приведенных на рис. 5.10, показывает, что коллекторные характеристики эквидистантны. При напряжении на коллекторе, равном нулю,  $U_k = 0$ , ток коллектора уже достаточно большой и в дальнейшем по мере роста коллекторного напряжения не меняется. При небольшом прямом смещении коллекторного перехода коллекторный ток резко убывает и становится равным нулю при значениях смещения на коллекторе, равном напряжению на эмиттере. Для семейства эмиттерных кривых характерна слабая зависимость от коллекторного напряжения. При напряжении на коллекторе, равном нулю,  $U_k = 0$ , эмиттерная характеристика полностью совпадает с вольт-амперной характеристикой эмиттерного *p-n*-перехода. При увеличении напряжения на коллекторе ток эмиттера слабо меняется вследствие эффекта модуляции ширины базы.

Для активного режима, когда  $U_э > 0$ ,  $U_k < 0$ ,  $|U_k| \ll 0$ , выражения (5.17) и (5.19) переходят в выражения:

$$I_k = \alpha_N I_э - I_{k0}; \quad (5.20)$$

$$U_э = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_э}{I'_{э0}} \right). \quad (5.21)$$

Идеализированные вольт-амперные характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой в виде (5.21) являются наиболее распространенными при анализе физических процессов, происходящих в базе транзистора.

## 5.5. Дифференциальные параметры биполярных транзисторов в схеме с общей базой

Основными величинами, характеризующими параметры биполярного транзистора, являются коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha$ , сопротивление эмиттерного ( $r_э$ ) и коллекторного ( $r_k$ ) переходов, а также коэффициент обратной связи эмиттер – коллектор  $\mu_{эк}$ .

В силу нелинейности вольт-амперных характеристик биполярного транзистора эти параметры являются дифференциальными и зависят от выбора рабочей точки на вольт-амперной характеристике.

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

$$\alpha = \left. \frac{dI_k}{dI_э} \right|_{U_k = \text{const}}. \quad (5.22)$$

Сопротивление эмиттерного перехода  $r_э$  определяется:

$$r_э = \left. \frac{dU_э}{dI_э} \right|_{I_k = \text{const}}. \quad (5.23)$$

Сопротивление коллекторного перехода  $r_k$  определяется:

$$r_k = \left. \frac{dU_k}{dI_k} \right|_{I_э = \text{const}}. \quad (5.24)$$

Коэффициентом обратной связи  $\mu_{эк}$  называется отношение приращения напряжения на эмиттере к вызвавшему его приращению напряжения на коллекторе при постоянном токе через эмиттер:

$$\mu_{\text{эк}} = \left. \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{э}}} \right|_{I_{\text{э}} = \text{const}}. \quad (5.25)$$

Для коэффициента передачи  $\alpha$  можно записать, учитывая  $J_{\text{э}} = J_{\text{эп}} + J_{\text{эн}}$ , следующее выражение:

$$\alpha = \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{э}}} = \frac{dJ_{\text{эп}}}{dJ_{\text{э}}} \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{эп}}} = \gamma \cdot \kappa, \quad (5.26)$$

где  $\gamma = \frac{dJ_{\text{эп}}}{dJ_{\text{э}}}$  – коэффициент инжекции, или эффективность эмиттера,

$\kappa = \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{эп}}}$  – коэффициент переноса.

Таким образом,  $\gamma$  – доля полезного дырочного тока в полном токе эмиттера  $J_{\text{э}}$ , а коэффициент  $\kappa$  показывает долю эмиттерного дырочного тока, без рекомбинации дошедшего до коллекторного перехода.

### 5.5.1. Коэффициент инжекции

Рассмотрим более подробно выражение для коэффициента переноса. Для этого проанализируем компоненты эмиттерного тока, как показано на зонной диаграмме биполярного транзистора в активном режиме (рис. 5.6, б).

Для анализа коэффициента инжекции  $\gamma$  заменим приращение токов  $dJ_{\text{э}}$ ,  $dJ_{\text{к}}$  на их значения  $J_{\text{э}}$ ,  $J_{\text{к}}$ . Выразим эмиттерный ток  $J_{\text{э}}$  как сумму электронной  $J_{\text{эн}}$  и дырочной  $J_{\text{эп}}$  компонент  $J_{\text{э}} = J_{\text{эп}} + J_{\text{эн}}$ . Воспользуемся ранее полученными выражениями для компонент тока  $J_{\text{эп}}$  и  $J_{\text{эн}}$ :

$$J_{\text{эп}} = \frac{q p_{\text{н0}} D_{\text{р}}}{L_{\text{р}}} \cdot \exp(\beta V_{\text{Г}}); \quad J_{\text{эн}} = \frac{q n_{\text{р0}} D_{\text{н}}}{L_{\text{н}}} \cdot \exp(\beta V_{\text{Г}}). \quad (5.27)$$

Получаем для коэффициента инжекции:

$$\gamma = \frac{J_{\text{эп}}}{J_{\text{эп}} + J_{\text{эн}}} = \frac{1}{1 + \frac{J_{\text{эн}}}{J_{\text{эп}}}} = \frac{1}{1 + \frac{n_{\text{р0}}}{p_{\text{н0}}}} = \frac{1}{1 + \frac{n_{\text{и}}^2 N_{\text{ДБ}}}{N_{\text{АЭ}} n_{\text{и}}^2}} \approx 1 - \frac{N_{\text{ДБ}}}{N_{\text{АЭ}}}. \quad (5.28)$$

Из полученного соотношения следует, что для эффективной работы биполярного транзистора  $p$ - $n$ - $p$ -типа ток эмиттера  $J_{\text{э}}$  должен быть в основном дырочным ( $J_{\text{эп}}$ ). По этой причине эмиттер биполярного транзистора должен быть легирован существенно сильнее по отношению к уровню легирования базы ( $N_{\text{АЭ}} \gg N_{\text{ДБ}}$ ).

### 5.5.2. Коэффициент переноса

Коэффициент передачи эмиттерного тока  $\alpha$  характеризует изменение коллекторного тока  $I_{\text{к}}$  при вызвавшем его изменении эмиттерного тока  $I_{\text{э}}$ .

Ток коллектора обусловлен дырками, дошедшими от эмиттерного перехода до коллекторного. Поэтому важны доля дырок, дошедших до коллекторного перехода и не рекомбинировавших в базе, и доля дырочного тока в эмиттерном токе. Согласно ранее данному определению для дифференциального коэффициента передачи тока эмиттера:

$$\alpha = \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{э}}} = \frac{dJ_{\text{эп}}}{dJ_{\text{э}}} \frac{dJ_{\text{к}}}{dJ_{\text{эп}}}; \quad \alpha = \gamma \cdot \kappa. \quad (5.29)$$

Зависимость коэффициента инжекции  $\gamma$  от параметров биполярного транзистора была получена ранее. Рассмотрим зависимость коэффициента переноса  $\kappa$  от параметров биполярного транзистора.

Из уравнения непрерывности

$$\frac{dp}{dt} = \frac{p - p_0}{\tau} + \frac{1}{q} \operatorname{div} j \quad (5.30)$$

следует, что в стационарном режиме

$$\frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{p}{L^2} = -\frac{p_0}{L^2}. \quad (5.31)$$

Решение дифференциального уравнения (5.31) в общем виде будет иметь следующий вид:

$$p(x) = A_1 e^{x/L} + A_2 e^{-x/L} + p_0. \quad (5.32)$$

Запишем граничные условия для (5.31) исходя из того, что заданы эмиттерный ток  $I_{\text{эп}} = \gamma \cdot I_{\text{э}}$  и коллекторное напряжение  $U_{\text{к}}$ ,  $S$  – площадь  $p$ - $n$ -перехода.

$$-\left. \frac{dp}{dx} \right|_{x=0} = -\frac{I_{\text{эп}}}{qDS}, \quad x = 0, \quad (5.33)$$

$$p(x) = p_0 e^{\beta U_{\text{к}}}, \quad x = W. \quad (5.34)$$

Найдем коэффициенты  $A_1$  и  $A_2$ .

Продифференцировав уравнение в решении (5.32) по  $x$ , получаем:

$$-\frac{dp}{dx} = \frac{A_1}{L} e^{x/L} - \frac{A_2}{L} e^{-x/L},$$

с учетом граничных условий (5.33) имеем:

$$\frac{A_1}{L} - \frac{A_2}{L} = \frac{J_{\text{эп}}}{qDS}, \quad A_1 - A_2 = \frac{LJ_{\text{эп}}}{qDS}, \quad (5.35)$$

с учетом граничных условий (5.35) имеем:

$$p_0 e^{\beta U_{\text{к}}} = A_1 e^{W/L} + A_2 e^{-W/L} + p_0. \quad (5.36)$$

Решая совместно уравнения (5.35, 5.36), находим коэффициенты  $A_1$  и  $A_2$ . Затем подставляем  $A_1$  и  $A_2$  в уравнение (5.32) и получаем следующее выражение для распределения концентрации инжектированных дырок  $p_n(x)$  по базе биполярного транзистора:

$$p(x) = \frac{L_p J_{\text{эп}}}{qDS} \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{W-x}{L_p}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_p}\right)} + p_0 \left[ \left( e^{\beta U_{\text{к}}} - 1 \right) \cdot \frac{\operatorname{ch}\left(\frac{x}{L_p}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_p}\right)} + 1 \right]. \quad (5.37)$$

Последний множитель в квадратных скобках уравнения (5.37) всегда меньше единицы.

Наконец, разложив гиперболический синус  $\operatorname{sh}(x)$  и гиперболический косинус  $\operatorname{ch}(x)$  в ряд при условии  $x < W \ll L_p$ , получаем закон распределения дырок  $p_n(x)$  по базе биполярного транзистора в первом приближении:



$$p_n(x) = \frac{J_{\text{эп}} W}{q D_p S} \left(1 - \frac{x}{W}\right). \quad (5.38)$$

Выражение (5.38) показывает, что в первом приближении распределение дырок  $p_n(x)$  по толщине базы линейно. Этот вывод понятен и по физическим соображениям. Поскольку ток в базовой области диффузионный и примерно постоянен по ширине базы (так как рекомбинация мала), градиент концентрации дырок постоянен:  $\frac{dp}{dx} \approx \text{const}$ .

Так как коэффициент переноса

$$\kappa = \frac{\text{ток диффузионный в базе при } x=W}{\text{ток диффузионный в базе при } x=0}, \quad (5.39)$$

то

$$\kappa = \left( \frac{\left. \frac{\partial p_n}{\partial x} \right|_{x=0}}{\left. \frac{\partial p_n}{\partial x} \right|_{x=W}} \right)^{-1}. \quad (5.40)$$

Для того чтобы точно определить коллекторный ток  $J_{\text{к}}$ , продифференцируем уравнение (5.37) для концентрации дырок  $p(x)$  и рассчитаем это выражение при  $x=W$ . Тогда

$$\left. \frac{dp}{dx} \right|_{x=W} = \frac{J_{\text{эп}} L_p}{q D_p S \cdot ch\left(\frac{W}{L_p}\right)} \frac{1}{L_p} ch\left(\frac{W-x}{L_p}\right). \quad (5.41)$$

Умножив (5.41) на  $q D_p S$ , получаем с учетом того, что гиперболический  $ch\left(\frac{W-x}{L}\right)$  стремится к единице,

$$J_{\text{к}} = q D_p S \cdot \left. \frac{\partial p}{\partial x} \right|_{x=W} = \frac{J_{\text{эп}}}{ch\left(\frac{W}{L}\right)}. \quad (5.42)$$

Следовательно, коэффициент переноса  $\kappa$  имеет вид:

$$\kappa \equiv \frac{J_{\text{к}}}{J_{\text{эп}}} = ch^{-1} \frac{W}{L}. \quad (5.43)$$

Уравнение (5.43) является очень важным соотношением для биполярных транзисторов и по этой причине называется фундаментальным уравнением теории транзисторов.

Разлагая гиперболический косинус  $ch(x)$  в ряд при условии, что  $x < W$ , и используя первый член в этом разложении, получаем:

$$\kappa = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{W}{L}\right)^2. \quad (5.44)$$

Полагая значение  $W = 0,2L$ , получаем:

$$\kappa = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{5}\right)^2 = 0,98. \quad (5.45)$$

Таким образом, значение коэффициента переноса  $\kappa$  будет составлять величину, близкую к единице (отличие не более 2%), при условии, что ширина базы биполярного транзистора  $W$  по крайней мере в 5 раз меньше, чем диффузионная длина.

Поскольку коэффициент передачи  $\alpha$  определяется произведением коэффициентов инжекции  $\gamma$  и переноса  $\kappa$  как  $\alpha = \gamma \cdot \kappa$ , то у сплавных транзисторов, где ширина базы составляет  $W = 10 \div 20$  мкм, в коэффициенте передачи  $\alpha$  главную роль играет коэффициент переноса  $\kappa$ . У диффузионных транзисторов ширина базы равняется  $W = (1 \div 2)$  мкм и главную роль в коэффициенте передачи  $\alpha$  играет коэффициент инжекции  $\gamma$ .

### 5.5.3. Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

Из выражения (5.19) для ВАХ биполярного транзистора легко получить общее выражение для дифференциального сопротивления эмиттерного перехода:

$$r_3 = \left. \frac{dU_3}{dI_3} \right|_{U_k = \text{const}} = \frac{kT/q}{I_3}. \quad (5.46)$$

Для примера рассчитаем  $r_3$  при  $I_3 = 1$  мА, получим  $r_3 = 25$  Ом.

Если  $U_3 = 0$  (условие короткого замыкания), тогда  $r_3 = \frac{dU_3}{dI_3} = \frac{\varphi_T}{I'_{30}}$ .

Если  $I_3 = 0$  (условие холостого хода), то  $r_M = \frac{dU}{dI_3} = \frac{\varphi_T}{I'_{30}(1-\alpha)} = \frac{\varphi_T}{I_{30}}$ .

### 5.5.4. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода  $r_k$  определяется как

$$r_k = \left. \frac{dU_k}{dI_k} \right|_{I_3 = \text{const}}. \quad (5.47)$$

В активном режиме при  $U_k \ll 0$  зависимость тока коллектора  $I_k$  от параметров биполярного транзистора выглядит следующим образом:  $I_k = \alpha I_3 + I_{k0}$ . Из приведенного соотношения следует, что в явном виде ток коллектора  $I_k$  от напряжения на коллекторе  $U_k$  не зависит. Поэтому в первом приближении сопротивление коллекторного перехода  $r_k$  при  $U_k \ll 0$  стремится к бесконечности.

Проанализируем возможность зависимости коэффициента передачи  $\alpha$  от напряжения на коллекторе  $U_k$ . Эта зависимость может проявиться через следующие цепочки: изменение напряжения на коллекторе изменит ширину объединенной области  $p$ - $n$ -перехода, в свою очередь изменение ширины объединенной области  $p$ - $n$ -перехода вызовет изменение ширины базы, а изменение ширины базы изменит коэффициент передачи эмиттерного тока. С учетом изложенного получим следующие выражения для расчета дифференциального сопротивления коллекторного перехода:

$$r_k = \frac{dU_k}{dW} \frac{dW}{d\alpha} \frac{d\alpha}{dI_k}. \quad (5.48)$$

Изменение коэффициента передачи  $\alpha$  биполярного транзистора вследствие модуляции ширины базы при изменении коллекторного напряжения  $U_k$  получило название «эффект Эрли» (рис. 5.11).

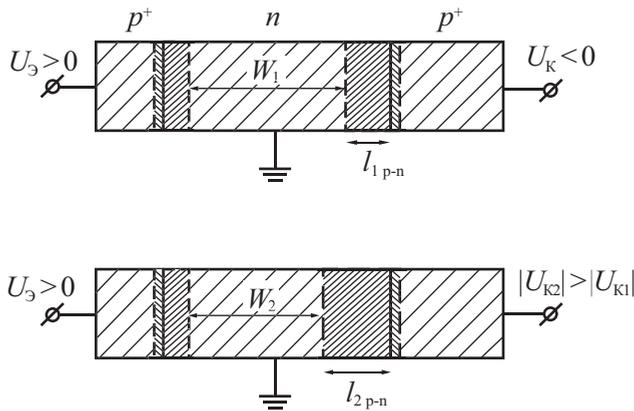


Рис. 5.11. Эффект Эрли – эффект модуляции ширины базы биполярного транзистора

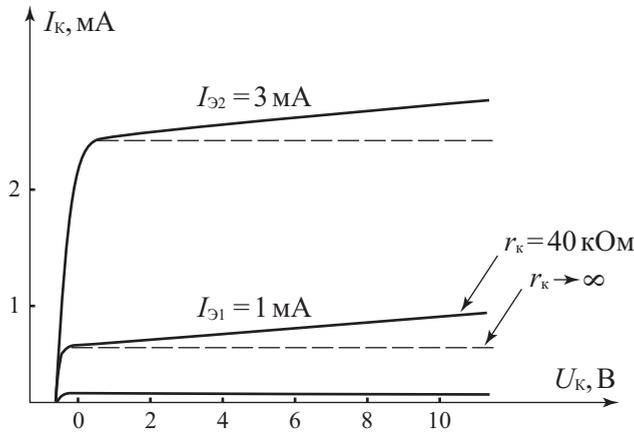


Рис. 5.12. Коллекторные характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой, иллюстрирующие влияние эффекта Эрли

Рассмотрим, как модуляция ширины базы влияет на коэффициент передачи  $\alpha$ . Выражение для коэффициента передачи  $\alpha$  имеет следующий вид:

$$\alpha = \gamma \cdot \kappa = \left(1 - \frac{N_{ДБ}}{N_{АЭ}}\right) \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2}\right). \tag{5.49}$$

Для несимметричного  $p^+ - n$ -перехода обедненная область локализована в слабо легированной части  $p - n$ -перехода и ее ширина

$$l_{p-n} = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_k - U_k)}{qN_{ДБ}}}. \tag{5.50}$$

При изменении напряжения на коллекторе  $U_k$  меняется ширина обедненной области  $l_{p-n}$ , а следовательно, и ширина базы биполярного транзистора  $W$ . Этот эффект

обуславливает конечное значение дифференциального сопротивления коллекторного перехода (рис. 5.12). Более подробно соотношение (5.48) перепишем в следующем виде:

$$r_k = \frac{dU}{dl_{p-n}} \cdot \frac{\partial l_{p-n}}{\partial W} \cdot \frac{\partial W}{\partial \kappa} \cdot \frac{\partial \kappa}{\partial \alpha} \cdot \frac{\partial \alpha}{\partial I_k}. \quad (5.51)$$

С учетом сказанного получаем выражение для дифференциального сопротивления коллекторного перехода:

$$r_k = \frac{\partial U_k}{\partial I_k} = \sqrt{\frac{2qN_D}{\epsilon_s \epsilon_0}} \cdot \frac{L^2}{W} \cdot \frac{\sqrt{U_k}}{\gamma I_3}. \quad (5.52)$$

Рассчитаем для примера численное значение сопротивления коллекторного перехода  $r_k$  при следующих параметрах биполярного транзистора на основе кремния (Si):

$$N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}; L = 0,1 \text{ мм}; W = 30 \text{ мкм}, U_k = 5 \text{ В}, I_3 = 1 \text{ мА}, \epsilon_{Si} = 11,8.$$

Подставляя параметры в выражение (5.52), получаем  $r_k \approx 5,2 \text{ МОм}$ .

На рис. 5.12 приведены выходные характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой, иллюстрирующие влияние эффекта Эрли.

### 5.5.5. Коэффициент обратной связи

Коэффициент обратной связи по напряжению в биполярном транзисторе в схеме с общей базой показывает, как изменится напряжение на эмиттерном переходе при единичном изменении напряжения на коллекторном переходе при условии, что ток эмиттера поддерживается постоянным:

$$\mu_{\text{нк}} = \left. \frac{dU_3}{dU_k} \right|_{I_3 = \text{const}}. \quad (5.53)$$

Ненулевое значение коэффициента обратной связи также обусловлено эффектом Эрли. Аналогично, как и для коллекторного напряжения, распишем цепочку, показывающую взаимосвязь параметров.

Требование постоянства эмиттерного тока  $I_3 = \text{const}$  для биполярного транзистора при диффузионном механизме переноса носителей через базу обуславливает постоянство градиента концентрации инжектированных носителей  $\frac{dp}{dx} = \text{const}$ . При увеличении напряжения на коллекторе  $U_k$  увеличивается ширина обедненной области  $l_{p-n}$  коллекторного  $p-n$ -перехода, что вызывает уменьшение ширины квазинейтрального объема базы  $W$ . Это, в свою очередь, влечет за собой уменьшение концентрации инжектированных носителей  $p_n(0)$  на границе эмиттерного перехода (так как градиент  $\frac{dp}{dx}$  должен оставаться постоянным) (рис. 5.13). Поскольку концентрация инжектированных дырок на границе эмиттерного перехода  $p_n(0) = p_0 \cdot \exp(\beta U_3)$  определяется напряжением на эмиттере, то ее уменьшение возможно только при уменьшении напряжения  $U_3$  на эмиттере.

Таким образом, если поставлено условие:  $I_3 = \text{const}$ ,  $\frac{dp}{dx} = \text{const}$ , то при увеличении коллекторного напряжения  $U_k$  должно происходить уменьшение эмиттерного напряжения  $U_3$ .

Физически наличие обратной связи по напряжению в биполярном транзисторе в схеме с общей базой обусловлено эффектом модуляции ширины базы.

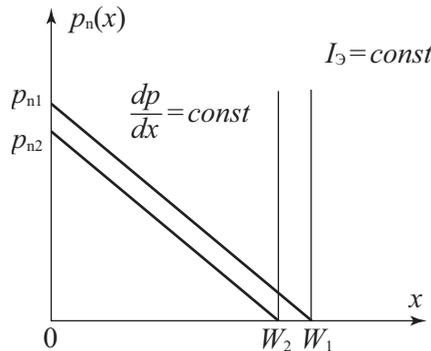


Рис. 5.13. Влияние эффекта модуляции ширины базы БТ на концентрацию неосновных носителей на границе эмиттер – база

Получим выражение для коэффициента обратной связи. Поскольку  $p(0) = p_0 e^{\beta U_3}$ , то  $\frac{dp(0)}{dU_3} = \beta \cdot p(0)$ . Учтем, что  $\frac{dp}{dW} = -\frac{p(0)}{W}$ , так как градиент постоянен. Зависимость ширины базы от напряжения на коллекторе  $\frac{dW}{dU_k}$  была получена ранее. Тогда

$$\begin{aligned} \frac{dU_3}{dU_k} &= \frac{dU_3}{dp} \cdot \frac{dp}{dW} \cdot \frac{dW}{dU_k} = -\frac{1}{p(0)} \cdot \frac{p(0)}{W} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_s \epsilon_0}{2qN_D}} \frac{1}{\sqrt{U_k}} = \\ &= -\sqrt{\frac{\epsilon_s \epsilon_0}{2qN_D}} \frac{\phi_1}{W \sqrt{U_k}}. \end{aligned} \quad (5.54)$$

Следовательно, выражение для коэффициента обратной связи по напряжению  $\mu_{\text{эк}}$  в биполярном транзисторе в схеме с общей базой в зависимости от конструктивно-технологических параметров имеет следующий вид:

$$\mu_{\text{эк}} = -\sqrt{2 \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{qN_{\text{ДБ}}}} \frac{\phi_1}{W \sqrt{U_k}}. \quad (5.55)$$

Подставив те же параметры биполярного транзистора, что и в предыдущем примере, получаем  $\mu_{\text{эк}} = -1,1 \cdot 10^{-5}$ . Знак «минус» в выражении для  $\mu_{\text{эк}}$  означает, что при увеличении напряжения на коллекторе  $U_k$  происходит уменьшение напряжения на эмиттере  $U_3$ .

### 5.5.6. Объемное сопротивление базы

Объемное сопротивление базы БТ в схеме с общей базой определяется чисто геометрическими особенностями конструкции БТ. Для сплавного транзистора, как показано на рис. 5.14, общее сопротивление будет складываться из сопротивления активной (1), промежуточной (2) и пассивной (3) областей.

Геометрический ряд этих сопротивлений дает значение:

$$r_6 = \frac{\rho}{2\pi} \left( \frac{0,5}{W_1} + \frac{1}{W_2} \ln \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{W_3} \ln \frac{R_3}{R_2} \right), \quad (5.56)$$

где в скобках первое слагаемое – сопротивление цилиндра, второе – сопротивление одного кольца, третье – сопротивление другого кольца. Независимость от ширины

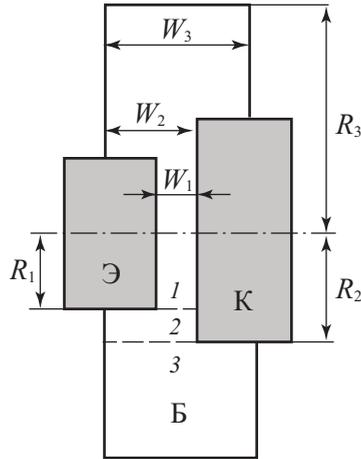


Рис. 5.14. Схема БТ, иллюстрирующая расчет объемного сопротивления базы [75]

цилиндра связана с тем, что ток базы рекомбинационный и зависит от объема вещества. Подставляя параметры:  $\rho_6 = 5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ;  $W_1 = 50 \text{ МОм}$ ;  $W_2 = 5W_1$ ;  $W_3 = 9W_1$ ;  $R_2 = 1,5R_1$ ;  $R_3 = 5R_1$ , получаем  $r_6 = 150 \text{ Ом}$ .

### 5.5.7. Тепловой ток коллектора

Тепловым током коллектора  $I_{к0}$  называют коллекторный ток  $I_k$ , измеренный в режиме разомкнутого эмиттерного перехода (режим холостого хода в эмиттерной цепи  $I_{эп} = 0$  при большом обратном смещении на коллекторном переходе).

Тепловой ток коллектора отличается от обратного тока диодного  $p$ - $n$ -перехода, поскольку в биполярном транзисторе есть еще и эмиттерный переход.

Из уравнения (5.37) следует, что условие  $I_{эп} = 0$  определяет следующее уравнение для распределения дырок  $p_n(x)$  по базе биполярного транзистора:

$$p(x) = p_0 \left( 1 - \frac{ch \frac{x}{L}}{ch \frac{W}{L}} \right). \quad (5.57)$$

Продифференцировав уравнение (5.57) по  $x$ , рассчитаем затем градиент при  $x = W$ :

$$\frac{dp}{dx} = p_0 \frac{sh \frac{W}{L}}{L ch \frac{W}{L}}. \quad (5.58)$$

Умножив градиент на коэффициент  $qDS$ , получаем тепловой ток коллектора:

$$I_{к0} = \frac{qDS p_0}{L} th \frac{W}{L}. \quad (5.59)$$

Поскольку  $W \ll L$ , гиперболический тангенс легко разлагается в ряд:  $th \frac{W}{L} \cong \frac{W}{L}$ .

$$I_{к0} = S \frac{qD p_0}{L} \cdot \frac{W}{L}. \quad (5.60)$$

Из уравнения (5.60) следует, что тепловой ток коллектора  $I_{к0}$  много меньше теплового тока диодного  $p-n$ -перехода:  $I'_{к0} = S \frac{qDp_0}{L}$ .

Легко показать, что в случае изменения теплового тока коллектора на эмиттерном переходе транзистора появится небольшое отрицательное напряжение  $U_э$ .

Действительно, из уравнения (5.19) следует, что при  $I_э = 0$  напряжение  $U_э$  будет:

$$U_э = \frac{kT}{q} \ln(1 - \alpha). \tag{5.61}$$

Если значение коэффициента передачи  $\alpha$  равняется  $\alpha = 0,98$ , то численное значение  $\ln(0,02) \sim -5$ . Тогда  $U_э = -5 kT/q = -0,1$  В.

При измерении теплового тока коллектора число дырок в базе очень мало, поскольку цепь эмиттера разомкнута. Даже на границе с эмиттерным переходом согласно (5.57) концентрация дырок  $p_n(0)$  будет много меньше, чем равновесная концентрация  $p_0$ :

$$p(0) = p_0 \left[ 1 - ch^{-1} \left( \frac{W}{L} \right) \right] = p_0 \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L} \right)^2 \ll p_0. \tag{5.62}$$

### 5.6. Биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером

Схема включения биполярного транзистора с общим эмиттером приведена на рис. 5.15.

Характеристики транзистора в этом режиме будут отличаться от характеристик в режиме с общей базой. В транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, имеет место усиление не только по напряжению, но и по току. Входными параметрами для схемы с общим эмиттером будут ток базы  $I_б$ , и напряжение на коллекторе  $U_к$ , а выходными характеристиками будут ток коллектора  $I_к$  и напряжение на эмиттере  $U_э$ .

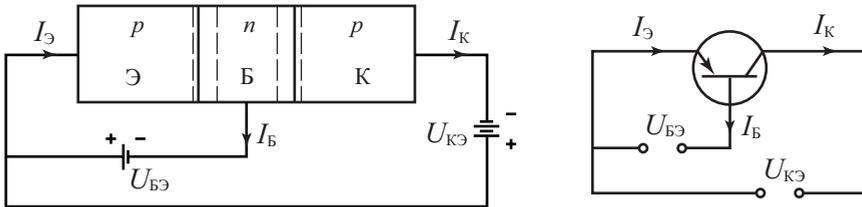


Рис. 5.15. Схема включения транзистора с общим эмиттером

Ранее при анализе биполярного транзистора в схеме с общей базой была получена связь между током коллектора и током эмиттера в следующем виде:

$$I_к = \alpha I_э + I_{к0}. \tag{5.63}$$

В схеме с общим эмиттером (в соответствии с первым законом Кирхгофа)  $I_э = I_б + I_к$ .

$$I_к = \alpha(I_к + I_б) + I_{к0} + \frac{U_к}{r_к}; \quad I_к - \alpha I_к = I_{к0} + \alpha I_б + \frac{U_к}{r_к}, \tag{5.64}$$

после перегруппирования сомножителей получаем:

$$I_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_6 + \frac{I_{k0}}{1-\alpha} + \frac{U_k}{(1-\alpha)r_k}. \quad (5.65)$$

Коэффициент  $\frac{\alpha}{1-\alpha}$  перед сомножителем  $I_6$  показывает, как изменяется ток коллектора  $I_k$  при единичном изменении тока базы  $I_6$ . Он называется коэффициентом усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером. Обозначим этот коэффициент значком  $\beta$ .

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \quad (5.66)$$

Поскольку величина коэффициента передачи  $\alpha$  близка к единице ( $\alpha \leq 1$ ), то из уравнения (5.66) следует, что коэффициент усиления  $\beta$  будет существенно больше единицы ( $\beta \gg 1$ ). При значениях коэффициента передачи  $\alpha = 0,98 \div 0,99$  коэффициент усиления будет лежать в диапазоне  $\beta = 50 \div 100$ .

С учетом (5.66), а также  $I_{k0}^* = \frac{I_{k0}}{1-\alpha}$  выражение (5.65) можно переписать в виде:

$$I_k = \beta I_6 + I_{k0}^* + \frac{U_k}{r_k^*}, \quad (5.67)$$

где  $I_{k0}^* = (1+\beta)I_{k0}$  — тепловой ток отдельно взятого  $p$ - $n$ -перехода, который много больше теплового тока коллектора  $I_{k0}$ , а величина  $r_k^*$  определяется как  $r_k^* = \frac{r_k}{1+\beta}$ .

Продифференцировав уравнение (5.67) по току базы  $I_6$ , получаем  $\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6}$ . Отсюда следует, что коэффициент усиления  $\beta$  показывает, во сколько раз изменяется ток коллектора  $I_k$  при изменении тока базы  $I_6$ .

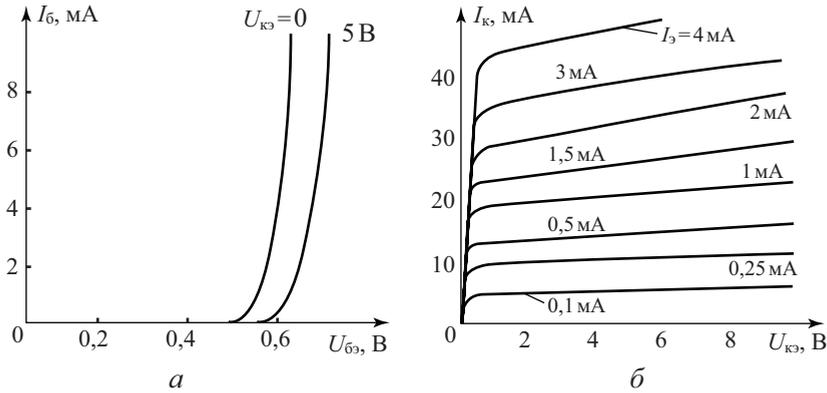
Для характеристики величины  $\beta$  как функции параметров биполярного транзистора вспомним, что коэффициент передачи эмиттерного тока определяется как  $\alpha = \gamma \cdot \kappa$ , где  $\kappa = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L} \right)^2$ . Следовательно,  $\alpha = \gamma - \frac{1}{2} \gamma \left( \frac{W}{L} \right)^2$ . Для величины  $\beta$  было получено значение:  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ . Поскольку  $\frac{W}{L} \ll 1$ , а  $\gamma \approx 1$ , получаем:

$$\beta = \frac{\gamma - \frac{1}{2} \gamma \left( \frac{W}{L} \right)^2}{1 - \gamma + \frac{1}{2} \gamma \left( \frac{W}{L} \right)^2} \approx 2 \frac{L^2}{W^2}. \quad (5.68)$$

Учтем, что тока базы  $I_6$  в  $\beta$  раз меньше тока эмиттера  $I_3$ , а тепловой ток эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода в  $\beta$  раз больше теплового тока эмиттера  $I_3$ . Из соотношений (5.67) и (5.20) и (5.21) следует, что в активном режиме для биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером будут справедливы следующие соотношения:

$$I_k = \beta I_6 + I_{k0}^*; \quad (5.69)$$

$$U_3 = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_6}{I_{30}} \right). \quad (5.70)$$



**Рис. 5.16.** Входные (а) и выходные (б) характеристики транзистора КТ 218, включенного по схеме с общим эмиттером [100, 103, 104]

На рис. 5.16 приведены вольт-амперные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Сравнивая эти характеристики с аналогичными характеристиками для биполярного транзистора в схеме с общей базой (рис. 5.10), можно видеть, что они качественно подобны.

Зависимость тока коллектора  $I_k$  от напряжения на коллекторе  $U_k$  с параметром управляющего тока базы  $I_b$  представляет из себя семейство эквидистантных кривых. Обратим внимание, что значение тока базы  $I_b$  в  $\beta$  раз меньше, чем значение тока коллектора  $I_k$ , соответствующего этому значению тока базы. При нулевом напряжении на коллекторе  $U_k = 0$  ток в цепи коллектор – эмиттер отсутствует.

Зависимость тока базы  $I_b$  от напряжения на эмиттере  $U_3$  представляет экспоненциальную зависимость, характерную для тока прямосмещенного  $p-n$ -перехода. Поскольку ток базы – рекомбинационный, то его величина  $I_b$  в  $\beta$  раз меньше, чем инжекционный ток эмиттера  $I_3$ . При росте коллекторного напряжения  $U_k$  входная характеристика смещается в область больших напряжений  $U_6$ . Это связано с тем, что вследствие модуляции ширины базы (эффект Эрли) уменьшается доля рекомбинационного тока в базе биполярного транзистора.

Проанализируем, почему малые изменения тока базы  $I_b$  вызывают значительные изменения коллекторного тока  $I_k$ . Значение коэффициента  $\beta$ , существенно большее единицы, означает, что коэффициент передачи  $\alpha$  близок к единице. В этом случае коллекторный ток близок к эмиттерному току, а ток базы (по физической природе рекомбинационный) существенно меньше и коллекторного и эмиттерного тока. При значении коэффициента  $\alpha = 0,99$  из 100 дырок, инжектированных через эмиттерный переход, 99 экстрагируются через коллекторный переход и лишь одна прорекомбинирует с электронами в базе и даст вклад в базовый ток.

Увеличение базового тока в два раза (должны прорекомбинировать две дырки) вызовет в два раза большую инжекцию через эмиттерный переход (должно инжектироваться 200 дырок) и, соответственно, экстракцию через коллекторный (экстрагируется 198 дырок). Таким образом, малое изменение базового тока, например с 5 до 10 мкА, вызывает большие изменения коллекторного тока, соответственно с 500 мкА до 1000 мкА.

Для увеличения коэффициента усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером  $\beta$  согласно соотношению (5.68) нужно либо увеличивать диффузионную длину  $L$  для неосновных носителей в базе, либо уменьшать ширину базы  $W$ . Увеличение диффузионной длины  $L$  возможно при использовании транзисторов обрат-

ного типа проводимости *n-p-n* вместо транзисторов прямого типа проводимости *p-n-p*, поскольку диффузионная длина электронов  $L_n$  всегда выше, чем диффузионная длина дырок  $L_p$ . Другим методом увеличения диффузионной длины является использование полупроводниковых материалов с более высоким значением подвижности электронов  $\mu_n$ , например германия или арсенида галлия вместо кремния.

### 5.7. Эквивалентная схема биполярного транзистора

Полученные в предыдущих разделах соотношения описывают взаимосвязь входных и выходных параметров биполярного транзистора в аналитической форме. Существует и другая форма представления этой взаимосвязи в виде эквивалентных схем, когда реальные процессы в нелинейных устройствах можно заменить на набор активных (источники тока и напряжения) и пассивных (резисторы, емкости) элементов, адекватно описывающих взаимосвязь входных и выходных параметров. На основе рассмотренных характеристик представим эквивалентную схему транзистора при включении по схеме с общей базой в следующем виде. Основные пассивные элементы (сопротивления  $r_3, r_k, r_6$ , емкости коллекторного  $C_6$  и эмиттерного  $C_d$  переходов), активные элементы (генератор тока  $\alpha I_3$  в коллекторной цепи, источник ЭДС  $\mu_{эк} U_k$  в эмиттерной цепи, отражающей обратную связь между эмиттером и коллектором) изображены на эквивалентной схеме (рис. 5.17).

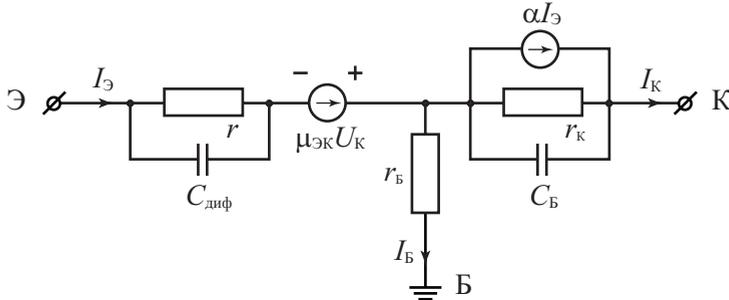


Рис. 5.17. Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с общей базой

Приведенная эквивалентная схема справедлива для рассмотрения статических характеристик биполярного транзистора, а также для рассмотрения этих характеристик в области низких частот. Эта схема называется Т-образной эквивалентной схемой, отражает основные физические процессы, происходящие в транзисторе, и удобна для их анализа (рис. 5.18).

Основные параметры эквивалентной схемы транзистора выражаются через конструктивно-технологические параметры следующим образом:

$$r_3 = \frac{kT}{q} \frac{1}{I_3}; \quad r_k = \sqrt{\frac{2qN_D}{\epsilon_s \epsilon_0}} \cdot \frac{L_p^2}{W} \cdot \sqrt{|U_k|}; \quad \mu_{эк} = -\sqrt{\frac{\epsilon_s \epsilon_0}{qN_{DB}}} \frac{kT/q}{W \sqrt{|U_k|}};$$

$$\alpha = \frac{\partial J_{эп}}{\partial J_3} \frac{\partial J_k}{\partial J_{эп}} = \gamma \cdot \varkappa; \quad \gamma = \frac{dJ_{эп}}{dJ_3} = 1 - \frac{N_{DB}}{N_{A3}}; \quad \varkappa = \frac{dJ_k}{dJ_{эп}} = 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2}. \quad (5.71)$$

Величины коэффициентов  $\alpha, r_3, r_k, \mu_{эк}$  для биполярного транзистора лежат в пределах:  $\alpha = 0,95 \div 0,995, r_3 = 1 \div 10 \text{ Ом}, r_k = 10 \div 10^6 \text{ Ом}, \mu_{эк} = 10^{-3} \div 10^{-5}$ .

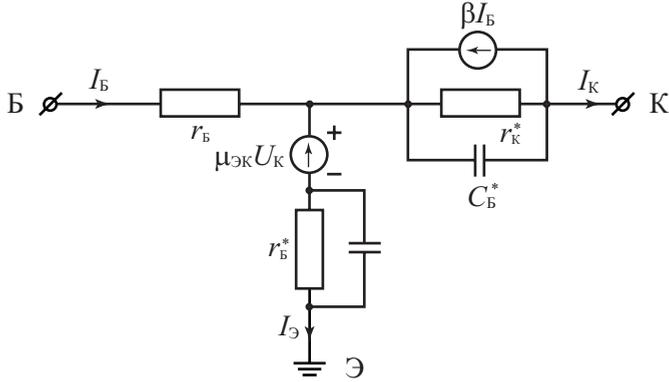


Рис. 5.18. Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

Для биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером эквивалентная схема выглядит аналогично.

Основные параметры эквивалентной схемы имеют тот же вид, что и в схеме с общей базой, кроме  $C_к^*$  и  $r_к^*$ , равных:  $C_к^* = C_к(\beta + 1)$ ,  $r_к^* = r_к(\beta + 1)$ .

## 5.8. Эффект оттеснения тока эмиттера

При технологической реализации биполярных транзисторов в интегральных схемах их конструктивно-технологические параметры существенно меняются по сравнению с дискретными приборами. Наиболее распространенными процессами технологий биполярных интегральных схем является изопланарная технология. В этой технологии для коллектора используют внутренние скрытые слои, на которые впоследствии либо эпитаксиально наращивают слой другого типа проводимости, играющий роль базы биполярного транзистора, либо формируют их диффузионным методом. На рис. 5.19 приведена структура интегрального  $n-p-n$ -транзистора и профиля распределения примесей для диффузионных методов формирования базы и эмиттера [15].

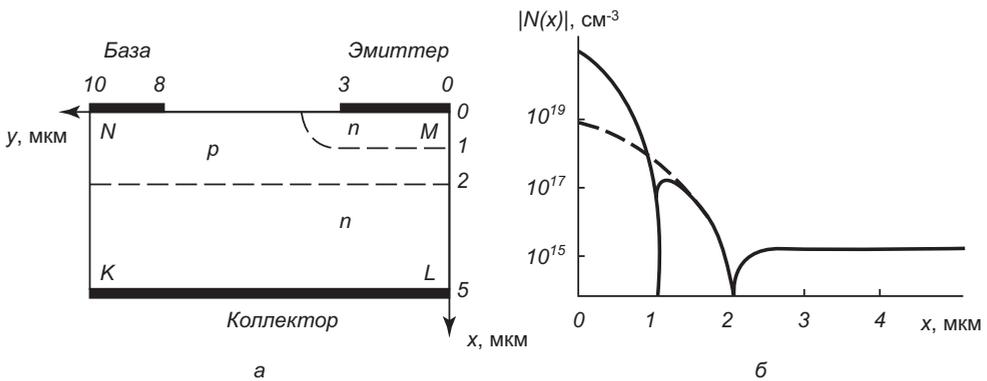
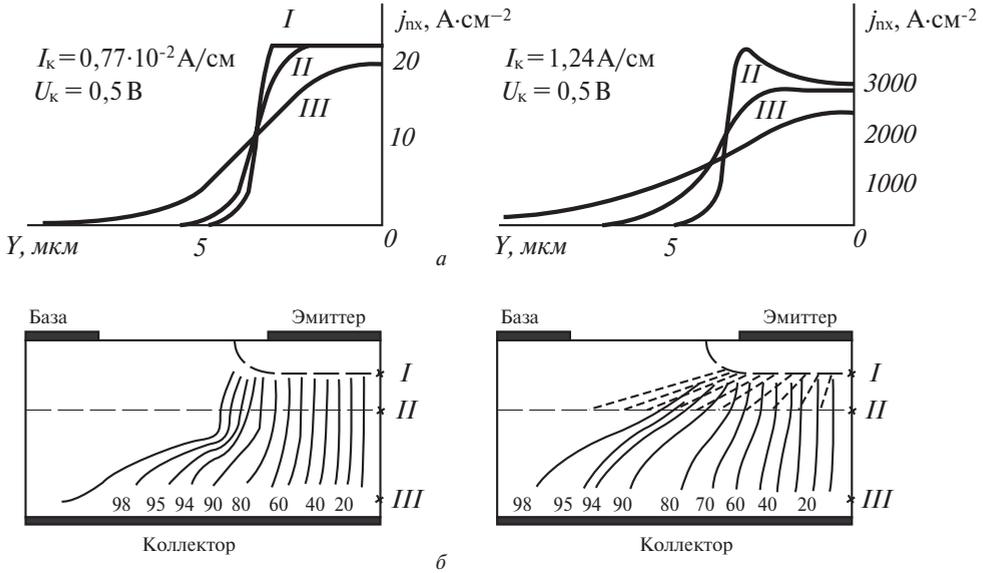
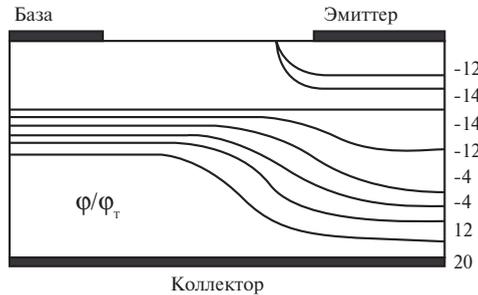


Рис. 5.19. Двухмерная структура (а) и профиль примеси (б) интегрального  $n-p-n$ -транзистора



**Рис. 5.20.** Распределение плотности электронного тока вдоль эмиттерного (I), коллекторного (II) переходов и контакта коллектора (III) (а) и линий электронного тока в двухмерной транзисторной структуре (б). Цифры около линий соответствуют процентному отношению электронного тока к общему току, протекающему между этой линией и осью симметрии  $x$  [15]



**Рис. 5.21.** Распределение линий электростатического потенциала в двухмерной транзисторной структуре ( $I_k = 0,35 \text{ A/cm}$ ,  $U = 0,5 \text{ B}$ ) [15]

На вольт-амперной характеристике биполярного интегрального транзистора появляется ряд особенностей, связанных с двухмерным пространственным распределением тока между эмиттером и коллектором. Одним из основных эффектов для интегральных транзисторов является диффузионное расширение базы в коллекторную область, известное под названием *эффекта Кирка*.

Вольт-амперные характеристики такого транзистора уже не описываются одномерной моделью, изложенной в предыдущих разделах. Для описания ВАХ решается система: уравнение Пуассона и уравнения непрерывности тока для двухмерной транзисторной структуры.

На рис. 5.20, *a* показано распределение плотности тока в плоскости эмиттерного и коллекторного перехода и контакта *n*-области коллектора с металлизацией при двух значениях (низком и высоком) тока коллектора. На рисунке 5.20, *б* показано распределение линий инжектированного электронного тока между эмиттером и коллектором.

Эффект вытеснения тока эмиттера наглядно иллюстрируется на рис. 5.20. При увеличении уровня инжекции линии тока с большей плотностью смещаются к боковым границам эмиттера.

На рис. 5.21 показано распределение этих потенциальных поверхностей под площадью эмиттера. Характерный изгиб этих эквипотенциалей является наглядным подтверждением эффекта расширения базы в коллекторную область.

## 5.9. Составные транзисторы

Создание мощного высоковольтного транзистора, предназначенного для работы в режиме переключения и характеризующегося переходом из закрытого состояния с высоким обратным напряжением в открытое состояние с большим током коллектора, т.е. с высоким коэффициентом  $\beta$ , имеет схемотехническое решение.

Как отмечалось в разделе 5.7, значение коэффициента  $\beta$  характеризует качество биполярного транзистора, поскольку чем больше коэффициент  $\beta$ , тем эффективнее работает транзистор. Коэффициент усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером  $\beta$  определяется следующим соотношением:  $\beta = 2 \frac{L^2}{W^2}$ . Для увеличения значения коэффициента  $\beta$  нужно либо уменьшить ширину базы биполярного транзистора  $W$ , либо увеличить диффузионную длину  $L_p$ . Так как диффузионная длина  $L_p = \sqrt{D\tau_p}$ , то нужно увеличить либо подвижность носителей  $\mu$ , либо время жизни  $\tau_p$ . Это достаточно трудно, так как необходимо использовать материалы с высокой подвижностью для электронов (например, GaAs, InP), причем только в транзисторах *n-p-n*.

Между тем имеется схемотехническое решение, когда определенным образом соединенные два биполярных транзистора имеют характеристики как для одного транзистора с высоким коэффициентом передачи  $\beta$  эмиттерного тока. Такая комбинация получила название составного транзистора, или схемы Дарлингтона (рис. 5.22). В составном транзисторе база первого транзистора  $T_1$  соединена с эмиттером второго транзистора  $T_2$ :  $dI_{e1} = dI_{e2}$ . Коллекторы обоих транзисторов соединены, и этот вывод является коллектором составного транзистора. База первого транзистора играет роль базы составного транзистора  $dI_b = dI_{b1}$ , а эмиттер второго транзистора – роль эмиттера составного транзистора  $dI_e = dI_{e3}$ .

Получим выражение для коэффициента усиления по току  $\beta$  для схемы Дарлингтона. Выразим связь между изменением тока базы  $dI_b$  и вызванным вследствие этого изменением тока коллектора  $dI_k$  составного транзистора следующим образом:

$$dI_{k1} = \beta_1 dI_{b1}; \quad dI_{e1} = (\beta_1 + 1) dI_{b1}; \quad (5.72)$$

$$dI_{k2} = \beta_2 dI_{e2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) dI_{b1} \quad (5.73)$$

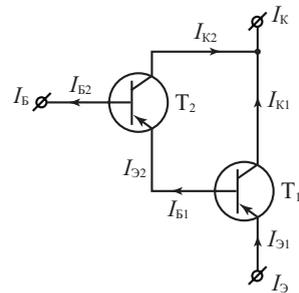


Рис. 5.22. Схема составного транзистора

$$dI_k = dI_{k1} + dI_{k2} = \beta_1 dI_{e1} + \beta_2 \beta_1 dI_{e1} + \beta_2 dI_{e1} = (\beta_1 + \beta_1 \beta_2 + \beta_2) dI_{e1} = (\beta_1 + \beta_1 \beta_2 + \beta_2) dI_1 = \beta_\Sigma dI_1; \quad (5.74)$$

$$\beta_\Sigma = \beta_1 + \beta_1 \beta_2 + \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \quad (5.75)$$

Поскольку для биполярных транзисторов коэффициент усиления по току обычно не составляет несколько десятков ( $\beta_1, \beta_2 \gg 1$ ), то суммарный коэффициент усиления составного транзистора будет определяться произведением коэффициентов усиления каждого из транзисторов  $\beta_\Sigma \approx \beta_1 \beta_2$  и может быть достаточно большим по величине.

Отметим особенности режима работы таких транзисторов. Поскольку эмиттерный ток первого транзистора  $I_{e1}$  является базовым током второго транзистора  $dI_{e2}$ , то, следовательно, транзистор  $T_1$  должен работать в микроомощном режиме, а транзистор  $T_2$  в режиме большой инжекции, их эмиттерные токи отличаются на 1–2 порядка. При таком неоптимальном выборе рабочих характеристик биполярных транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  не удается в каждом из них достичь высоких значений усиления по току. Тем не менее, даже при значениях коэффициентов усиления  $\beta_1, \beta_2 \sim 30$  суммарный коэффициент усиления  $\beta_\Sigma$  составит  $\beta_\Sigma \sim 1000$ .

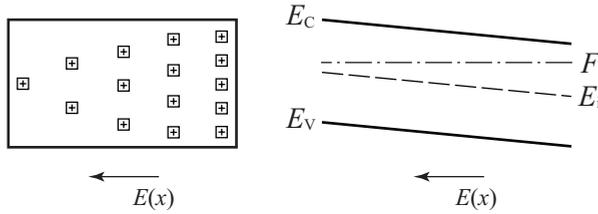
Высокие значения коэффициента усиления в составных транзисторах реализуются только в статическом режиме, поэтому составные транзисторы нашли широкое применение во входных каскадах операционных усилителей. В схемах на высоких частотах составные транзисторы уже не имеют таких преимуществ, наоборот, и граничная частота усиления по току, и быстродействие составных транзисторов меньше, чем эти же параметры для каждого из транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

## 5.10. Дрейфовые транзисторы

В предыдущих разделах рассматривался перенос инжектированных носителей через базу биполярного транзистора. Процесс переноса являлся диффузионным, поскольку электрическое поле в базе отсутствует. При диффузионном переносе скорость направленного движения носителей  $v_{\text{диф}} = \frac{L_p}{\tau_p}$  невысока и, следовательно, время переноса носителей через базу будет большим. Для повышения быстродействия транзисторов необходимо уменьшить время пролета, а следовательно, увеличить скорость движения инжектированных носителей в базе. Одним из способов этого будет переход от диффузионного к дрейфовому механизму переноса в базе.

За счет внешних источников напряжения создать электрическое поле в квазинейтральном объеме барьерных структур не представляется возможным. В дрейфовых транзисторах используется принцип встраивания электрического поля в базу (аналогично электретному механизму для диэлектриков). Этот принцип реализуется путем неоднородного легирования базы.

Рассмотрим неоднородно легированный полупроводник  $n$ -типа, в котором концентрация примеси  $N_D$  меняется по координате  $x$  (рис. 5.23). В таком полупроводнике будет градиент концентрации свободных носителей, обусловленный градиентом концентрации примеси при условии полной ионизации. Градиент концентрации свободных носителей приводит к возникновению диффузионного тока  $j_D = qD \frac{dn}{dx}$ . Этот ток вызовет перераспределение свободных носителей, в то время как ионизованные доноры останутся на своих прежних местах. Вследствие этого возникает электрическое поле  $E$ , препятствующее дальнейшему разделению электронов и вызывающее появление дрейфовой компоненты электрического тока.



**Рис. 5.23.** Схематическое изображение неоднородно легированного полупроводника  $n$ -типа и его зонная диаграмма

В стационарных условиях в неоднородно легированном полупроводнике существуют электрическое поле  $E(x)$  и равные по величине, но противоположные по направлению дрейфовая  $j_E$  и диффузионная  $j_D$  компоненты тока:

$$j = j_D + j_E = qD \frac{dn}{dx} + \mu E(x)n(x) = 0. \quad (5.76)$$

Таким образом, из уравнения (5.76) следует, что величина электрического поля  $E(x)$  будет:

$$E(x) = -\frac{D_p}{\mu_p} \cdot \frac{1}{n(x)} \cdot \frac{dn(x)}{dx}. \quad (5.77)$$

Используя соотношение Эйнштейна  $\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q}$ , получаем:

$$E(x) = -\frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{n(x)} \cdot \frac{dn(x)}{dx} = -\frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{N_D(x)} \cdot \frac{dN_D(x)}{dx}. \quad (5.78)$$

В случае экспоненциального распределения легирующей примеси  $N_D(x)$  с характерным параметром  $L_0$ , закон распределения концентрации основных носителей будет аналогичен закону распределения примеси  $n(x) = n_0 e^{-\frac{x}{L_0}}$  (рис. 5.23). Получим выражение для электрического поля при таком законе распределения. Проинтегрируем выражение для концентрации:

$$\frac{dn}{dx} = -n_0 \frac{1}{L_0} e^{-\frac{x}{L_0}} = -\frac{n(x)}{L_0}. \quad (5.79)$$

Подставляя выражение (5.79) в уравнение (5.78), получаем для электрического поля:

$$E(x) = \frac{kT}{q} \frac{1}{L_0}. \quad (5.80)$$

Из полученного соотношения следует, что при экспоненциальном законе распределения примеси в полупроводнике возникает постоянное электрическое поле  $E$ , значение которого определяется уравнением (5.80).

Рассмотрим эту ситуацию применительно к биполярному транзистору  $p$ - $n$ - $p$ -типа. В случае неоднородно легированной базы (причем вблизи эмиттера база должна быть сильно легирована, а вблизи коллектора — слабо) электрическое поле в базе направлено от эмиттерного перехода к коллекторному. При инжекции неосновных носителей (ды-

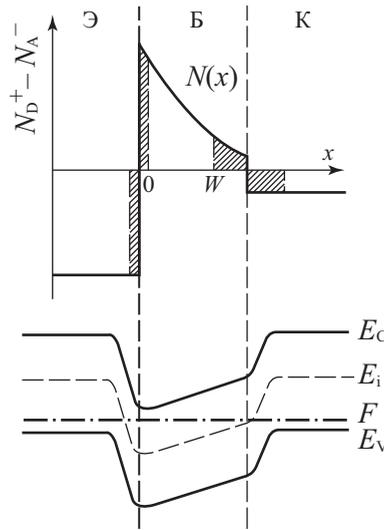


Рис. 5.24. Диаграмма, иллюстрирующая распределение концентрации легирующей примеси дрейфового транзистора, и зонная диаграмма

рок) они будут ускоренно двигаться в электрическом поле и добавят к диффузионному процессу переноса через базу дополнительно дрейфовый перенос.

Для того чтобы точно найти распределение инжектированных носителей по базе биполярного транзистора  $p(x)$ , нужно решить уравнение непрерывности с учетом дрейфовой и диффузионной компонент тока:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D \frac{d^2 p}{dx^2} - \mu E \frac{dp}{dx} + \mu p \frac{dE}{dx}. \quad (5.81)$$

Будем рассматривать только стационарный случай, когда  $\frac{dp}{dt} = 0$ , и для простоты – экспоненциальный закон распределения примеси по базе.

Введем параметр  $\eta = \frac{W}{2L_0}$  – коэффициент неоднородности базы. Уравнение (5.81) перепишем, учитывая, что электрическое поле  $E = \frac{kT}{q} \frac{1}{L_0}$ .

С учетом этого уравнение непрерывности приобретает следующий вид:

$$\frac{d^2 p}{dx^2} - \frac{2\eta}{W} \frac{dp}{dx} - \frac{p}{L_p^2} = 0. \quad (5.82)$$

Граничные условия для этого уравнения имеют следующий вид исходя из того, что заданы эмиттерный ток  $J_{эп} = \gamma \cdot J_э$  и коллекторное напряжение  $U_k$ :

$$\left. \frac{dp}{dx} \right|_{x=0} = -\frac{I_{эп}}{qDS}, \quad (x=0), \quad (5.83)$$

$$p(x) = p_0 e^{\beta U_k}, \quad (x=W). \quad (5.84)$$

Рассмотрим физический смысл коэффициента неоднородности базы  $\eta$ . Для этого проведем следующее преобразование выражения  $N_D(x) = N_D(0) \cdot e^{-\frac{x}{L_D}}$ :

$$\frac{N_D(W)}{N_D(0)} = e^{-\frac{W}{L_D}}. \quad (5.85)$$

Извлечем квадратный корень и прологарифмируем это выражение. Получаем

$$-\frac{W}{2L_D} = \ln \left[ \frac{N_D(W)}{N_D(0)} \right]^{1/2}. \quad (5.86)$$

Следовательно,

$$\eta = \frac{W}{2L_D} = -\frac{1}{2} \ln \frac{N_D(W)}{N_D(0)} = \frac{1}{2} \ln \frac{N_D(0)}{N_D(W)}. \quad (5.87)$$

Из соотношения (5.87) следует, что коэффициент неоднородности базы  $\eta$  определяется логарифмом отношения концентрации примеси на границах базы.

Оценим значение коэффициента неоднородности  $\eta$ . Максимальное значение концентрации в базе может составлять  $N_D(0) = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . При более высоких концентрациях  $N_D(0)$  будет уменьшаться эффективность эмиттера  $\gamma$ . Минимальное значение концентрации в базе  $N_D(W)$  ограничивается или собственной концентрацией свободных носителей, или значением концентрации неконтролируемой примеси и составляет  $N_D(W) = 10^{12} \text{ см}^{-3}$ . При этих параметрах максимальное значение коэффициента неоднородности  $\eta$  будет  $\eta = 5$ , реальные же значения  $\eta = 2 \div 4$ .

Решение уравнения (5.77) с граничными условиями после ряда упрощений дает следующее выражение для распределения инжектированных дырок в базе дрейфового транзистора:

$$p(x) = \frac{I_{sp} W}{qDS} \cdot \frac{1 - e^{-2\eta(1-\frac{x}{W})}}{2\eta}. \quad (5.88)$$

На рис. 5.25 представлено распределение концентрации  $p_n(x)$  по толщине базы, рассчитанное при разных значениях коэффициента неоднородности  $\eta$ .

Рассчитаем коэффициент переноса  $\kappa$  для дрейфового транзистора, аналогично как и для диффузионного БТ, измеряя отношения токов в начале и в конце базы. Получаем:

$$\kappa = \frac{1}{1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L^2} k(\eta)}. \quad (5.89)$$

В уравнении (5.89) сомножитель  $k(\eta)$  аппроксимируется соотношением:

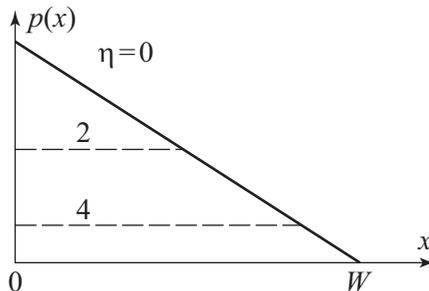


Рис. 5.25. Распределение концентрации инжектированных носителей  $p_n(x)$  при разных значениях  $\eta$

$$k(\eta) \approx \frac{1}{1+\eta}. \quad (5.90)$$

При значениях  $\eta = 2 \div 5$  значения коэффициента  $k(\eta)$  будут равны  $k(\eta) = 0,33 \div 0,20$ .

Из уравнения (5.89) следует, что в дрейфовых транзисторах при прочих равных условиях коэффициент переноса  $\mathcal{K}$  возрастает по сравнению с коэффициентом в диффузионных транзисторах.

Рассмотрим, как меняется коэффициент усиления по току  $\beta$  для схемы с общей базой. Значение коэффициента усиления  $\beta$  определяется соотношением:

$$\beta = \frac{\alpha}{1+\alpha} \approx \frac{2I_p^2}{W^2} (1+\eta). \quad (5.91)$$

Отсюда следует, что коэффициент усиления по току  $\beta$  в дрейфовых транзисторах возрастает в  $3 \div 5$  раз по сравнению с коэффициентом в диффузионных транзисторах.

Оценим динамические параметры дрейфового транзистора. Сравним время переноса через базу в биполярном транзисторе при дрейфовом  $t_{др}$  и диффузионном  $t_{диф}$  переносе.

$$t_{др} = \frac{W}{\mu E} = \frac{W \frac{kT}{q} L_D}{D \frac{kT}{q}} = \frac{WL_D}{D}, \quad (5.92)$$

$$t_{диф} = \frac{W^2}{2D}. \quad (5.93)$$

Отношение времен

$$\frac{t_{др}}{t_{диф}} = \frac{W^2 L_D}{D} \frac{2D}{W^2} = \frac{2L_D}{W} = \frac{1}{\eta}. \quad (5.94)$$

Для нахождения времени пролета при наличии обоих механизмов сложим обратные величины:

$$\frac{1}{t_{пр}} = \frac{1}{t_{др}} + \frac{1}{t_{диф}} = \frac{1}{t_{диф}} + \frac{\eta}{t_{диф}} = \frac{1+\eta}{t_{диф}}; \quad t_{пр} = \frac{t_{диф}}{1+\eta}. \quad (5.95)$$

Таким образом, время переноса в дрейфовых транзисторах будет в  $3 \div 5$  раз меньше, чем в диффузионных транзисторах.

## 5.11. Параметры транзистора как четырехполюсника

Биполярный транзистор в схематических приложениях представляют как четырехполюсник и рассчитывают его параметры для такой схемы. Для транзистора как четырехполюсника характерны два значения тока  $I_1$  и  $I_2$  и два значения напряжения  $U_1$  и  $U_2$  (рис. 5.26).

### 5.11.1. $z$ -, $y$ -, $h$ -параметры

В зависимости от того, какие из этих параметров выбраны в качестве входных, а какие в качестве выходных, можно построить три системы формальных параметров транзистора как четырехполюсника. Это системы  $z$ -параметров,  $y$ -параметров и  $h$ -параметров. Рассмотрим их более подробно, используя линейное приближение.

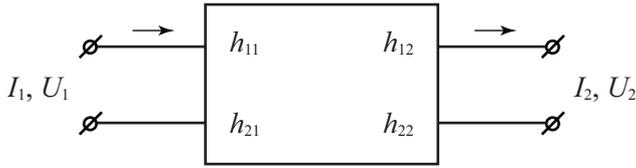


Рис. 5.26. Схема четырехполюсника

**Система  $z$ -параметров**

Зададим в качестве входных параметров биполярного транзистора как четырехполюсника токи  $I_1$  и  $I_2$ , а напряжения  $U_1$  и  $U_2$  будем определять как функции этих токов. Тогда связь напряжений и токов в линейном приближении будет иметь вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \end{aligned} \quad (5.96)$$

Коэффициенты  $z_{ik}$  в этих уравнениях определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} z_{11} &= \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad \text{и} \quad z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad - \text{определяются как входное и выходное сопротивления;} \\ z_{12} &= \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \quad \text{и} \quad z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \quad - \text{сопротивления обратной и прямой передач.} \end{aligned}$$

Измерения  $z$ -параметров осуществляются в режиме холостого хода на входе ( $I_1 = 0$ ) и выходе ( $I_2 = 0$ ). Реализовать режим разомкнутого входа  $I_1 = 0$  для биполярного транзистора достаточно просто (сопротивление эмиттерного перехода составляет всего десятки ом, и поэтому размыкающее сопротивление в цепи эмиттера в несколько килоом уже позволяет считать  $I_1 = 0$ ). Реализовать режим разомкнутого выхода  $I_2 = 0$  для биполярного транзистора сложно (сопротивление коллекторного перехода равняется десяткам мегаом, и размыкающее сопротивление в цепи коллектора в силу этого должно быть порядка гигаом).

**Система  $y$ -параметров**

Зададим в качестве входных параметров биполярного транзистора как четырехполюсника напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , а токи  $I_1$  и  $I_2$  будем определять как функции этих напряжений. Тогда связь токов и напряжений в линейном приближении будет иметь вид:

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned} \quad (5.97)$$

Коэффициенты в уравнениях имеют размерность проводимости и определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{I_1}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{и} \quad y_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{U_1=0} \quad - \text{входная и выходная проводимости;} \\ y_{12} &= \left. \frac{I_1}{U_2} \right|_{U_1=0} \quad \text{и} \quad y_{21} = \left. \frac{I_2}{U_1} \right|_{U_2=0} \quad - \text{проводимости обратной и прямой передач.} \end{aligned}$$

Измерение  $u$ -параметров происходит в режиме короткого замыкания на входе ( $U_1 = 0$ ) и выходе ( $U_2 = 0$ ). Реализовать режим короткого замыкания на входе ( $U_1 = 0$ ) для биполярного транзистора достаточно сложно (сопротивление эмиттерного перехода составляет всего десятки ом, и поэтому замыкающее сопротивление в цепи эмиттера должно составлять доли ома, что достаточно сложно). Реализовать режим короткого замыкания на выходе  $U_2 = 0$  для биполярного транзистора просто (сопротивление коллекторного перехода равняется десяткам мегаом, и замыкающие сопротивления в цепи коллектора могут быть даже сотни ом).

**Система  $h$ -параметров**

Система  $h$ -параметров используется как комбинированная система из двух предыдущих, причем из соображений удобства измерения параметров биполярного транзистора выбирается режим короткого замыкания на выходе ( $U_2 = 0$ ) и режим холостого хода на входе ( $I_1 = 0$ ). Поэтому для системы  $h$ -параметров в качестве входных параметров задаются ток  $I_1$  и напряжение  $U_2$ , а в качестве выходных параметров рассчитываются ток  $I_2$  и напряжение  $U_1$ , при этом система, описывающая связь входных  $I_1, U_2$  и выходных  $I_2, U_1$  параметров, выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}I_2; \\ I_2 &= h_{21}U_1 + h_{22}U_2. \end{aligned} \tag{5.98}$$

Значения коэффициентов в уравнении для  $h$ -параметров имеют следующий вид:

- $h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0}$  – входное сопротивление при коротком замыкании на выходе;
- $h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0}$  – выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи;
- $h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}$  – коэффициент обратной связи при холостом ходе во входной цепи;
- $h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$  – коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе.

Эквивалентная схема четырехполюсника с  $h$ -параметрами приведена на рис. 5.27. Из этой схемы легко увидеть, что режим короткого замыкания на выходе или холостого хода на входе позволяет измерить тот или иной  $h$ -параметр.

**5.11.2. Связь  $h$ -параметров с физическими параметрами**

Рассмотрим связь  $h$ -параметров биполярного транзистора в схеме с общей базой с дифференциальными параметрами. Для этого воспользуемся эквивалентной схемой бипо-

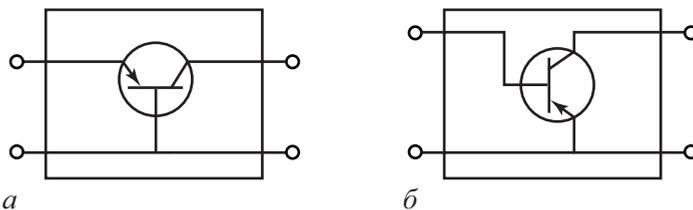


Рис. 5.27. Эквивалентная схема четырехполюсника: а) биполярный транзистор в схеме с общей базой; б) биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером

лярного транзистора на низких частотах, показанной на рис. 5.27, а, а также выражениями для вольт-амперных характеристик транзистора в активном режиме. Получаем:

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = \left. \frac{U_3}{I_3} \right|_{U_k=0} \approx r_3 + (1-\alpha)r_6 ; \quad (5.99)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = \left. \frac{I_k}{I_3} \right|_{U_k=0} = \alpha ; \quad (5.100)$$

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} = \left. \frac{U_3}{U_k} \right|_{I_3=0} = \frac{r_6}{r_k} + \mu_{3к} ; \quad (5.101)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} = \left. \frac{I_k}{U_k} \right|_{I_3=0} = \frac{1}{r_k + r_6} \approx \frac{1}{r_k} . \quad (5.102)$$

Для биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером (рис. 5.27, б) выражения, описывающие связь  $h$ -параметров с дифференциальными параметрами, будут иметь следующий вид:

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} = \left. \frac{U_3}{I_6} \right|_{U_k=0} \approx r_6 + (1-\beta)r_3 ; \quad (5.103)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} = \left. \frac{I_k}{I_6} \right|_{U_k=0} = \beta ; \quad (5.104)$$

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0} = \left. \frac{U_3}{U_k} \right|_{I_6=0} = \frac{r_3}{r_k} + \mu_{3к} = \frac{r_3}{2r_k^*} ; \quad (5.105)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0} = \left. \frac{I_k}{U_k} \right|_{I_6=0} = \frac{1}{r_k^* + r_6} \approx \frac{1}{r_k^*} . \quad (5.106)$$

Для различных схем включения биполярного транзистора (схема с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором)  $h$ -параметры связаны друг с другом. В табл. 5.1 приведены эти связи, позволяющие рассчитывать  $h$ -параметры для схемы включения с общей базой, если известны эти параметры для схемы с общим эмиттером.

**Таблица 5.1.** Связи между  $h$ -параметрами для различных схем включения

$h_{11\delta}$	$h_{11\delta} \approx \frac{h_{11\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{12\delta}$	$h_{12\delta} \approx \frac{h_{11\varepsilon}h_{22\varepsilon} - h_{12\varepsilon}(1 + h_{21\varepsilon})}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{21\delta}$	$h_{21\delta} \approx \frac{h_{21\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{22\delta}$	$h_{22\delta} \approx \frac{h_{22\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$

Дифференциальные параметры биполярных транзисторов зависят от режимов их работы. Для схемы с общим эмиттером наибольшее влияние испытывает коэффициент усиления эмиттерного тока  $h_{21э}$  в зависимости от тока эмиттера. На рис. 5.28 приведена эта зависимость для транзисторов КТ215 различных типонаименований. В области малых токов (микромощный режим) коэффициент усиления уменьшается вследствие влияния рекомбинационной компоненты в эмиттерном переходе, а в области больших токов (режим высокого уровня инжекции) – коэффициент усиления уменьшается вследствие уменьшения коэффициента диффузии.

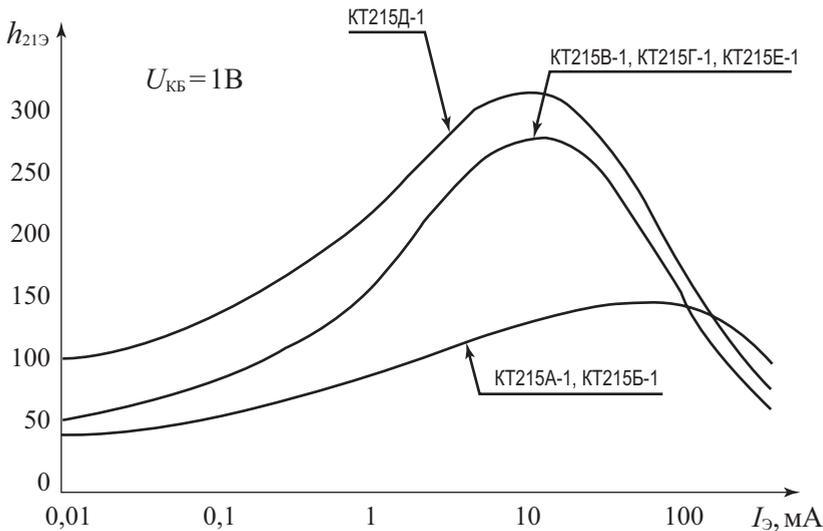


Рис. 5.28. Зависимость коэффициента  $h_{21э}$  для различных транзисторов марки КТ215Д от эмиттерного тока  $I_э$  [103, 104]

### 5.11.3. Расчет $h$ -параметров из вольт-амперных характеристик

Для расчета  $h$ -параметров можно использовать статические вольтамперные характеристики биполярного транзистора как в схеме с общей базой (рис. 5.10), так и в схеме с общим эмиттером (рис. 5.16). Поскольку значения  $h$ -параметров зависят от выбора рабочей точки, то при расчете их из вольт-амперных характеристик используют дифференциальные значения. Для схемы с общей базой используются для расчета  $h_{11}$  входные характеристики, а для расчета  $h_{12}$  и  $h_{22}$  – выходные характеристики:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_3}{\Delta I_3} \right|_{U_k = \text{const}} ; h_{21} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3} \right|_{U_k = \text{const}} ; h_{22} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta U_k} \right|_{I_3 = \text{const}} .$$

Для схемы с общим эмиттером также используются для расчета  $h_{11}$  входные характеристики, а для  $h_{12}$  и  $h_{22}$  – выходные характеристики.

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_3}{\Delta I_6} \right|_{U_k = \text{const}} ; h_{21} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \right|_{U_k = \text{const}} ; h_{22} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta U_k} \right|_{I_6 = \text{const}} .$$

### 5.12. Частотные и импульсные свойства транзисторов

Процесс распространения инжектированных в базу неосновных носителей заряда от эмиттерного до коллекторного перехода идет диффузионным путем. Этот процесс достаточно медленный, и инжектированные из эмиттера носители достигнут коллектора не ранее чем за время диффузии носителей через базу, определяемое как

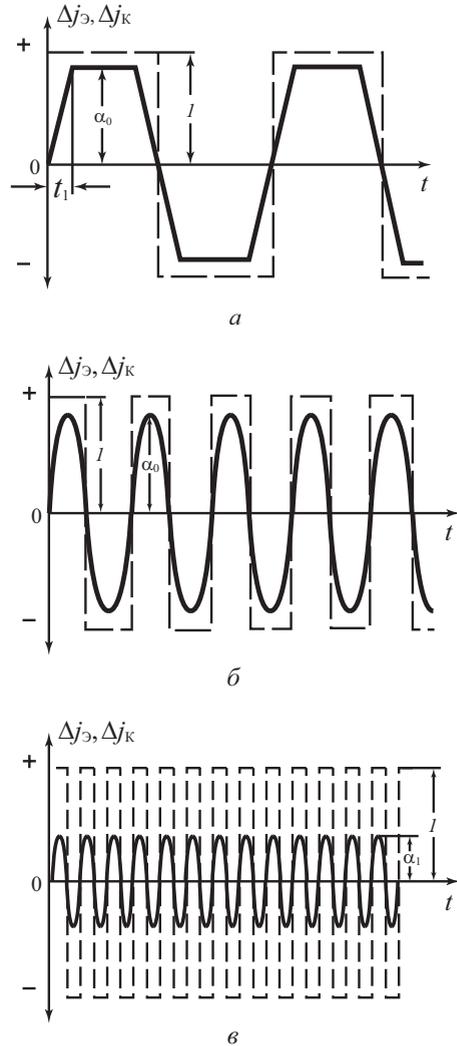
$$\tau_D = \frac{W}{v} \sim \frac{W \cdot L_p}{D}$$

. Такое запаздывание приведет к сдвигу фаз между током в эмиттерной и коллекторной цепях. Рассмотрим эти процессы более подробно для биполярного транзистора в схеме с общей базой.

Предположим, что в эмиттерной цепи от генератора тока в момент времени  $t = 0$  подали импульс тока длительностью  $T$ , большей, чем характеристическое время диффузии  $\tau_D$ . Ток в коллекторной цепи появится только через время  $\tau_D$ , причем вследствие распределения по скоростям в процессе диффузионного переноса фронт импульса будет размываться в пределах временного интервала  $t_1$ . Через время  $\tau_D + t_1$  в коллекторной цепи установится ток, равный  $\alpha_0 I_3$ . Через время  $t = T$ , когда импульс тока в эмиттерной цепи закончится, в коллекторной цепи будет продолжать течь ток  $\alpha_0 I_3$  до времени  $T + \tau_D$ . Затем также вследствие размытия фронта импульса коллекторный ток будет спадать до нуля за время  $t_1$  после  $T + \tau_D$ . На рис. 5.29, а показаны эпюры эмиттерного (пунктир) и коллекторного (сплошная линия) токов при трансляции эпюра коллекторного тока на интервал времени  $\tau_D$ .

Таким образом, при больших длительностях импульсов эмиттерного тока частота сигналов в коллекторной цепи останется неизменной, амплитуда коллекторного тока составит  $I_k = \alpha I_3$  и будет наблюдаться сдвиг фаз  $\varphi$  между эмиттерным  $I_3$  и коллекторным  $I_k$  токами. Величина тангенса  $\varphi$  будет равна:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\tau_D}{T} = \frac{\tau_D \omega}{2\pi} \quad (5.107)$$



**Рис. 5.29.** Эпюры эмиттерного (пунктир) и коллекторного (сплошная линия) токов при трансляции эпюра коллекторного тока на интервал времени  $\tau_D$  [15, 57, 74]: а) длительность импульса тока в эмиттерной цепи больше, чем время диффузии неравновесных носителей через базу; б) длительность импульса тока сравнима с временем диффузии; в) длительность импульса тока меньше, чем время диффузии

Из уравнения (5.107) следует, что в общем случае величина сдвига фаз между эмиттерным и коллекторным токами будет определяться как

$$\varphi_\alpha \sim \arctg\left(\frac{\tau_D \omega}{2\pi}\right). \quad (5.108)$$

Сдвинем для удобства  $\Delta j_k$  и  $\Delta j_\varepsilon$  на величину  $\tau_D$  по временной оси, тем самым совместим их. Будем наращивать частоту переменного сигнала или уменьшать период эмиттерного тока.

При длительности эмиттерного импульса  $\frac{T}{4} < \tau_D$  «плоского» участка на коллекторном токе  $I_k = \alpha I_\varepsilon$  уже не будет (рис. 5.29, б). При дальнейшем уменьшении периода эмиттерного импульса  $T$  начнет уменьшаться амплитудное значение коллекторного тока, поскольку за это время инжектированные носители не успевают дойти до коллекторного перехода (рис. 5.29, в). На языке коэффициента передачи это соответствует возникновению частотной зависимости амплитудного значения коэффициента передачи  $\alpha(\omega)$ .

Таким образом, величина  $\alpha(\omega)$  характеризует коэффициент передачи тока в схеме с общей базой и определяется модулем  $|\alpha|$  и фазой  $\varphi_\alpha$ , причем зависимость  $\alpha(\omega)$  возникает вследствие инерционности переноса носителей от эмиттера к коллектору. На рис. 5.30 показаны эпюры эмиттерного и коллекторного токов для этого случая.

Частота входного сигнала  $\omega$ , при которой модуль коэффициента передачи  $|\alpha|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со статическим значением  $\alpha_0$ , называется предельной частотой усиления по току  $\omega_\alpha$  биполярного транзистора в схеме с общей базой:

$$\frac{|\alpha(\omega_\alpha)|}{\alpha_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (5.109)$$

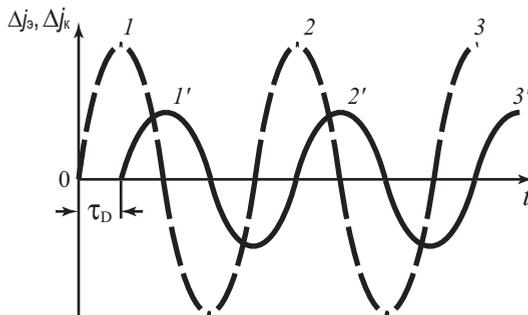


Рис. 5.30. Эпюры эмиттерного (пунктирная линия) и коллекторного (сплошная линия) токов биполярного транзистора в схеме с общей базой для случая  $T/4 < \tau_D$

Поскольку коэффициент передачи  $\alpha$  определяется произведением коэффициентов инжекции  $\gamma$  и переноса  $\kappa$ :  $\alpha = \gamma \cdot \kappa$ , то основное значение в зависимости  $\alpha(\omega)$  имеет зависимость коэффициента переноса от частоты  $\kappa(\omega)$ .

### 5.12.1. Частотная зависимость комплексного коэффициента переноса

Для определения частотной зависимости коэффициента переноса  $\kappa(\omega)$  нужно решить уравнение непрерывности при наличии постоянных и переменных составляющих в эмиттерном токе и напряжении:

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{p-p_0}{\tau_p} + D_p \frac{d^2 p}{dx^2}. \quad (5.110)$$

Считаем, что

$$\begin{aligned} U_3 &= U_{30} + U_{3м} \cdot e^{i\omega t}; \\ U_k &= U_{k0} + U_{км} \cdot e^{i(\omega t + \varphi)}. \end{aligned} \quad (5.111)$$

В эмиттерном и коллекторном переходах при приложении переменного напряжения протекают переменные токи  $i_3$  и  $i_k$ . Очевидно, что из-за наличия в выражении (5.111) множителя  $\exp(i\omega t)$  в решении уравнения (5.110) появятся временные зависимости концентрации неосновных носителей  $p(x, t)$ , а соответственно, и в токах также появятся временные зависимости.

$$j_k = \alpha(\omega) \cdot j_3. \quad (5.112)$$

Решение уравнения непрерывности дает следующее выражение для комплексной величины коэффициента переноса:

$$\kappa(\omega) = \frac{j_k}{j_3} = \frac{1}{\operatorname{ch} \left[ (1 + i\omega\tau_p L_p)^{1/2} \frac{W}{L_p} \right]}. \quad (5.113)$$

При  $\omega = 0$  (статические характеристики) из соотношения (5.113) следует выражение для статического коэффициента передачи  $\kappa(\omega = 0)$ :

$$\kappa(\omega = 0) = \frac{1}{\operatorname{ch} \frac{W}{L_p}} \approx 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2}. \quad (5.114)$$

Реальная часть выражения (5.113) для комплексного значения коэффициента переноса дает значение модуля коэффициента переноса, а отношение мнимой части к реальной определяет тангенс угла сдвига фаз:

$$\begin{aligned} |\kappa(\omega)| &= \operatorname{Re} \kappa(\omega); \\ \operatorname{tg} \varphi &= \frac{\operatorname{Im} \kappa(\omega)}{\operatorname{Re} \kappa(\omega)}. \end{aligned} \quad (5.115)$$

Найдем из соотношения (5.113) значение граничной частоты  $\omega_\alpha = \omega_\chi$ , при которой модуль величины  $\kappa(\omega)$  уменьшится в  $\sqrt{2}$  раз:

$$\frac{|\kappa(\omega)|}{\kappa_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (5.116)$$

Преобразуем соотношение (5.113) в более удобный вид, считая, что значение в круглых скобках под знаком гиперболического косинуса меньше единицы. Тогда

$$\kappa(\omega) = 1 - (1 + i\omega\tau_p) \cdot \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2} = 1 - \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2} - i\omega\tau_p \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2} = \kappa_0 - i\omega\tau_p \frac{1}{2} \frac{W^2}{L_p^2}. \quad (5.117)$$

Для модуля коэффициента переноса  $\kappa(\omega)$

$$|\kappa(\omega)| = \sqrt{\kappa_0^2 - \omega^2 \tau_p^2 \frac{1}{4} \frac{W^4}{L_p^4}}. \quad (5.118)$$

Согласно определению граничной частоты  $\omega_\alpha$  получаем:

$$\frac{|\kappa(\omega_\alpha)|^2}{\kappa_0^2} = \frac{\kappa_0^2 - \omega_\alpha^2 \tau_p^2 \frac{1}{4} \frac{W^4}{L_p^4}}{\kappa_0^2} = \frac{1}{2}. \quad (5.119)$$

Следовательно,

$$\kappa_0^2 - \omega_\alpha^2 \tau_p^2 \frac{1}{4} \frac{W^4}{L_p^4} = \frac{1}{2} \kappa_0^2. \quad (5.120)$$

Учтем, что  $\kappa_0 \sim 1$ . Тогда

$$\omega_\alpha \tau_p \frac{W^2}{L_p^2} = \frac{2}{\sqrt{2}}. \quad (5.121)$$

Используя соотношение  $L_p^2 = D_{пр}$ , получаем:

$$\omega_\alpha = \frac{\sqrt{2} \cdot L_p^2}{\tau_p W^2}, \text{ или } \omega_\alpha = \sqrt{2} \cdot \frac{D_p}{W^2}. \quad (5.122)$$

Более точное решение уравнения непрерывности (5.110) дает следующее выражение для предельной частоты усиления по току  $\omega_\alpha$ , где вместо числа  $\sqrt{2}$  получается значение функции  $G(\alpha_0)$ :

$$\omega_\alpha = \frac{G(\alpha_0) D_p}{W^2} = \frac{G(\alpha_0) \cdot L_p^2}{\tau_p W^2}. \quad (5.123)$$

Величина  $G(\alpha_0) \approx 2,53$  для случая  $\alpha_0 \approx 1$ .

С учетом выражения для граничной частоты  $\omega_\alpha$  (5.123) соотношение для комплексного значения коэффициента переноса  $\kappa$  (5.117) преобразуется к следующему виду при малых значениях  $\alpha$ :

$$\kappa(\omega) = \kappa_0 - i \frac{\omega}{\omega_\alpha} \cdot \frac{G(\alpha_0)}{2}, \quad (5.124)$$

или

$$\kappa(\omega) = \frac{\kappa_0}{1 + i \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{G(\alpha_0)}{2}}. \quad (5.125)$$

Тангенс угла сдвига фаз и модуль коэффициента передачи при малых значениях частоты  $\omega$  будут равны:

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\operatorname{Im}(\kappa(\omega))}{\operatorname{Re}(\kappa(\omega))} = \omega \tau_p \frac{W}{4L_p} \operatorname{th} \frac{2W}{L_p} \approx \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{G(\alpha_0)}{2}, \quad (5.126)$$

$$|\kappa(\omega)| = \frac{\kappa_0}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_\alpha} \frac{G(\alpha_0)}{2} \right)^2}}. \quad (5.127)$$

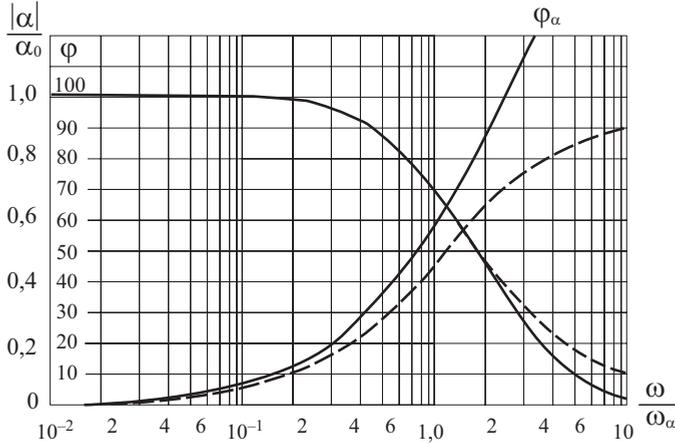


Рис. 5.31. Зависимость модуля коэффициента переноса  $\alpha(\omega)$  и угла фазового сдвига от частоты входного сигнала  $\omega$ ; сплошная линия – точное решение, пунктир – первое приближение при малых частотах

Графическая зависимость модуля коэффициента переноса  $\alpha$  и угла фазового сдвига  $\varphi$  от частоты входного сигнала  $\omega$  приведена на рис. 5.31.

При значении частоты входного сигнала  $\omega$ , равной граничной частоте  $\omega_\alpha$  ( $\omega/\omega_\alpha = 1,0$ ), значение модуля коэффициента переноса будет составлять  $|\alpha(\omega)| = 0,71$ , а величина фазового сдвига между эмиттерным и коллекторным током будет равна  $\varphi_\alpha = 60^\circ$ .

Из общих соображений следует, что, когда  $\omega^{-1} \sim \tau_D$ , величина сдвига фаз составит  $\varphi = 45^\circ$ , но величина модуля коэффициента передачи  $|\alpha(\omega)|$  при этом еще не изменится.

### 5.12.2. Представление частотной зависимости коэффициента передачи RC-цепочкой

Для представления в эквивалентных схемах амплитудной и фазочастотной зависимостей  $\alpha(\omega)$  используют RC-цепочку (рис. 5.32). В такой цепочке если входной переменный сигнал  $\alpha_0 J_\beta$ , то ток в цепи резистора R будет отображать амплитудную и фазочастотную зависимости  $\alpha(\omega) J_\beta$ .

По правилам сложения комплексных величин для модуля комплексного сопротивления Z для RC-цепочки получаем:

$$\frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R^2} + \omega C^2, \tag{5.128}$$

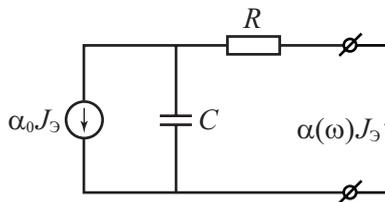


Рис. 5.32. RC-цепочка, иллюстрирующая амплитудную и фазочастотную зависимости  $\alpha(\omega)$

следовательно,

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1+(\omega RC)^2}}. \quad (5.129)$$

Полный ток  $\alpha_0 I_3 = \frac{U_c}{Z}$ .

Ток в цепи резистора  $I_R$  будет равен:

$$|\alpha(\omega)| \cdot I_3 = \frac{U_c}{R} = \frac{Z \alpha_0 I_3}{R} = \alpha_0 I_3 \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 C^2 R^2}}. \quad (5.130)$$

Следовательно,

$$\frac{|\alpha(\omega)|}{\alpha_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 C^2 R^2}}. \quad (5.131)$$

Поскольку для граничной частоты  $\omega_a$  справедливо соотношение  $\frac{|\alpha(\omega_a)|}{\alpha_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , то из (5.131) следует, что  $\omega_a = \frac{1}{RC}$ .

С учетом сказанного получаем:

$$\frac{|\alpha(\omega)|}{\alpha_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}}. \quad (5.132)$$

Для  $RC$ -цепочки сдвиг фаз  $\varphi$  между входным током  $\alpha_0 I_3$  и током в цепи резистора  $I_R$  рассчитаем следующим образом. Сосчитаем сначала значение тока  $I_C$  в цепи емкости  $C$ :

$$I_C = \frac{U_c}{R_C} = Z \alpha_0 I_3 \omega C = \alpha_0 I_3 \frac{R \omega C}{\sqrt{1+\omega^2 C^2 R^2}} = \alpha_0 I_3 \frac{\omega/\omega_a}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}}. \quad (5.133)$$

Тогда тангенс угла  $\varphi$ , как следует из векторной диаграммы токов  $RC$ -цепочки, будет равен:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_C}{I_R} = \frac{\frac{\alpha_0 I_M \omega/\omega_a}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}}}{\frac{\alpha_0 I_M}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}}} = \frac{\omega}{\omega_a}. \quad (5.134)$$

Изобразим в комплексной форме зависимости  $\alpha(\omega)$  для  $RC$ -цепочки в следующем виде:

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{1+i\frac{\omega}{\omega_a}}. \quad (5.135)$$

Из уравнения (5.135) следует, что в этом случае модуль

$$|\alpha(\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}}, \quad (5.136)$$

фазовый сдвиг

$$\operatorname{tg}(\varphi) = \frac{\omega}{\omega_\alpha}, \tag{5.137}$$

что полностью соответствует соотношениям (5.134) и (5.132).

Из соотношения (5.134) следует, что сдвиг фаз  $\varphi$  для  $RC$ -цепочки при  $\omega = \omega_\alpha$  составляет значение  $\varphi = 45^\circ$ . Поэтому к  $RC$ -цепочке для более адекватного отображения реальной зависимости  $\alpha(\omega)$  нужно добавить еще генератор тока с дополнительным фазовым сдвигом, не меняющий амплитуды тока,  $\exp\left(-i \frac{\omega}{\omega_\alpha} \cdot m\right)$ .

При величине коэффициента  $m = 0,2$  фазовый сдвиг при частоте  $\omega = \omega_\alpha$  будет составлять величину  $\Delta\varphi = 60^\circ$ .

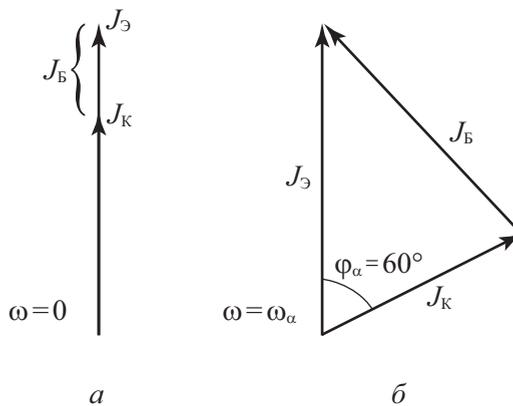
Тогда

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0 \exp\left(-0,2i \frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)}{1 + i \frac{\omega}{\omega_\alpha}}. \tag{5.138}$$

### 5.12.3. Частотная зависимость коэффициента $\beta$ в схеме с общим эмиттером

Рассмотрим амплитудную и фазочастотную зависимости коэффициента передачи базового тока для биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером. Коэффициент передачи эмиттерного тока  $\alpha$  и коэффициент передачи базового тока  $\beta$  связаны стандартным соотношением:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \tag{5.139}$$



**Рис. 5.33.** Векторная диаграмма токов для биполярного транзистора в схеме с общей базой, иллюстрирующая фазовый сдвиг между эмиттерным и коллекторными токами:  
 а) частота  $\omega = 0$ ;  
 б) частота  $\omega = \omega_\alpha$

Для нахождения связей частотных параметров биполярного транзистора в схеме с общей базой и в схеме с общим эмиттером рассмотрим векторные диаграммы для токов, приведенные на рис. 5.33.

При малой частоте  $\omega \ll \omega_\alpha$  фазы эмиттерного  $I_\varepsilon$ , коллекторного  $I_\kappa$  и базового  $I_\beta$  токов, как видно из рисунка 5.33а, совпадают и величина базового тока  $I_\beta$  равна разности  $I_\varepsilon - I_\kappa$ .

При значении частоты эмиттерного тока, равной граничной частоте  $\omega = \omega_\alpha$ , в схеме с общей базой коллекторный ток в  $\sqrt{2}$  раз меньше эмиттерного тока. На векторной диаграмме (рис. 5.33, б) видно, что при фазовом сдвиге  $\varphi_\alpha = 60^\circ$  величина базового тока  $I_\beta$  также равна разности  $I_\varepsilon - I_\kappa$ , но в этом случае речь идет о векторной разности. Модуль же значения базового тока  $I_\beta$  при  $\omega = \omega_\alpha$  значительно больше, чем при  $\omega = 0$ . При этом видно, что величина коэффициента передачи базового тока  $\beta = \frac{I_\kappa}{I_\beta}$  при  $\omega = 0$  значительно больше, чем при  $\omega = \omega_\alpha$ . Если модуль коэффициента передачи эмиттерного тока  $\alpha(\omega)$  уменьшился при этом в  $\sqrt{2}$  раз, то модуль коэффициента усиления базового тока  $\beta(\omega)$  уменьшился существенно больше.

Определим предельную частоту  $\omega$  усиления по току биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером как частоту  $\omega_\beta$ , при которой модуль коэффициента усиления  $\beta(\omega_\beta)$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со статическим значением  $\beta_0$ .

Найдем соотношение между предельной частотой для схемы с общим эмиттером  $\omega_\beta \Rightarrow \frac{\beta(\omega)}{\beta_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  и предельной частотой для схемы с общей базой  $\omega_\alpha \Rightarrow \frac{\alpha(\omega)}{\alpha_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ . Для этого проанализируем векторную диаграмму для токов при условии, что  $\omega = \omega_\beta$ .

В этом случае величина базового тока увеличилась в  $\sqrt{2}$  раз. Из векторной диаграммы (рис. 5.34) видно, что фазовый сдвиг  $\phi$  между эмиттерным и коллекторным токами будет незначителен.

$$tg \phi \approx \phi = \frac{\omega}{\omega_\alpha}. \quad (5.140)$$

Поскольку в рассматриваемом случае  $\omega = \omega_\beta$ , то  $\phi = \frac{\omega_\beta}{\omega_\alpha}$ .

При малых  $\phi$  и при  $\alpha_0 \rightarrow 1$  (см. рис. 5.28) следует, что

$$\phi \approx \frac{(1-\alpha)\sqrt{2}}{\alpha} \equiv \frac{\omega_\beta}{\omega_\alpha}. \quad (5.141)$$

Более точный расчет дает следующее выражение:

$$\phi = \frac{\omega_\beta}{\omega_\alpha} = \frac{0,8}{\sqrt{\alpha_0}}(1-\alpha). \quad (5.142)$$

С учетом этого получаем:

$$\omega_\beta = \omega_\alpha \frac{(1-\alpha) \cdot 0,8}{\sqrt{\alpha_0}} = \frac{\omega_\alpha \cdot 0,8}{\beta}, \quad (5.143)$$

или оценочное отношение

$$\frac{\omega_\alpha}{\omega_\beta} \approx \beta. \quad (5.144)$$

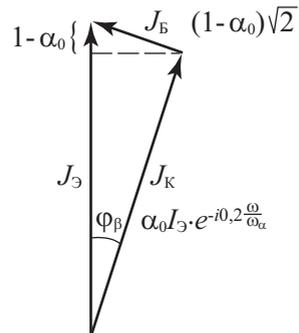


Рис. 5.34. Векторная диаграмма токов в биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером для случая  $\omega = \omega_\beta$

Таким образом, в схеме с общим эмиттером предельная частота усиления по току  $\omega_\beta$  много меньше, чем предельная частота  $\omega_\alpha$  в схеме с общей базой.

Частоты  $\omega_\alpha$  и  $\omega_\beta$  могут быть выражены через физические параметры транзистора:

$$\omega_\alpha = \frac{2,43 \cdot L_p^2}{\tau_p W^2} = \frac{2,43 \cdot D \tau_p}{\tau_p D \tau_D} = \frac{2,43}{\tau_D} . \quad (5.145)$$

Величина  $\omega_\beta \approx \omega_\alpha / \beta_0$ , а значение  $\beta_0$  равно  $\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{L_p}{W} \right)^2$ , тогда

$$\omega_\beta = \frac{2,43 \cdot L_p^2}{\tau_p W^2} / \beta = \frac{2,43 \cdot L_p^2}{\tau_p W^2} / \frac{1}{2} \left( \frac{L_p}{W} \right)^2 \approx \frac{1}{\tau_p} . \quad (5.146)$$

Для описания частотной зависимости  $\beta(\omega)$  подставим в выражение для  $\beta$  частотно-зависимый коэффициент переноса  $\alpha(\omega)$ . Получим:

$$\beta(\omega) = \frac{\alpha(\omega)}{1 - \alpha(\omega)} = \frac{\alpha_0 e^{-0,2i \frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + i \frac{\omega}{\omega_\alpha}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\alpha_0 e^{-0,2i \frac{\omega}{\omega_\alpha}}}{1 + i \frac{\omega}{\omega_\alpha}}} . \quad (5.147)$$

#### 5.12.4. Эквивалентная схема транзистора на высоких частотах

В заключение раздела построим эквивалентную схему биполярного транзистора на высоких частотах для схемы с общей базой (рис. 5.35).

На приведенной эквивалентной схеме основные параметры элементов в эмиттерной, базовой и коллекторной цепи такие же, как и для эквивалентной схемы при малых частотах. Различие этих двух схем проявляется в коллекторной цепи, где частотная зависимость коэффициента передачи  $\alpha(\omega)$  изображена в виде фазосдвигающей RC-цепочки  $C_\phi$  и  $R_\phi$  в коллекторной цепи.

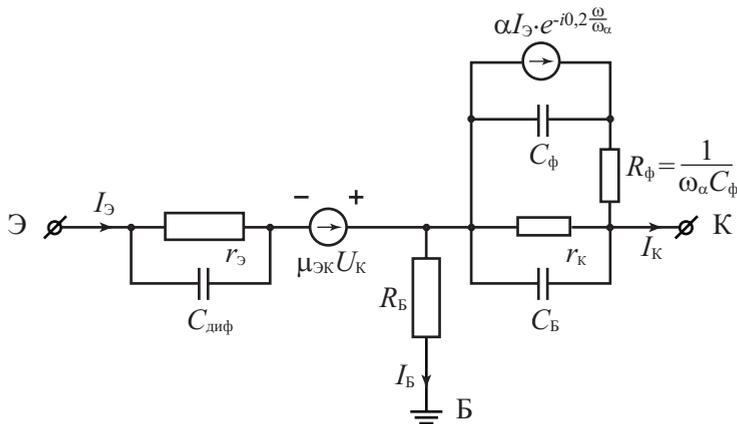


Рис. 5.35. Эквивалентная схема биполярного транзистора на высоких частотах для схемы с общей базой

### 5.13. Биполярные транзисторы с гетеропереходами

Одним из перспективных направлений по улучшению параметров биполярных транзисторов является замена эмиттерного  $p-n$ -перехода биполярного транзистора на гетеропереход. В этом случае возможно обеспечить одностороннюю инжекцию из эмиттера в базу, а следовательно, и высокую эффективность эмиттера при низкой легирующей концентрации эмиттера и высокой легирующей концентрации базы. Последнее условие позволяет существенно уменьшить ширину базы и устранить влияние эффекта Эрли на выходные характеристики биполярного транзистора.

Наиболее простым технологическим решением является использование в типовом кремниевом транзисторе для материала базы транзистора твердый раствор «кремний–германий».

#### 5.13.1. Типовая структура ГБТ на основе SiGe

Германий имеет ширину запрещенной зоны  $E_g = 0,66$  эВ, а кремний - ширину запрещенной зоны  $E_g = 1,12$  эВ. Ширина запрещенной зоны твердого раствора «кремний–германий» будет находиться в пределах этих границ, в зависимости от процентного содержания германия в кремнии. В любом случае она будет меньше, чем для кремния. На рис. 5.36 приведена схема и зонная диаграмма кремниевого биполярного транзистора с гетеропереходом, где в базовой области используется твердый раствор SiGe.

При такой структуре транзистора в нем будет два гетероперехода – эмиттерный и коллекторный. Более низкое значение ширины запрещенной зоны базовой области SiGe обеспечивает меньшую высоту потенциального барьера на границе эмиттер–база, большее значение инжекционного тока и более высокий коэффициент инжекции. Значение подвижности электронов в базе SiGe также будет больше, чем для кремния. Использование в структуре транзисторов конфигурации  $n-p-n$  наряду с высоким легированием базы позволяет достигнуть граничных частот до 300 ГГц.

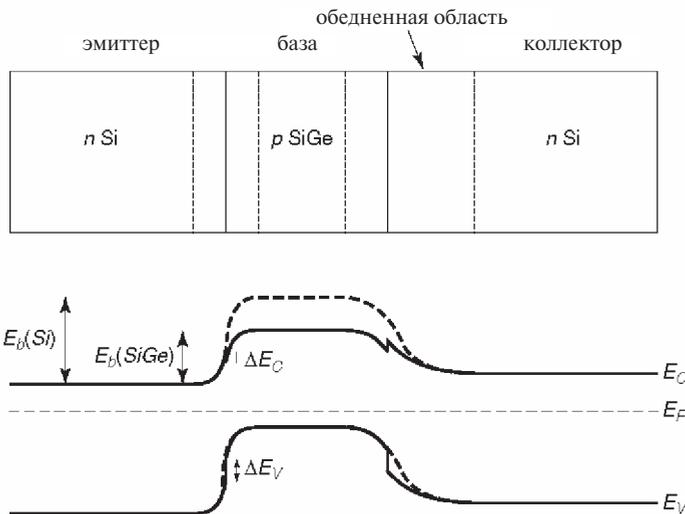
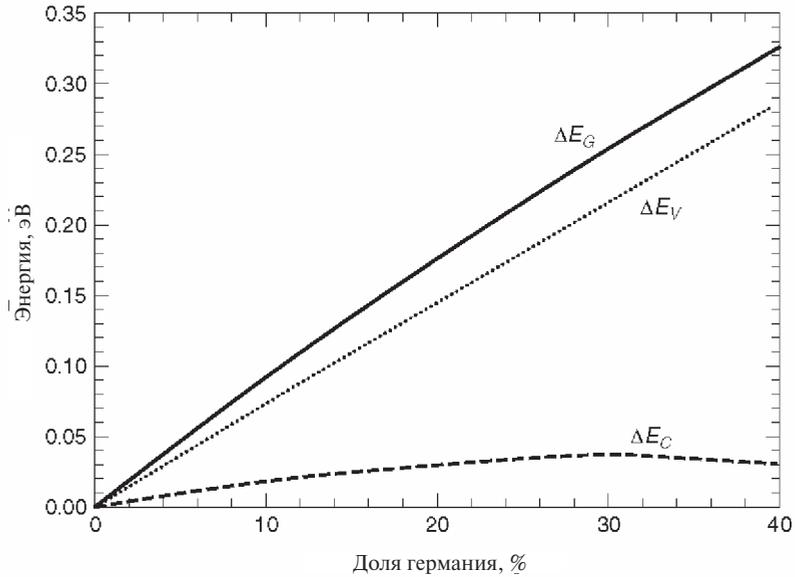
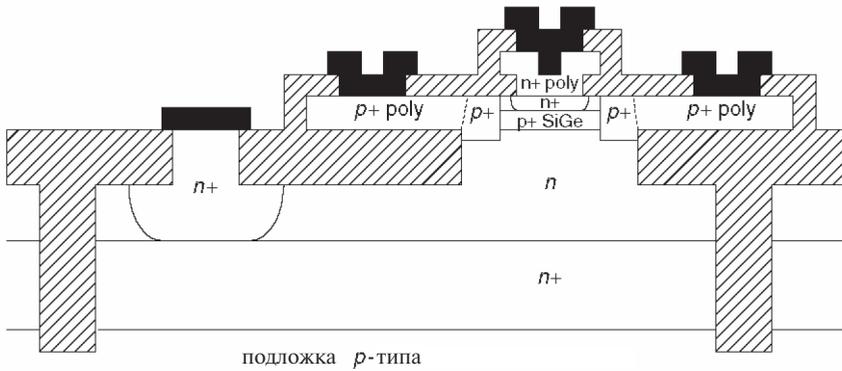


Рис. 5.36. Зонная диаграмма кремниевых биполярных транзисторов с гетеропереходом, где в базовой области используется SiGe



**Рис. 5.37.** Зависимость изменения ширины запрещенной зоны кремния, «пичка» и «разрыва» энергетических зон на металлургической границе гетероперехода кремний Si – SiGe, в зависимости от процентного содержания германия



**Рис. 5.38.** Топологическая структура интегрального гетеропереходного транзистора с базой SiGe

Для твердого раствора SiGe наряду с уменьшением ширины запрещенной зоны наблюдается небольшой рост электронного сродства. В связи с этим на зонных диаграммах на металлургической границе наблюдается небольшой «пичок»  $\Delta E_C$  для зоны проводимости и существенно больший по величине разрыв  $\Delta E_V$  для валентной зоны. На рис. 5.37 приведена зависимость изменения ширины запрещенной зоны кремния  $\Delta E_G$ , «пичка»  $\Delta E_C$  и «разрыва»  $\Delta E_V$  энергетических зон на металлургической границе гетероперехода Si – SiGe, в зависимости от процентного содержания германия. Отметим,

что величина механических напряжений в твердом растворе  $\text{Si}_{1-x}\text{Ge}_x$  зависит от процентного содержания германия и может существенно влиять на эти параметры.

Технологическая реализация SiGe биполярного транзистора с гетеропереходом достаточно проста и совместима с обычной кремниевой технологией. На рисунке 5.38 приведена топологическая структура интегрального гетеропереходного транзистора с базой SiGe, использующая дифференциальную эпитаксию.

Технология SiGe-транзисторов позволяет получить следующие параметры: легирующие концентрации эмиттера –  $10^{20} \text{ см}^{-3}$ , базы –  $10^{20} \text{ см}^{-3}$ , коллектора –  $10^{16} \text{ см}^{-3}$ , ширину базы – 0.10 мкм.

### 5.13.2. Типовая структура ГБТ на GaAs

Биполярные транзисторы с эмиттерным гетеропереходом наибольшее распространение получили при разработке СВЧ-транзисторов на основе арсенида галлия (ГБТ на GaAs). В англоязычной литературе для обозначения этих транзисторов используют аббревиатуру HBT. Стандартная топология ГБТ-транзисторов использует вертикальную структуру. Типовая структура биполярного транзистора с эмиттерным гетеропереходом на основе арсенида галлия приведена на рис. 5.39.

Типовой ГБТ на GaAs *n-p-n*-типа формируется на полуизолирующей GaAs-подложке с удельным сопротивлением порядка  $10^7 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ . Коллектор формируется на основе электронного GaAs с концентрацией доноров  $N_D$ , равной  $3 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . База представляет собой сильнолегированную область *p*<sup>+</sup>-GaAs с легирующей концентрацией акцепторов (бериллий или углерод)  $N_A$ , равной  $10^{19} \text{ см}^{-3}$ . Эмиттерный гетеропереход формируется за счет слаболегированного слоя AlGaAs *n*-типа в качестве эмиттера. Ширина запрещенной зоны полупроводникового соединения AlGaAs в эмиттере больше, чем GaAs в базе, на величину  $\Delta E_g = 0,37 \text{ эВ}$ . В случае использования эмиттерного гетероперехода  $\text{Al}_{0,3}\text{Ga}_{0,7}\text{As}$  разрыв зоны проводимости составляет  $\Delta E_c = 0,24 \text{ эВ}$ , разрыв валентной зоны  $\Delta E_v = 0,13 \text{ эВ}$  [22]. Как было показано в разделе 2.14, в этом случае реализуется односторонняя инжекция электронов из эмиттера в базу.

Высокий уровень легирования базы, а также низкий уровень легирования эмиттера, обуславливают низкое сопротивление базы и малое значение емкости эмиттерного гетероперехода. Низколегированный коллектор уменьшает емкость коллекторного перехода. Эти условия позволяют достичь высоких значений граничной частоты, усиления по току биполярного транзистора.

Важным преимуществом для биполярного транзистора с эмиттерным гетеропереходом является простота технологической реализации. Вертикальная структура ГБТ

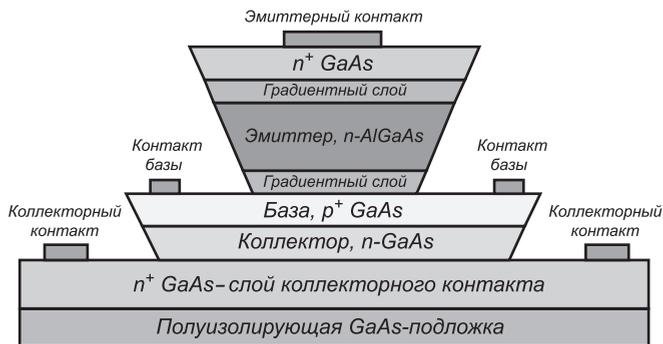


Рис. 5.39. Типовая структура биполярного транзистора с эмиттерным гетеропереходом на основе арсенида галлия ГБТ на GaAs [22]



позволяет рационально использовать площадь кристалла в планарном технологическом процессе. Тонкие слои базы формируются путем эпитаксии, что даже в случае субмикронных толщин базы позволяет отказаться от электронно-лучевой литографии. Дополнительным преимуществом таких транзисторов по сравнению с полевыми транзисторами является однополярное питание.

### 5.13.3. Биполярные транзисторы с гетеропереходами на соединениях с фосфидом индия

Очередным шагом в развитии биполярного транзистора с эмиттерным гетеропереходом на GaAs является использование в транзисторах вместо GaAs других полупроводниковых соединений групп  $A^3B^5$ : для базовой и коллекторной областей тройных соединений InGaAs, для эмиттерной и коллекторной областей – фосфида индия InP. Кроме этого,  $p-n$ -переход база–коллектор также реализуется в виде гетероперехода. Биполярные транзисторы с двумя гетеропереходами обозначают аббревиатурой ДГБТ (DHBT в английской транскрипции).

Использование фосфида индия InP позволяет улучшить частотные характеристики ДГБТ, увеличивает пробивное напряжение коллектора. Поскольку ширина запрещенной зоны InP больше, чем у  $In_{0,53}Ga_{0,47}As$  (1,35 эВ и 0,75 эВ соответственно), то напряжение пробоя коллекторного гетероперехода не менее 6 вольт. Существует большое разнообразие в комбинациях материалов эмиттера, базы и коллектора биполярного транзистора с двумя гетеропереходами на основе InP. Наиболее часто используются  $n-p-n$ -транзисторные гетероструктуры типа InAlAs–InGaAs–InP и InP–InGaAs–InP. Толщина базы в случае использования технологии молекулярно-лучевой эпитаксии может быть снижена до 25 нм при уровне легирования углеродом  $10^{20} \text{ см}^{-3}$ . Приборы с такими структурами обладают рекордными частотными характеристиками с граничной частотой 250 ГГц при токе коллектора 10 мА, напряжении на коллекторе 1 вольт [22, 27].

## Контрольные вопросы

- 5.1. Нарисуйте зонную диаграмму  $n-p-n$ -транзистора в равновесном состоянии.
- 5.2. Дайте определение коэффициенту переноса и коэффициенту инжекции.
- 5.3. Как связан коэффициент переноса с шириной базы?
- 5.4. В чем заключается эффект Эрли?
- 5.5. Какая постоянная времени определяет инерционность транзистора в схеме ОБ?
- 5.6. Какая постоянная времени определяет инерционность транзистора в схеме ОЭ?
- 5.7. Что такое составной транзистор? Опишите его принцип действия и характеристики.

## Задачи

5.1. Для некоторого транзистора типа  $p-n-p$  задано  $I_{pэ} = 1 \text{ мА}$ ,  $I_{nэ} = 0,01 \text{ мА}$ ,  $I_{рк} = 0,98 \text{ мА}$ ,  $I_{пк} = 0,001 \text{ мА}$ . Вычислить: а) статический коэффициент передачи тока базы –  $\alpha_T$ ; б) эффективность эмиттера (коэффициент инжекции –  $\gamma$ ); в) ток базы и коэффициент передачи тока в схемах с ОБ –  $\alpha$  и ОЭ –  $\beta$ .

5.2. Показать, что при экспоненциальном распределении примеси в базе  $n-p-n$  биполярного транзистора поле  $E_x$  постоянно. Найти в этом случае концентрацию неосновных носителей вблизи коллектора, если уровень легирования около эмиттера  $N_A = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ , толщина базы транзистора  $x_g = 0,3 \text{ мкм}$ , а  $E_x = 4000 \text{ В/см}$ .

5.3. Кремниевый транзистор типа  $n^+p-n$  имеет эффективность эмиттера  $\gamma = 0,999$ , коэффициент переноса через базу  $\alpha_T = 0,99$ , толщину нейтральной области базы  $W_6 = 0,5$  мкм, концентрацию примеси в эмиттере  $N_D = 10^{19}$  см $^{-3}$ , базе  $N_A = 10^{16}$  см $^{-3}$  и коллекторе  $N_D = 5 \cdot 10^{15}$  см $^{-3}$ . Определить предельное напряжение на эмиттере, при котором прибор перестает быть управляемым и наступает пробой, и вычислить время пролета базы и частоту отсечки.

5.4. Имеется кремниевый транзистор типа  $p^+n-p$  с параметрами:  $N_{A_3} = 5 \cdot 10^{18}$  см $^{-3}$ ,  $N_{D_6} = 1 \cdot 10^{16}$  см $^{-3}$ ,  $N_{A_к} = 1 \cdot 10^{15}$  см $^{-3}$ , ширина области базы  $W = 1$  мкм, площадь  $S = 3$  мм $^2$ ,  $U_{э_к} = +0,5$  В,  $U_{б_к} = -5$  В. Вычислить: а) толщину нейтральной области  $W_6$  в базе, б) концентрацию неосновных носителей около перехода эмиттер – база  $p_n(0)$ , в) заряд неосновных носителей в области базы  $Q_6$ .

# Глава 6

## Полевые транзисторы

### 6.1. Типы и устройство полевых транзисторов

Полевые, или униполярные, транзисторы в качестве основного физического принципа используют эффект поля. В отличие от биполярных транзисторов, у которых оба типа носителей, как основные, так и неосновные, являются ответственными за транзисторный эффект, в полевых транзисторах для реализации транзисторного эффекта используется только один тип носителей. По этой причине полевые транзисторы называют униполярными. В зависимости от условий реализации эффекта поля полевые транзисторы делятся на два класса: полевые транзисторы с изолированным затвором и полевые транзисторы с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода.

К полевым транзисторам с изолированным затвором относятся МДП-транзисторы, МНОП-элементы памяти, МДП-транзисторы с плавающим затвором, приборы с зарядовой связью (ПЗС-структуры), МДП-фотоприемники. К полевым транзисторам с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода относятся транзисторы с затвором в виде барьера Шоттки, с затвором в виде обычного  $p$ - $n$ -перехода и с затвором в виде гетероперехода. Отметим, что в качестве дискретных элементов разработаны и имеют применение МДП-транзисторы и транзисторы с затвором в виде обычного  $p$ - $n$ -перехода. Остальные типы полевых транзисторов применяются только в интегральном исполнении как фрагменты интегральных схем.

Рассмотрим на примере МДП-транзистора основные элементы структуры полевых транзисторов. На рис. 6.1 приведена топология МДП-транзистора. [28, 91]

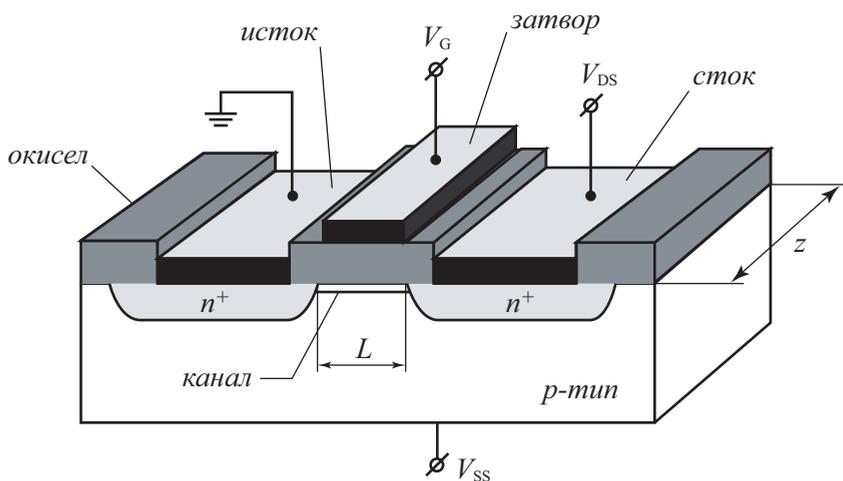


Рис. 6.1. Топология и основные элементы МДП-транзистора

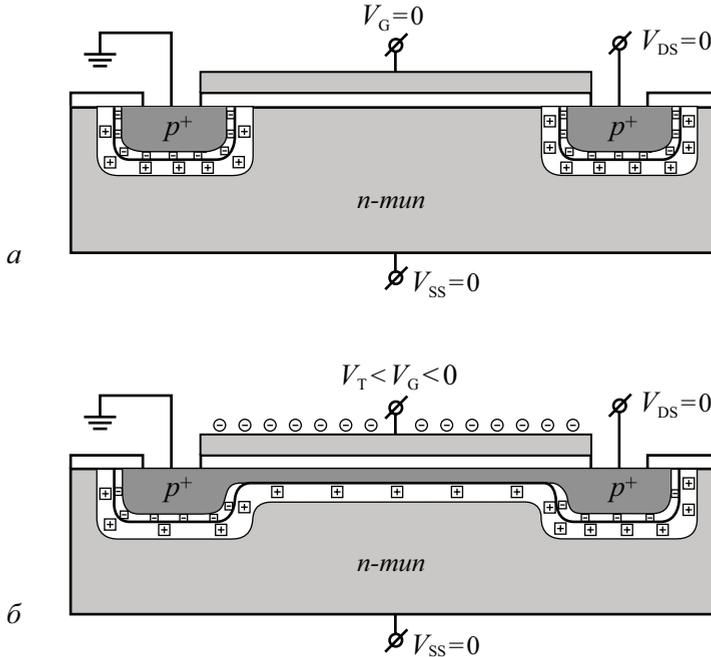
Термин «МДП-транзистор» используется для обозначения полевых транзисторов, в которых управляющий электрод — *затвор* — отделен от активной области полевого транзистора диэлектрической прослойкой — изолятором. Основным элементом для этих транзисторов является структура металл — диэлектрик — полупроводник. По этой причине в названии транзистора используется аббревиатура МДП. Монокристаллический полупроводник *n*- или *p*-типа, на котором изготавливается МДП-транзистор, получил название *подложки*. Две сильнолегированные области противоположного с подложкой типа проводимости получили название *исток* и *сток*. Область полупроводниковой подложки, находящаяся под затвором между истоком и стоком, называется *каналом*. Диэлектрический слой, находящийся между затвором и каналом, получил название *подзатворного диэлектрика*. В качестве полупроводниковой подложки в большинстве МДП-транзисторов используется кремний, а в качестве подзатворного диэлектрика — двуокись кремния. По этой причине как синоним для МДП-транзисторов используется термин «МОП-транзистор». Канал в МДП-транзисторах может быть как *индуцированным*, так и *встроенным*.

## 6.2. Принцип работы МДП-транзистора

Физической основой работы полевого транзистора со структурой металл — диэлектрик — полупроводник является эффект поля. Напомним, что эффект поля состоит в том, что под действием внешнего электрического поля изменяется концентрация свободных носителей заряда в приповерхностной области полупроводника. В полевых приборах со структурой МДП внешнее поле обусловлено приложенным напряжением на металлический электрод — затвор. В зависимости от знака и величины приложенного напряжения могут быть четыре состояния области пространственного заряда (ОПЗ) полупроводника — обогащение, обеднение, слабая и сильная инверсия. Полевые транзисторы в активном режиме могут работать только в области слабой или сильной инверсии, т.е. в том случае, когда инверсионный канал между истоком и стоком отделен от квазинейтрального объема подложки областью обеднения.

Полевой транзистор относится к типу приборов, управляемых напряжением. Обычно электрод истока является общим и относительно его определяются величина и знак прикладываемого напряжения и протекающего тока. Напряжение на затворе МДП-транзистора обозначается значком  $V_G$ , на стоке транзистора —  $V_{DS}$ , на подложке —  $V_{SS}$ . Ток, протекающий между истоком и стоком, обозначается  $I_{DS}$ , ток в цепи «затвор — канал» —  $I_G$ . Для полевых транзисторов с изолированным затвором ток затвора пренебрежимо мал, составляет величины пикоампер. По этой причине мощность, расходуемая на реализацию транзисторного эффекта в первичной цепи, практически нулевая. На рис. 6.2 показана схема МДП-транзистора с индуцированным *p*-каналом в равновесных условиях ( $V_{DS} = 0$ ) при нулевом напряжении на затворе и при напряжении на затворе выше порогового напряжения.

В области инверсии концентрация неосновных носителей заряда в инверсионном канале выше, чем концентрация основных носителей в объеме полупроводника. Напряжение на затворе  $V_G$ , при котором происходит формирование инверсионного канала, называется *пороговым напряжением* и обозначается  $V_T$ . Изменяя величину напряжения на затворе  $V_G$  в области выше порогового напряжения, можно менять концентрацию свободных носителей в инверсионном канале и тем самым модулировать сопротивление канала  $R_i$ . Источник напряжения в стоковой цепи  $V_{DS}$  вызовет изменяющийся в соответствии с изменением сопротивления канала  $R_i$  ток стока  $I_{DS}$ , и тем самым будет реализован транзисторный эффект. Напомним, что транзисторный эффект



**Рис. 6.2.** МДП-транзистор с индуцированным каналом в равновесных условиях:  
 а) напряжение на затворе отсутствует,  $V_G = 0$ ;  
 б) напряжение на затворе больше порогового напряжения,  $V_G > V_T$  ( $V_G < 0$ )

заключается в изменении тока или напряжения во вторичной цепи, вызванном изменениями тока или напряжения в первичной цепи. Отметим, что ток в цепи «исток – канал – сток»  $I_{DS}$  обусловлен только одним типом носителей, то есть, действительно, МДП-транзистор является униполярным прибором. Поскольку области истока и стока сильно легированы, то они не оказывают влияния на ток канала, а только обеспечивают контакт к области канала.

Таким образом, МДП-транзистор является сопротивлением, регулируемым внешним напряжением. К нему даже в большей степени, чем к биполярным приборам, подходит историческое название «транзистор», так как слово «transistor» образовано от двух английских слов – «transfer» и «resistor», что переводится как «преобразующий сопротивление».

### 6.3. Выбор знаков напряжений в МДП-транзисторе

Как уже отмечалось в предыдущем разделе, электрод истока является общим и относительно его определяются величина и знак прикладываемого напряжения и протекающего тока. Рассмотрим на примере  $n$ -канального МДП-транзистора с индуцированным каналом, каким образом выбираются величина и знак напряжения на затворе, стоке и подложке, обеспечивающих работу МДП-транзистора в активном режиме.

Для МДП-транзистора с индуцированным  $n$ -каналом при нулевом напряжении на затворе  $V_G = 0$  канал между истоком и стоком отсутствует. Для формирования канала необходимо подать напряжение на затвор  $V_G$  такого знака, чтобы на поверхности

полупроводника сформировался инверсионный слой. Для  $n$ -канального транзистора (полупроводниковая подложка  $p$ -типа) знак напряжения  $V_G$  в этом случае должен быть положительным. Напряжение на затворе  $V_G$ , при котором происходит формирование инверсионного канала, называется **пороговым напряжением** и обозначается  $V_T$ . Следовательно, величина напряжения на затворе  $V_G$  в активной области должна быть больше, чем значение порогового напряжения:  $0 < V_T < V_G$ .

Напряжение, поданное на сток  $V_{DS}$ , вызывает движение электронов в инверсионном слое между истоком и стоком. С точки зрения транзисторного эффекта безразлично, в каком направлении в канале будут двигаться носители. Но в то же время напряжение  $V_{DS}$ , приложенное к стоку, это напряжение, приложенное к стоковому  $n^+ - p$  переходу. При положительном знаке  $V_{DS} > 0$  это соответствует обратному смещению стокового  $n^+ - p$ -перехода, а при отрицательном знаке  $V_{DS} < 0$  это соответствует прямому смещению  $p - n$ -перехода «сток — подложка». В случае прямого смещения  $p - n$ -перехода «сток — подложка» в цепи стока будет течь дополнительно к току канала еще и большой ток прямосмещенного  $p - n$ -перехода, что затруднит регистрацию тока канала. В случае обратного смещения  $p - n$ -перехода «сток — подложка» паразитный ток будет составлять наноамперы и будет пренебрежимо мал. Таким образом, знак напряжения на стоке  $V_{DS}$  нужно выбирать так, чтобы стоковый переход был смещен в обратном направлении. Для  $n$ -канальных транзисторов это условие соответствует  $V_{DS} > 0$ , а для  $p$ -канальных транзисторов  $V_{DS} < 0$ . На рис. 6.3 показана схема  $p$ -канального МДП-транзистора в области плавного канала.

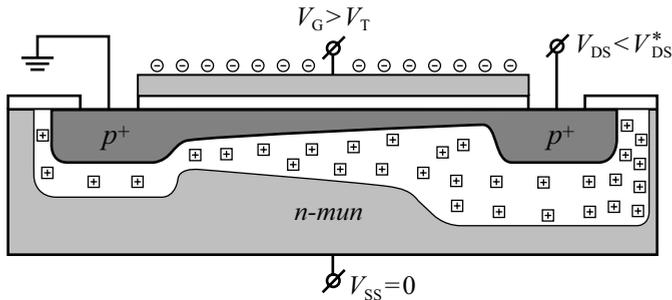


Рис. 6.3. Схема  $p$ -канального МДП-транзистора в области плавного канала

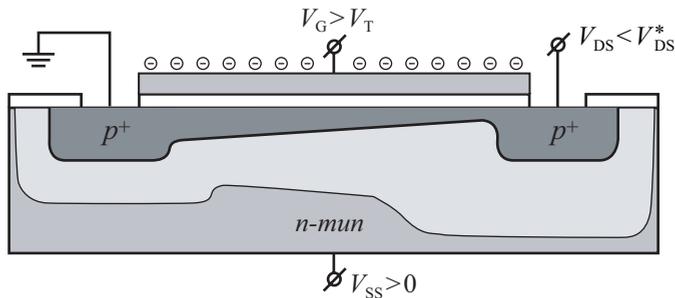


Рис. 6.4. Схема  $p$ -канального МДП-транзистора в области плавного канала при наличии напряжения на подложке

Напряжение, подаваемое на подложку  $V_{SS}$ , управляет током в канале через изменение заряда в области обеднения  $Q_B$  или, что то же самое, через изменение порогового напряжения  $V_T$ . Для эффективного увеличения ширины области обеднения, следовательно, заряда в области обеднения необходимо подавать обратное смещение на индуцированный электронно-дырочный переход «канал – подложка». Для  $n$ -канальных транзисторов это условие соответствует отрицательному знаку напряжения на подложке  $V_{SS} < 0$ , а для  $p$ -канальных транзисторов – положительному знаку напряжения  $V_{SS} > 0$ . На рис. 6.4 приведена схема  $p$ -канального МДП-транзистора в области плавного канала при наличии управляющего напряжения на подложке.

#### 6.4. Характеристики МДП-транзистора в области плавного канала

Рассмотрим полевой транзистор со структурой МДП, конфигурация и зонная диаграмма которого приведена на рис. 6.5. Координата  $z$  направлена вглубь полупроводника,  $y$  – вдоль по длине канала и  $x$  – по ширине канала.

Получим вольт-амперную характеристику такого транзистора при следующих предположениях:

1. Токи через  $p$ - $n$ -переходы истока, стока и подзатворный диэлектрик равны нулю.
2. Подвижность электронов  $\mu_n$  постоянна по глубине и длине  $L$  инверсионного канала и не зависит от напряжения на затворе  $V_{GS}$  и на стоке  $V_{DS}$ .
3. Канал плавный, то есть в области канала нормальная составляющая электрического поля  $E_z$  существенно больше тангенциальной  $E_y$ .

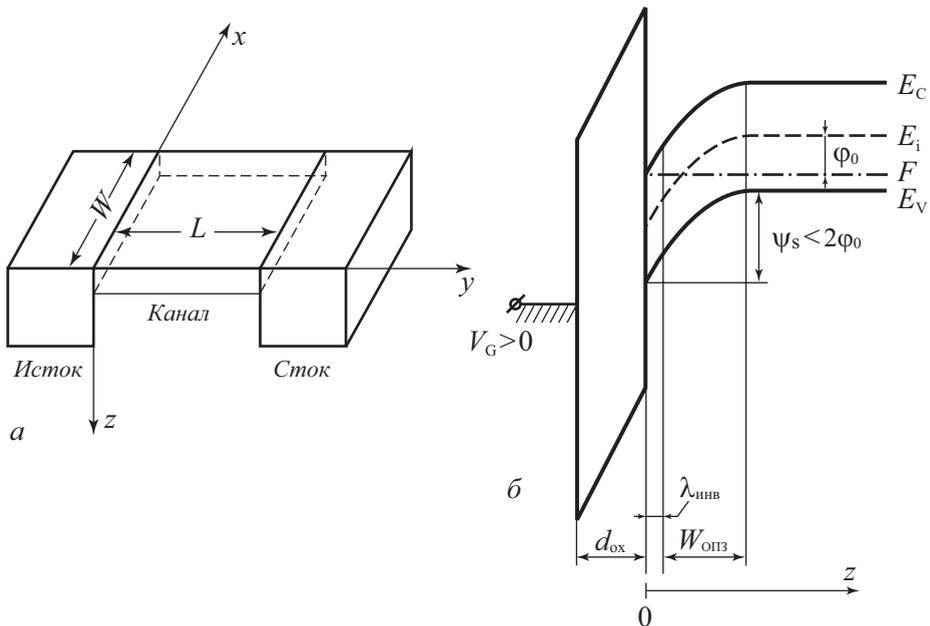


Рис. 6.5. Схема МДП-транзистора для расчета токов в области плавного канала и зонная диаграмма в равновесных условиях

Ток в канале МДП-транзистора, изготовленного на подложке  $p$ -типа, обусловлен свободными электронами, концентрация которых  $n(z)$ . Электрическое поле  $E_y$  обусловлено напряжением между истоком и стоком  $V_{DS}$ . Согласно закону Ома плотность тока

$$j(x, y, z) = q\mu_n n(z) \frac{dV}{dy}, \quad (6.1)$$

где  $q$  – заряд электрона,  $\mu_n$  – подвижность электронов в канале,  $V$  – падение напряжения от истока до точки канала с координатами  $(x, y, z)$ .

Проинтегрируем (6.1) по ширине  $x$  и глубине  $z$  канала. Тогда интеграл в левой части (6.1) дает нам полный ток канала  $I_{DS}$ , а для правой части получим:

$$I_{DS} = W\mu_n \frac{dV}{dy} q \int_0^\infty n(z) dz. \quad (6.2)$$

Величина  $q \int_0^\infty n(z) dz$  есть полный заряд электронов в канале на единицу площади  $Q_n = q \int_0^\infty n(z) dz$ . Тогда

$$I_{DS} = W\mu_n Q_n \frac{dV}{dy}. \quad (6.3)$$

Найдем величину заряда электронов  $Q_n$ . Для этого запишем уравнение электронейтральности для зарядов в МДП-транзисторе на единицу площади в виде:

$$Q_m = Q_{ox} + Q_n + Q_B. \quad (6.4)$$

Согласно (6.4) заряд на металлическом электроде  $Q_m$  уравнивается суммой зарядов свободных электронов  $Q_n$  и ионизованных акцепторов  $Q_B$  в полупроводнике и встроенного заряда в окисле  $Q_{ox}$ . На рис. 6.6 приведена схема расположения этих зарядов. Из определения геометрической емкости окисла  $C_{ox}$  следует, что полный заряд на металлической обкладке МДП-конденсатора  $Q_m$  равен:

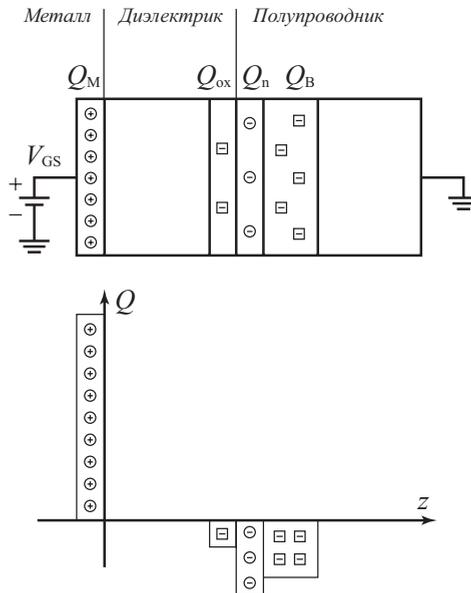


Рис. 6.6. Расположение зарядов в МДП-транзисторе

$$Q_m = C_{ox} \cdot V_{ox}, \quad (6.5)$$

где  $V_{ox}$  – падение напряжения на окисном слое,  $C_{ox}$  – удельная емкость подзатворного диэлектрика.

Поскольку падение напряжения в окисле равно  $V_{ox}$ , в полупроводнике равно поверхностному потенциалу  $\psi_s$ , а полное приложенное к затвору напряжение  $V_{GS}$ , то

$$V_{GS} - \Delta\varphi_{ms} = V_{ox} + \psi_s = V_{ox} + \psi_{s0} + V(y), \quad (6.6)$$

где  $\Delta\varphi_{ms}$  – разность работ выхода металл – полупроводник,  $\psi_{s0}$  – величина поверхностного потенциала в равновесных условиях, т.е. при напряжении стока  $V_{DS} = 0$ .

Из (6.4), (6.5) и (6.6) следует:

$$Q_n = Q_m - Q_{ox} - Q_B = C_{ox} [V_{GS} - \Delta\varphi_{ms} - \psi_{s0} + V(y)] - Q_{ox} + Q_B. \quad (6.7)$$

Поскольку в области сильной инверсии при значительном изменении напряжения на затворе  $V_{GS}$  величина поверхностного потенциала меняется слабо, будем в дальнейшем считать ее постоянной и равной потенциалу начала области сильной инверсии  $\psi_{s0} = 2\varphi_0$ . Поэтому будем также считать, что заряд акцепторов  $Q_B$  не зависит от поверхностного потенциала. Введем **пороговое напряжение**  $V_T$  как напряжение на затворе  $V_{GS}$ , соответствующее открытию канала в равновесных условиях:  $V_T \equiv V_{GS}(\psi_s = 2\varphi_0, V_{DS} = 0)$ .

При этом  $Q_n(V_{DS} = 0) = 0$ .

Из (6.7) следует, что

$$V_T = \Delta\varphi_{ms} + 2\varphi_0 + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{Q_B}{C_{ox}}. \quad (6.8)$$

Тогда с учетом (6.8):

$$Q_n = C_{ox} [V_{GS} - V_T - V(y)]. \quad (6.9)$$

Подставляя (6.9) в (6.3), разделяя переменные и проведя интегрирование вдоль канала при изменении  $u$  от 0 до  $L$ , а  $V(y)$  от 0 до  $V_{DS}$ , получаем:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} \left[ (V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]. \quad (6.10)$$

Уравнение (6.10) описывает вольт-амперную характеристику полевого транзистора в области плавного канала.

## 6.5. Характеристики МДП-транзистора в области отсечки

Как следует из уравнения (6.9), по мере роста напряжения исток–сток  $V_{DS}$  в канале может наступить такой момент, когда произойдет смыкание канала, т.е. заряд электронов в канале в некоторой точке станет равным нулю. Это соответствует условию:

$$V(y) = V_{GS} - V_T \equiv V_{DS}^*. \quad (6.11)$$

Поскольку максимальная величина напряжения  $V(y)$  реализуется на стоке, то смыкание канала, или отсечка, первоначально произойдет у стока. Напряжение стока  $V_{DS}$ , необходимое для смыкания канала, называется **напряжением отсечки**  $V_{DS}^*$ . Величина напряжения отсечки определяется соотношением (6.11). На рис. 6.7 показан канал, отсеченный у стока.

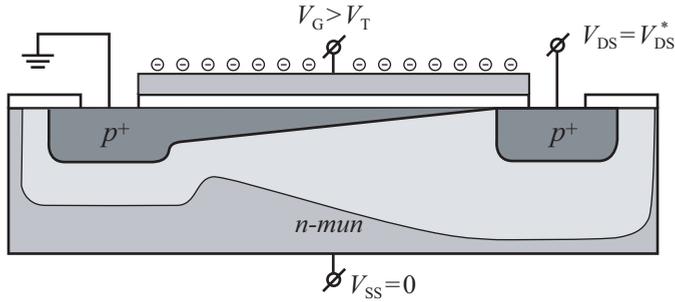


Рис. 6.7. Схема  $p$ -канального МДП-транзистора при напряжении на стоке, равном напряжению отсечки

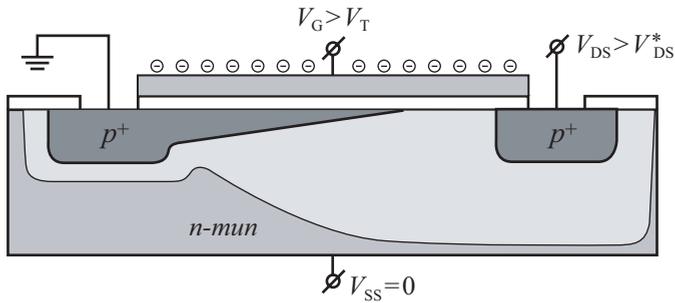


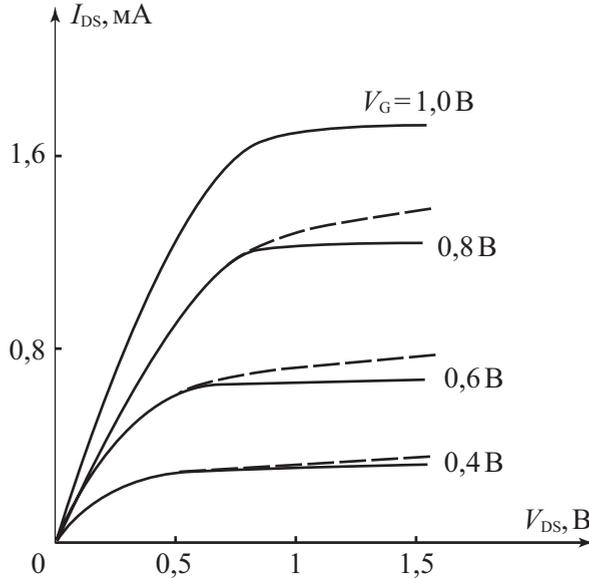
Рис. 6.8. Схема  $p$ -канального МДП-транзистора при напряжении на стоке, большем напряжения отсечки

С ростом напряжения стока  $V_{DS}$  точка канала, соответствующая условию отсечки (6.11), сдвигается от стока к истоку. В первом приближении при этом на участке плавного канала от истока до точки отсечки падает одинаковое напряжение  $V_{DS}^* = V_{GS} - V_T$ , не зависящее от напряжения исток–сток. Эффективная длина плавного канала  $L'$  от истока до точки отсечки слабо отличается от истинной длины канала  $L$  и обычно  $\Delta L = L - L' \ll L$ . Это обуславливает в области отсечки в первом приближении ток стока  $I_{DS}$ , не зависящий от напряжения стока  $V_{DS}$ . На рисунке 6.8 показана схема  $p$ -канального МДП-транзистора при напряжении на стоке, большем напряжения отсечки. Из этого же рисунка видно, как точка отсечки смещается от стока по мере роста напряжения на стоке.

Подставив значение напряжения отсечки  $V_{DS}^*$  из (6.11) в (6.10) вместо значения напряжения стока  $V_{DS}$ , получаем для области отсечки выражение для тока стока:

$$I_{DS} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)^2. \quad (6.12)$$

Соотношение (6.12) представляет собой запись вольт-амперной характеристики МДП-транзистора в области отсечки. Зависимости тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_{GS}$  называются обычно переходными характеристиками, а зависимости тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  — проходными характеристиками транзистора. На рис. 6.9 приведены зависимости тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  для МДП-транзистора при различных напряжениях на затворе, рассчитанные по соотношениям (6.10) и (6.12).



**Рис. 6.9.** Зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  для МДП ПТ при различных напряжениях на затворе. Пороговое напряжение  $V_T = 0,1$  В. Сплошная линия – расчет по (6.10) и (6.12). Пунктир – расчет по (6.16) с учетом модуляции длины канала

При значительных величинах напряжения исток–сток и относительно коротких каналах ( $L = 10 \div 20$  мкм) в области отсечки наблюдается эффект модуляции длины канала. При этом точка отсечки смещается к истоку и напряжение отсечки  $V_{DS}^*$  падает на меньшую длину  $L'$  канала. Это вызовет увеличение тока  $I_{DS}$  канала. Величина напряжения  $\Delta V$ , падающая на участке  $\Delta L$  от стока отсечки, будет равна:

$$\Delta V(\Delta L) = V_{DS} - V_{DS}^* = V_{DS} - (V_{GS} - V_T). \tag{6.13}$$

На рисунке 6.9 этот эффект модуляции длины канала наглядно виден.

Поскольку напряжение  $\Delta V$  падает на обратносмещенном  $p-n^+$ -переходе, его ширина  $\Delta L$  будет равна:

$$\Delta L = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (V_{DS} + V_T - V_G)}{qN_A}}. \tag{6.14}$$

Ток канала равен  $I_{DS}^0$ , когда напряжение исток–сток  $V_{DS} = V_{DS}^* = V_{GS} - V_T$  равно напряжению отсечки и величина  $\Delta L = 0$ . Обозначим  $I_{DS}$  ток стока при большем напряжении стока:  $V_{DS} > V_{DS}^*$ .

Тогда

$$I_{DS}^0 \cdot L = I_{DS} \cdot (L - \Delta L). \tag{6.15}$$

Следовательно, ВАХ МДП-транзистора с учетом модуляции длины канала примет следующий вид:

$$I_{DS} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_G - V_T)^2 \frac{1}{1 - \frac{1}{L} \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (V_{DS} + V_T - V_G)}{qN_A}}}. \tag{6.16}$$

Эффект модуляции длины канала оказывает большое влияние на проходные характеристики МДП-транзистора с предельно малыми геометрическими размерами, поскольку в этом случае величина  $\Delta L$  сравнима с длиной канала  $L$ . На рис. 6.9 пунктиром показаны зависимости тока стока от напряжения на стоке в области отсечки с учетом модуляции длины канала.

Отметим, что эффект модуляции длины канала для полевых транзисторов по физической природе аналогичен эффекту модуляции ширины базы (эффект Эрли) для биполярных транзисторов. На вольт-амперных характеристиках транзисторов этот эффект также проявляется аналогично – в зависимости выходного тока от выходного напряжения.

Как видно из уравнения (6.12), в области отсечки ток стока  $I_{DS}$  квадратично зависит от приложенного к затвору транзистора напряжения  $V_G$ . На рис. 6.10 показана эта зависимость (кривая 1) и эта же зависимость, построенная в координатах  $\sqrt{I_{DS}}$ , от напряжения  $V_G$  (кривая 2). На практике экстраполяция прямолинейного участка этой зависимости определяет значение порогового напряжения.

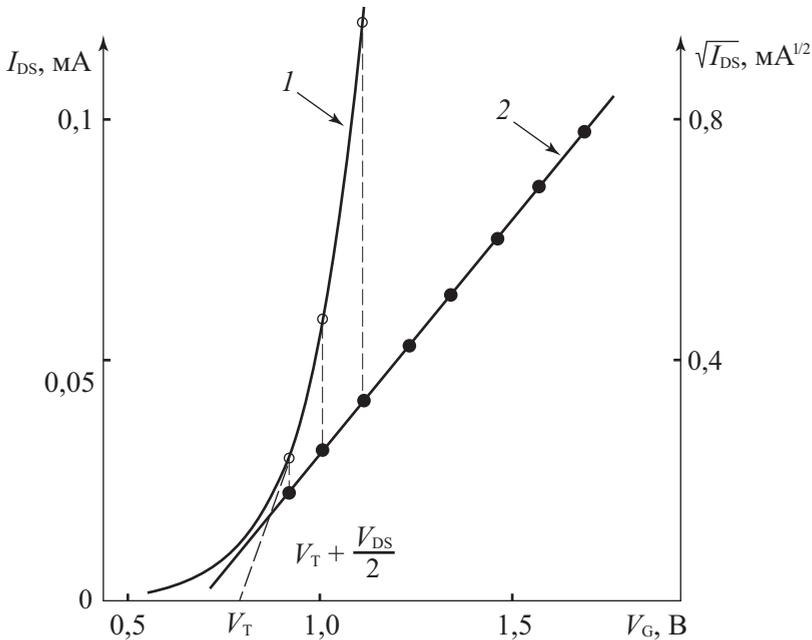


Рис. 6.10. Зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_G$  в области отсеченного канала – кривая 1; зависимость корня из тока стока  $\sqrt{I_{DS}}$  от напряжения на затворе в области отсечки – кривая 2

### 6.6. Влияние типа канала на вольт-амперные характеристики МДП-транзисторов

Вид вольт-амперной характеристики МДП-транзистора в значительной мере зависит от типа полупроводниковой подложки и типа инверсионного канала. В том случае, если при нулевом напряжении на затворе  $V_G = 0$  инверсионный канал отсутствует, а по

мере увеличения напряжения на затворе  $V_G > V_T$  появляется, такой инверсионный канал называют индуцированным. В том случае, если при нулевом напряжении на затворе  $V_G = 0$  инверсионный канал уже сформирован, такой инверсионный канал называют встроенным. МДП-транзисторы с индуцированным каналом при нулевом напряжении на затворе всегда закрыты, а МДП-транзисторы со встроенным каналом при нулевом напряжении на затворе всегда открыты.

Зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  при различных напряжениях на затворе  $V_G$  называют проходными характеристиками МДП-транзистора, а зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_G$  при различных напряжениях на стоке  $V_{DS}$  называют переходными характеристиками МДП-транзистора. В том случае, если напряжение на стоке  $V_{DS}$  больше, чем напряжение отсечки  $V_{DS}^*$ , на переходных характеристиках ток стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  не зависит.

На рис. 6.11 приведены вольт-амперные характеристики (проходные и переходные)  $n$ -канальных и  $p$ -канальных МДП-транзисторов с индуцированным и встроенным каналами. Здесь же приведены схематические обозначения разных видов МДП-транзисторов. Из анализа этих вольт-амперных характеристик можно еще раз получить представление о знаках напряжений, подаваемых на затвор и сток МДП-транзисторов в активном режиме.

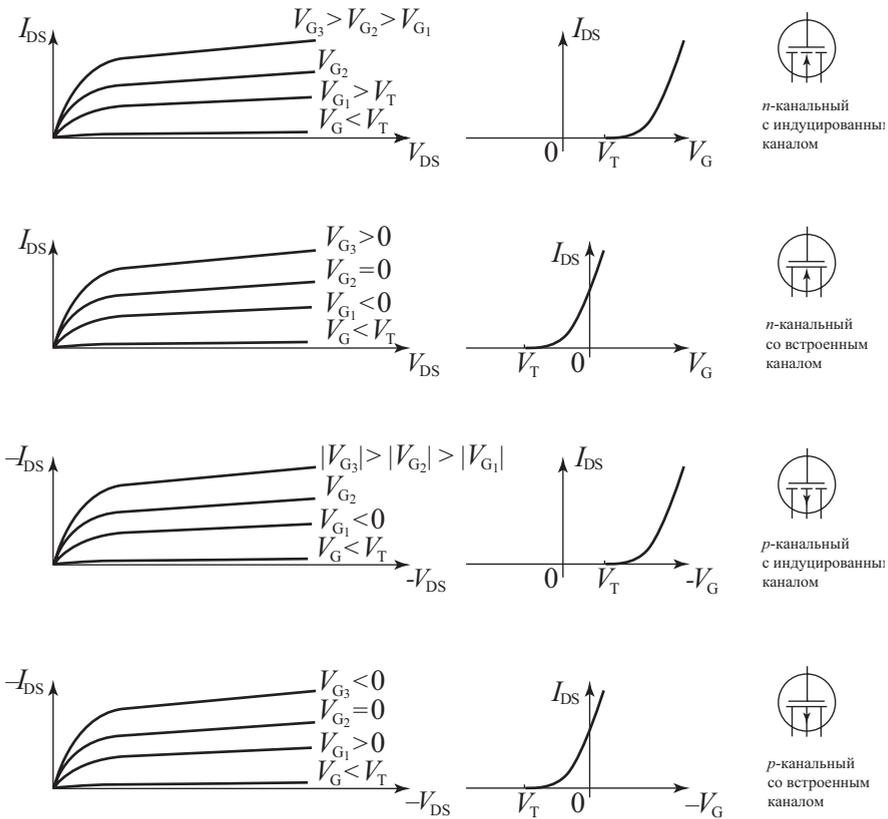


Рис. 6.11. Вольт-амперные характеристики  $n$ -канальных и  $p$ -канальных МДП-транзисторов с индуцированным и встроенным каналами

### 6.7. Эффект смещения подложки

Рассмотрим, как меняются характеристики МДП-транзистора при приложении напряжения между истоком и подложкой  $V_{SS}$ . Отметим, что приложенное напряжение между истоком и подложкой  $V_{SS}$  при условии наличия инверсионного канала падает на обедненную область индуцированного  $p$ - $n$ -перехода.

В этом случае при прямом его смещении будут наблюдаться значительные токи, соответствующие прямым токам  $p$ - $n$ -перехода. Эти токи попадут в стоковую цепь, и транзистор работать не будет. Поэтому используется только напряжение подложки  $V_{SS}$ , соответствующее обратному смещению индуцированного и истокового  $p$ - $n$ -перехода. По полярности это будет напряжение подложки противоположного знака по сравнению с напряжением стока. На рис. 6.4 была приведена схема  $p$ -канального МДП-транзистора в области плавного канала при наличии напряжения на подложке  $V_{SS}$ .

При приложении напряжения канал–подложка  $V_{SS}$  происходит расширение области пространственного заряда между инверсионным каналом и квазинейтральным объемом и для  $n$ -канального транзистора увеличение заряда ионизованных акцепторов:

$$Q_B = \sqrt{2q\epsilon_s\epsilon_0 N_A (\psi_{s0} + V_{SS})} . \tag{6.17}$$

Поскольку напряжение на затворе  $V_{GS}$  постоянно, то постоянен и заряд на затворе МДП-транзистора  $Q_m$ . Следовательно, из уравнения электронейтральности вытекает, что, если заряд акцепторов в слое обеднения  $Q_B$  вырос, заряд электронов в канале  $Q_n$  должен уменьшиться. С этой точки зрения подложка выступает как второй затвор МДП-транзистора, поскольку регулирует также сопротивление инверсионного канала между истоком и стоком.

При возрастании заряда акцепторов в слое обеднения возрастет и пороговое напряжение транзистора  $V_T$ , как видно из уравнения (6.8). Изменение порогового напряжения  $\Delta V_T$  будет равно:

$$\Delta V_T = \frac{\Delta Q_B}{C_{ox}} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s\epsilon_0 N_A}{C_{ox}^2}} \left[ \sqrt{\psi_{s0} + V_{SS}} - \sqrt{\psi_{s0}} \right] . \tag{6.18}$$

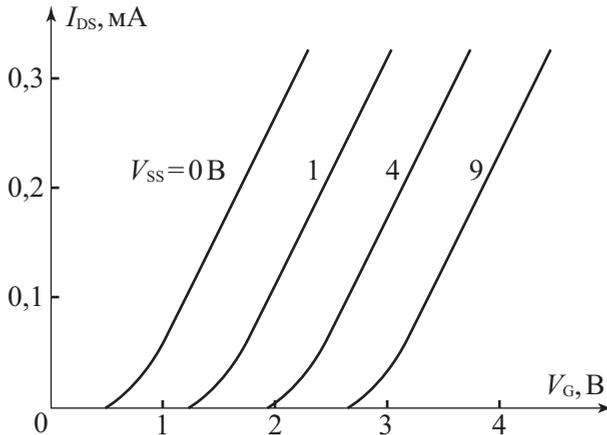
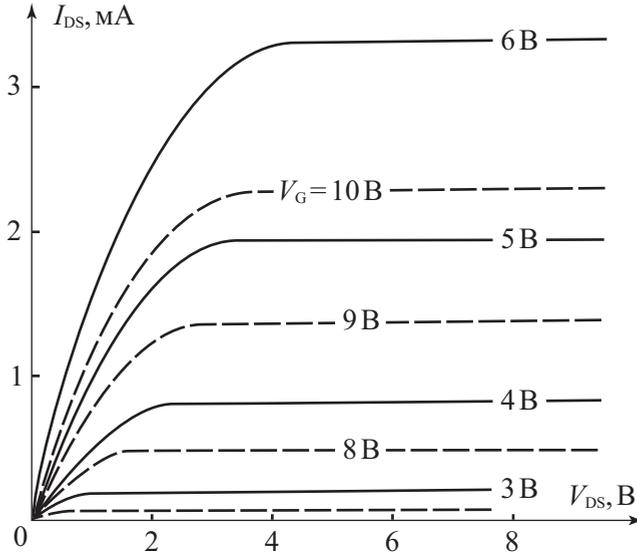


Рис. 6.12. Влияние напряжения смещения канал–подложка  $V_{SS}$  на проходные характеристики транзистора в области плавного канала  $V_{DS} = 0,1$  В



**Рис. 6.13.** Переходные характеристики МДП-транзистора при нулевом напряжении  $V_{SS} = 0$  В смещения канал–подложка (сплошные линии) и при напряжении  $V_{SS} = -10$  В (пунктирные линии)

Поскольку смещение подложки приводит только к изменению порогового напряжения  $V_T$ , то переходные характеристики МДП-транзистора при различных напряжениях подложки  $V_{SS}$  смещаются параллельно друг другу. На рис. 6.12 и 6.13 показан эффект влияния смещения подложки на переходные и проходные характеристики МДП-транзисторов.

## 6.8. Малосигнальные параметры

Для МДП-транзистора характерны следующие малосигнальные параметры: крутизна характеристики  $S$ , внутреннее сопротивление  $R_i$ , коэффициент усиления  $\mu$ . Крутизна переходной характеристики  $S$  определяется как

$$S = \frac{dI_{DS}}{dV_G}, \quad V_{DS} = \text{const} \quad (6.19)$$

и характеризуется изменением тока стока при единичном увеличении напряжения на затворе при постоянном напряжении на стоке.

Внутреннее сопротивление  $R_i$  определяется как

$$R_i = \frac{dV_{DS}}{dI_{DS}}, \quad V_{GS} = \text{const} \quad (6.20)$$

и характеризует изменение напряжения в выходной цепи, необходимое для единичного увеличения тока стока при неизменном напряжении на затворе.

Коэффициент усиления  $\mu$  определяется как

$$\mu = \frac{dV_{DS}}{dV_G}, \quad I_{DS} = \text{const} \quad (6.21)$$

и характеризуется изменением напряжения в выходной цепи при единичном изменении напряжения во входной цепи и неизменном токе стока. Очевидно, что в области плавного канала крутизна  $S$  и дифференциальное сопротивление  $R_i$  будут иметь значения:

$$S = \frac{W}{L} \mu_n C_{\text{ок}} V_{\text{DS}}; \quad R_i = \left[ \frac{W}{L} \mu_n C_{\text{ок}} (V_G - V_T - V_{\text{DS}}) \right]^{-1}. \quad (6.22)$$

При этом коэффициент усиления  $\mu$ , равный их произведению, всегда меньше единицы:

$$\mu = S_i R_i = \frac{V_{\text{DS}}}{V_G - V_T - V_{\text{DS}}} < 1. \quad (6.23)$$

Таким образом, необходимо отметить, что полевой МДП-транзистор как усилитель не может быть использован в области плавного канала.

Сравним дифференциальное сопротивление  $R_i$  и омическое сопротивление  $R_0$ , равное  $R_i = \frac{V_{\text{DS}}}{I_{\text{DS}}}$  в области плавного канала. Величина  $R_0$  равна:

$$R_0 = \left[ \frac{W}{L} \mu_n C_{\text{ок}} (V_G - V_T - \frac{V_{\text{DS}}}{2}) \right]^{-1}. \quad (6.24)$$

Отметим, что дифференциальное сопротивление транзистора в области  $R_i$  совпадает с сопротивлением  $R_0$  канала МДП-транзистора по постоянному току. Поэтому МДП-транзистор в области плавного канала можно использовать как линейный резистор с сопротивлением  $R_0$ . При этом величина сопротивления невелика, составляет сотни ом и легко регулируется напряжением.

Рассмотрим напряжения для малосигнальных параметров в области отсечки. Из (6.12) и (6.19) следует, что крутизна МДП-транзистора

$$S = \frac{W}{L} \mu_n C_{\text{ок}} (V_{\text{GS}} - V_T) = 2(V_{\text{GS}} - V_T). \quad (6.25)$$

Из (6.25) следует, что крутизна характеристики определяется выбором рабочей точки и конструктивно-технологическими параметрами транзистора.

Величина  $\epsilon$  получила название «удельная крутизна» и не зависит от выбора рабочей точки.

Для увеличения крутизны характеристики необходимо:

- уменьшать длину канала  $L$  и увеличивать его ширину  $W$ ;
- уменьшать толщину подзатворного диэлектрика  $d_{\text{ок}}$  или использовать диэлектрики с высоким значением диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{ок}}$ ;
- использовать для подложки полупроводники с высокой подвижностью  $\mu_n$  свободных носителей заряда;
- увеличивать напряжение на затворе  $V_{\text{DS}}$  транзистора.

Динамическое сопротивление  $R_i$  в области отсечки, как следует из (6.12) и (6.20), стремится к бесконечности:  $R_i \rightarrow \infty$ , поскольку ток стока от напряжения на стоке не зависит. Однако эффект модуляции длины канала, как было показано, обуславливает зависимость тока стока  $I_{\text{DS}}$  от напряжения на стоке  $V_{\text{DS}}$  в виде (6.16). С учетом модуляции длины канала величина дифференциального сопротивления  $R_i$  будет равна:

$$R_i = \frac{2(V_{\text{DS}} - V_G + V_T)}{I_{\text{DS}}} \frac{L}{\Delta L}. \quad (6.26)$$

Коэффициент усиления  $\mu$  в области отсечки больше единицы, его величина равна:

$$\mu = \frac{4(V_{\text{DS}} - V_G + V_T)}{V_G - V_T} \frac{L}{\Delta L} \gg 1. \quad (6.27)$$

Для типичных параметров МОП-транзисторов

$$\frac{W}{L} = 20, \mu_n = 2000 \frac{\text{см}^2}{\text{В}\cdot\text{с}}, C_{\text{ок}} = 4 \cdot 10^{-8} \frac{\Phi}{\text{см}^2};$$

$$V_G - V_T = 5 \text{ В}, V_{\text{DS}} = 10 \text{ В}, \frac{L}{\Delta L} = 0,1.$$

Получаем омическое сопротивление в области плавного канала  $R_1 = R_0 = 125 \text{ Ом}$ . Величины дифференциального сопротивления  $R_1$  и усиления  $\mu$  в области отсечки будут соответственно равны:  $R_1 = 5 \text{ кОм}$ ,  $\mu = 40$ .

Аналогично величине крутизны характеристики по затвору  $S$  можно ввести величину крутизны переходной характеристики  $S'$  по подложке, поскольку напряжение канал–подложка также влияет на ток стока:

$$S' = \frac{dI_{\text{DS}}}{dV_{\text{SS}}}, \quad V_{\text{DS}}, V_{\text{GS}} = \text{const}. \quad (6.28)$$

Подставляя (6.12) в (6.25), получаем:

$$S' = \frac{W}{L} \mu_n C_{\text{ок}} (V_{\text{GS}} - V_T) \frac{dV_T}{dV_{\text{SS}}}. \quad (6.29)$$

Соотношение (6.29) с учетом (6.8) и (6.17) позволяет получить в явном виде выражение для крутизны передаточных характеристик МДП-транзистора по подложке  $S$ . Однако, поскольку в реальных случаях  $\frac{dV_T}{dV_{\text{SS}}} < 1$ , крутизна по подложке  $S'$  ниже крутизны по затвору  $S'$ .

## 6.9. Эквивалентная схема и быстродействие МДП-транзистора

Исходя из общефизических соображений МДП-транзистор можно изобразить в виде эквивалентной схемы, представленной на рис. 6.14. Здесь  $R_{\text{вх}}$  обусловлено сопротивлением подзатворного диэлектрика, входная емкость  $C_{\text{вх}}$  — емкостью подзатворного диэлектрика и емкостью перекрытия затвор–исток. Паразитная емкость  $C_{\text{пар}}$  обусловлена емкостью перекрытий затвор–сток. Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  равно сопротивлению канала транзистора и сопротивлению легированных областей истока и стока. Выходная емкость  $C_{\text{вых}}$  определяется емкостью  $p$ - $n$ -перехода стока. Генератор тока  $\tilde{i}_1$  передает эффект усиления в МДП-транзисторе.

Определим быстродействие МДП-транзистора исходя из следующих соображений. Пусть на затвор МДП-транзистора, работающего в области отсечки, так что  $V_{\text{GS}} = V_{\text{DS}} = V_{\text{пит}}$ , подано малое переменное напряжение  $\tilde{u} = u_0 \sin(\omega t)$ .

Тогда за счет усиления в стоковой цепи потечет ток  $\tilde{i}_1$ , равный:

$$\tilde{i}_1 = S \cdot \tilde{u}. \quad (6.30)$$

Одновременно в канал с электрода затвора потечет паразитный ток смещения через геометрическую емкость затвора, равный:

$$\tilde{i}_2 = \tilde{u} \cdot 2\pi f C_{\text{ок}} W L. \quad (6.31)$$

С ростом частоты выходного сигнала  $f$  паразитный ток будет возрастать и может сравниться с током канала за счет эффекта усиления. Определим граничную частоту работы МДП-транзистора  $f = f_{\text{макс}}$ , когда эти токи будут равны. Получаем с учетом (6.22):

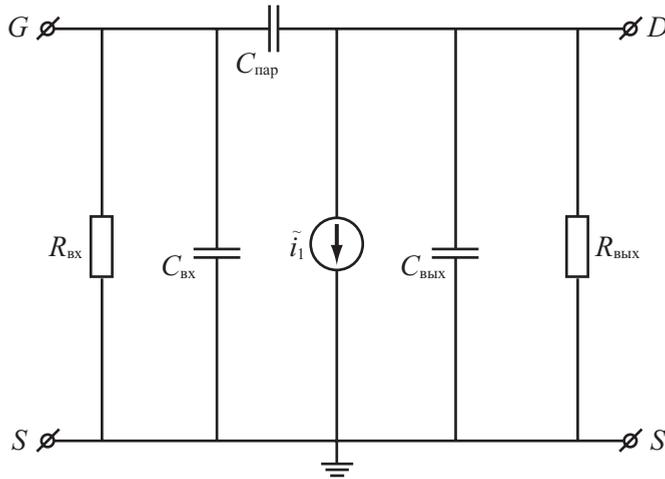


Рис. 6.14. Простейшая эквивалентная схема МДП-транзистора

$$f_{\text{макс}} = \frac{\mu_n(V_{GS} - V_T)}{2\pi L^2}. \quad (6.32)$$

Поскольку напряжение исток–сток  $V_{DS}$  порядка напряжения  $V_{GS} - V_T$ , то, используя определение дрейфовой скорости

$$v_{\text{др}} = \mu_n E_{\text{ср}} = \mu_n \frac{V_{DS}}{L}, \quad (6.33)$$

можно видеть, что предельная частота усиления  $f_{\text{макс}}$  определяется временем пролета  $\tau$  электронов через канал транзистора:

$$\omega_{\text{макс}} = 2\pi f_{\text{макс}} = \frac{v_{\text{др}}}{L} = \frac{1}{\tau}. \quad (6.34)$$

Оценим быстродействие транзистора.

Пусть  $500 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ , длина канала  $L = 10 \text{ мкм} = 10^{-3} \text{ см}$ , напряжение питания  $V_{\text{пит}} = 10 \text{ В}$ . Подставляя эти значения в (6.32), получаем, что максимальная частота для МДП-транзистора составляет величину порядка  $f_{\text{макс}} \approx 1 \text{ ГГц}$ . Заметим, что собственное быстродействие транзистора обратно пропорционально квадрату длины инверсионного канала. Поэтому для повышения быстродействия необходимо переходить на субмикронные длины канала.

## 6.10. Методы определения параметров МОП ПТ из характеристик

Покажем, как можно из характеристик транзистора определять параметры полупроводниковой подложки, диэлектрика и самого транзистора. Длину канала  $L$  и ширину  $W$  обычно знают из топологии транзистора. Удельную емкость подзатворного диэлектрика  $C_{\text{ок}}$ , а следовательно, и его толщину находят из измерения емкости  $C$ - $V$ -затвора в обогащении. Величину порогового напряжения  $V_T$  и подвижность  $\mu_n$  можно рассчитать как из характеристик в области плавного канала (6.10), так и из характеристик транзистора в области отсечки (6.12). В области плавного канала зависимость тока сто-

ка  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_{GS}$  — прямая линия. Экстраполяция прямолинейного участка зависимости  $I_{DS}(V_{GS})$  к значению  $I_{DS} = 0$  соответствует согласно (6.10)

$$V_{GS}(I_{DS} \rightarrow 0) = V_T + \frac{V_{DS}}{2}. \quad (6.35)$$

Тангенс угла наклона  $tg(\alpha)$  зависимости  $I_{DS}(V_{GS})$  определяет величину подвижности  $\mu_n$ :

$$\mu_n = \frac{L \cdot tg(\alpha)}{W \cdot C_{ox} V_{DS}}. \quad (6.36)$$

В области отсечки зависимость корня квадратного из тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_{GS}$  также согласно (6.12) должна быть линейной. Экстраполяция этой зависимости к нулевому току дает пороговое напряжение  $V_T$ .

Тангенс угла наклона  $tg(\alpha)$  зависимости  $\sqrt{I_{DS}}(V_{GS})$  определит величину подвижности  $\mu_n$ :

$$\mu_n = \frac{L \cdot tg^2 \alpha}{W \cdot C_{ox}}. \quad (6.37)$$

На рис. 6.10 были приведены соответствующие зависимости и указаны точки экстраполяции. Для определения величины и профиля легирования  $N_A(z)$  пользуются зависимостью порогового напряжения  $V_T$  от смещения канал–подложка  $V_{SS}$ . Действительно, как следует из (6.18), тангенс угла наклона  $tg(\alpha)$  зависимости  $\Delta V_T = f(\sqrt{\psi_{s0} + V_{SS}})$  определяет концентрацию легирующей примеси. Зная толщину окисла и примерное значение  $N_A$  (с точностью до порядка для определения  $2\varphi_0$ ), из (6.18) можно рассчитать величину и профиль распределения легирующей примеси в подложке МДП-транзистора:

$$N_A = \frac{\varepsilon_{ox}^2 \varepsilon_0}{2q\varepsilon_s} \left( \frac{tg(\alpha)}{d_{ox}} \right)^2. \quad (6.38)$$

Эффективная глубина  $z$ , соответствующая данному легированию, равна:

$$z = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 (2\varphi_0 + V_{SS})}{qN_A}}. \quad (6.39)$$

Таким образом, из характеристик МДП-транзистора можно рассчитать большое количество параметров, характеризующих полупроводник, диэлектрик и границу раздела между ними.

## 6.11. Топологические реализации МДП-транзисторов

В зависимости от требуемых выходных параметров существуют различные технологические и топологические решения при приборной реализации МДП-транзисторов. В том случае, если требуется реализовать малые длины каналов, наиболее распространенными являются МДП-транзисторы, полученные методом двойной диффузии. Используя технологию двойной диффузии, на стандартном литографическом оборудовании удастся получить МДП-транзисторы с хорошо контролируемой длиной канала  $L \leq 0,5$  мкм.

Структура МДП-транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, приведена на рис. 6.15. Технологические особенности формирования такого транзистора следующие. В окно под область истока проводится диффузия примеси  $p$ -типа с низкой концентрацией. Затем в окна истока и стока проводится диффузия примеси  $n$ -типа с

высокой концентрацией. В результате получается МДП-прибор с субмикронной длиной канала, имеющей неравномерное распределение концентрации легирующей примеси по длине канала. Так же как и в стандартном технологическом процессе, можно получить МДП-транзисторы с обеднением и обогащением. Возможность получения на одном кристалле разного типа каналов позволяет строить высокоэффективные ключевые МДП интегральные схемы, используя в качестве активных элементов МДП-транзисторы с обогащением, а в качестве нагрузочных – с обеднением. Поскольку в МДП-транзисторах, изготовленных методом двойной диффузии, концентрация носителей в канале (концентрация легирующей акцепторной примеси) зависит от координаты, то вольт-амперные характеристики такого транзистора будут несколько отличаться от характеристик стандартного прибора [15, 66].

Для повышения плотности упаковки МДП-транзистора используют вертикально интегрированные структуры. В таких структурах области истока и стока располагаются друг над другом, а канал находится в вертикальной плоскости. Вертикально интегрированные структуры являются одним из направлений микроэлектроники по пути к «трехмерной» интеграции.

Основной разновидностью вертикально интегрированных МДП-транзисторов являются транзисторы с **V-канавками**, реализуемые на основе полипланарной технологии. В ее основе заложено вертикальное анизотропное травление кремния с ориентацией (110), что позволяет формировать в эпитаксиальном слое V-образные области. На рис. 6.16 приведена конструкция *n*-канального МДП-транзистора с V-образной канавкой. Роль истока и стока играют сильнолегированные  $n^+$ -области, а область канала находится между ними. V-МОП-технология позволяет реализовать компактную ячейку, содержащую V- МДП-транзистор, *n*-МДП-транзистор и нагрузочный резистор, изготовленной по технологии с поликремниевым затвором и оксидной изоляцией.

МДП-транзисторы с вертикальным каналом используются в выходных каскадах и источниках питания, поскольку их мощность рассеивания достигает сотен ватт и они обладают при этих условиях лучшими импульсными характеристиками по отношению к другим полупроводниковым приборам. В V-МДП-транзисторах могут сочетаться высокие рабочие напряжения (до 1000 вольт) и большие токи (десятки ампер).

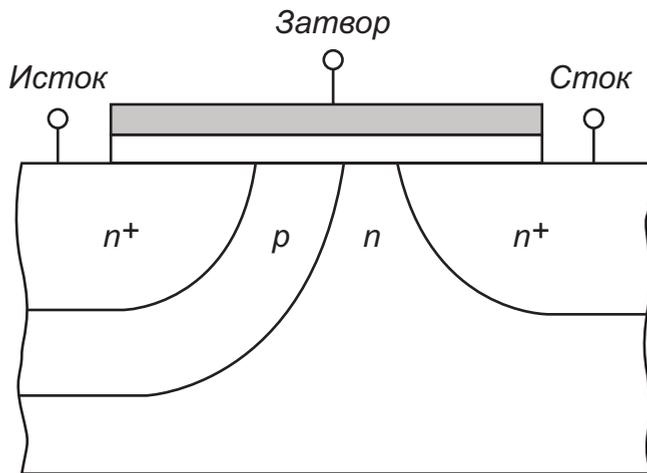


Рис. 6.15. Структура *n*-канального МДП-транзистора, изготовленного методом двойной диффузии

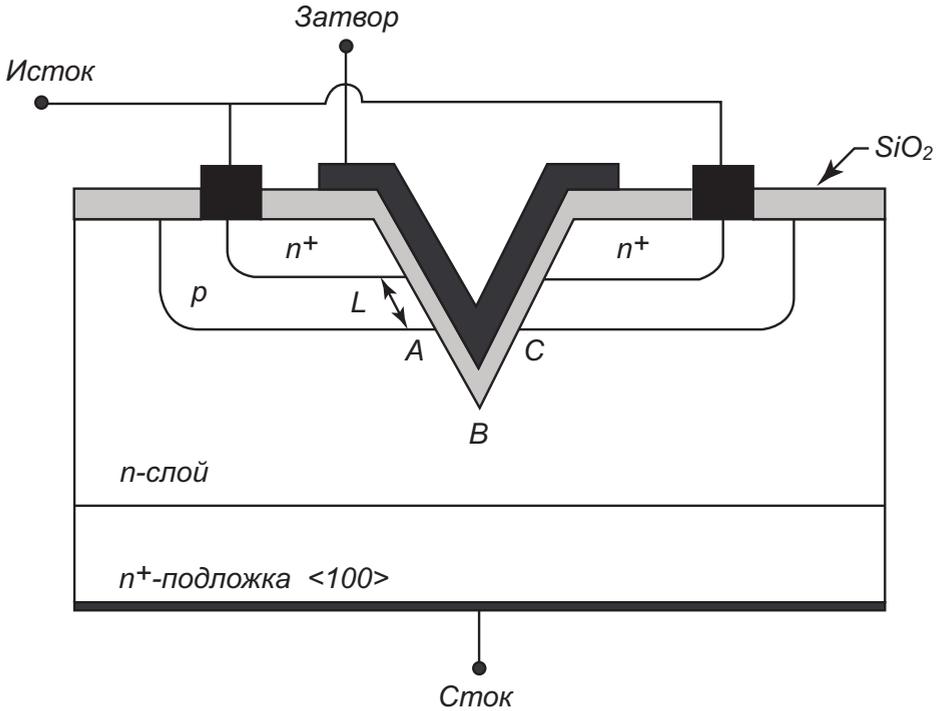


Рис. 6.16. Конструкция n-канального МДП-транзистора с V-образной канавкой

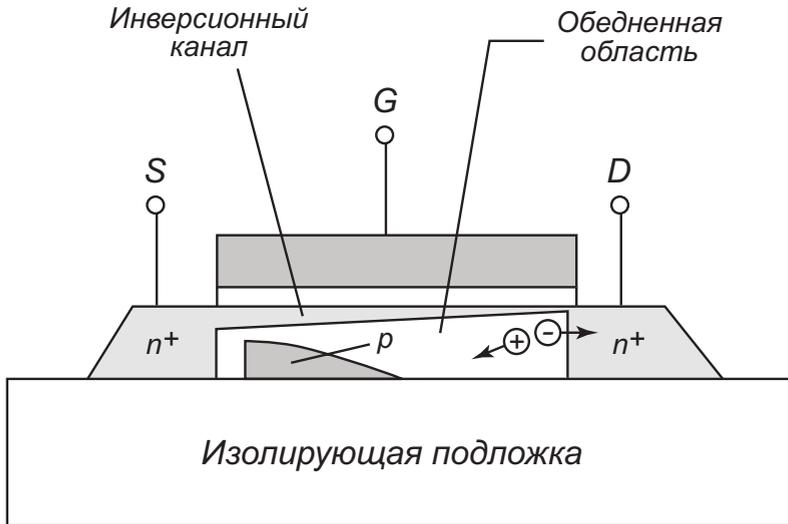


Рис. 6.17. Схема МДП-транзистора, изготовленного по технологии «кремний на сапфире»

Другим технологическим приемом, позволяющим реализовать трехмерную структуру интегральных схем, является КНИ-технология, или технология «кремний на изоляторе». Предтечей этой технологии являлась КНС-технология, или технология «кремний на сапфире». В этой технологии на сапфире эпитаксиально выращивались тонкие слои монокристаллического кремния, из которых методами планарной технологии формировались изолированные кремниевые «островки». В этих заготовках затем формировались обычные МДП-транзисторы. Особенностью КНС-технологии является отсутствие паразитных связей через подложку между отдельными МДП-транзисторами при объединении их на одном кристалле в интегральную схему. На рисунке 6.17 приведена схема МДП-транзистора по технологии «кремний на сапфире».

При развитии КНИ-технологии для трехмерных интегральных схем в качестве изолирующих слоев используют эпитаксиальные слои двуокиси кремния, а в качестве полупроводниковых слоев — слои поликристаллического кремния с последующей кристаллизацией.

## 6.12. Размерные эффекты в МДП-транзисторах

Если рассмотреть соотношения между геометрическими размерами МДП-транзистора и параметрами области пространственного заряда, то обращает на себя внимание тот факт, что в этих соотношениях отсутствует знак «много больше». Действительно, длина и ширина канала сравнимы с толщиной обедненной области и толщиной подзатворного диэлектрика, величина области отсечки — с длиной канала транзистора. Поэтому можно ожидать, что вольт-амперные характеристики такого МДП-транзистора и его основные параметры (подвижность  $\mu_n$  и пороговое напряжение  $V_T$ ) будут отличаться от соответствующих параметров и характеристик МДП-транзистора с большими размерами.

Для точного рассмотрения ВАХ МДП-транзистора с малыми размерами необходимо решить двухмерное уравнение Пуассона. Поверхностный потенциал  $\psi$  в этом решении будет зависеть не только от координаты  $y$  вдоль канала, но и от координаты  $z$  вглубь и координаты  $x$  поперек канала. Точное решение двух- и трехмерного уравнения Пуассона возможно только численными методами. Затем, используя для плотности тока выражение (6.1) и проводя численное интегрирование этого уравнения, получают вольт-амперные характеристики.

Однако некоторые эффекты, связанные с уменьшением размеров транзисторов, можно описать качественно на языке изменения порогового напряжения и подвижности. Рассмотрим, как изменяется пороговое напряжение  $V_T$  при изменении длины канала  $L$ .

На рис. 6.18 приведена схема МДП-транзистора с малой длиной канала (длина канала  $L$  сравнима с шириной обедненной области  $p$ - $n$ -перехода). Как видно из рис. 6.18, в этом случае часть заряда в обедненной области под затвором экранируется сильнолегированными областями истока и стока.

Этот эффект приводит к тому, что заряд на металлическом затворе, необходимый для создания обедненного слоя, уменьшается, следовательно, уменьшается и пороговое напряжение  $V_T$ . Как видно из геометрического рассмотрения, при аппроксимации формы заряда в обедненной области трапецией эффективный заряд в области обеднения будет равен:

$$Q_{B, \text{эф}} = \left\{ 1 - \left[ \left( 1 + \frac{2l}{x_j} \right) - 1 \right] \frac{x_j}{L} \right\} \cdot Q_B, \quad (6.40)$$

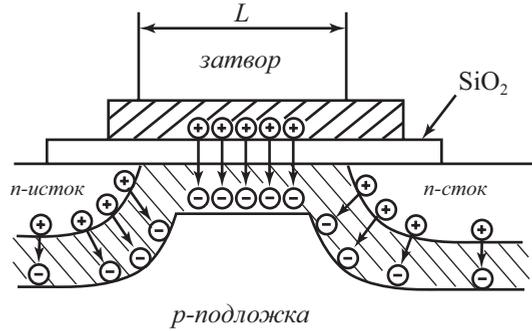


Рис. 6.18. Модель МОП ПТ, учитывающая эффект короткого канала

где  $l$ ,  $Q_B$  – ширина и заряд обедненной области, определенные ранее,  $x_j$  – глубина  $p$ - $n^+$ -перехода.

Для учета вклада «короткоканального» эффекта в пороговое напряжение МДП-транзистора выражение (6.40) необходимо подставить в базовое уравнение (6.8), используемое для расчета порогового напряжения  $V_T$ . В этом случае изменение порогового напряжения  $\Delta V_T$  будет равно [10]:

$$\Delta V_T = -\frac{q \cdot N_A \cdot W \cdot r_j}{C_{ox} \cdot L} \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{2 \cdot W}{r_j}} - 1 \right) \quad (6.41)$$

Уменьшение порогового напряжения согласно (6.8) будет возрастать с уменьшением длины канала  $L$ , уменьшением легирования  $N_A$  и увеличением напряжения смещения канал–подложка  $V_{SS}$  (в последних случаях увеличивается ширина области обеднения  $l$ ). На рис. 6.19 приведены экспериментальные и расчетные изменения величины порогового напряжения  $\Delta V_T$  за счет уменьшения длины канала.

При уменьшении ширины канала наблюдается противоположный эффект. На рис. 6.20 приведен поперечный разрез МДП-транзистора с узким каналом. В этом случае напряжение на затворе формирует тонкую обедненную область под толстым диэлектриком и толстый обедненный слой под тонким диэлектриком. В отличие от идеального случая в реальном случае граница обедненной области имеет форму, близкую

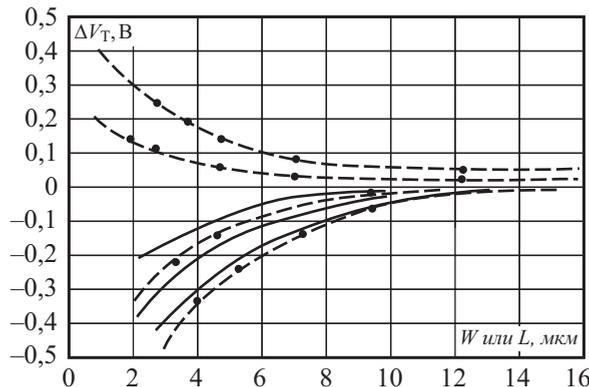


Рис. 6.19. Изменение порогового напряжения  $\Delta V_T$  как функция длины  $L$  и ширины  $W$  канала МОП ПТ

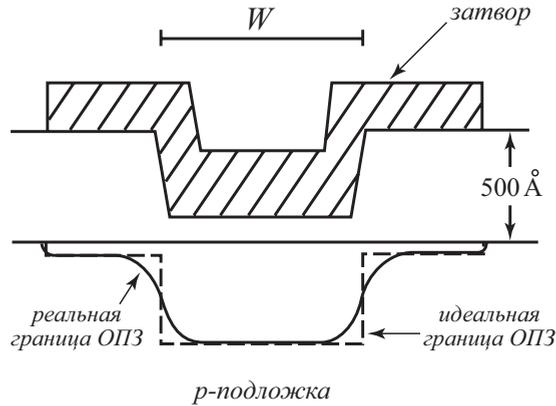


Рис. 6.20. Модель МОП ПТ, учитывающая эффект узкого канала

к параболической. При увеличении напряжения на затворе  $V_{GS}$  возрастают обедненная область под толстым окислом у МДП-транзистора с узким каналом, эффективный заряд  $Q_{B\text{эф}}$  в области обеднения и, следовательно, пороговое напряжение.

Влияние на пороговое напряжение краевого эффекта на боковой границе затвора обусловлено тем, что область обеднения выходит за боковой край затвора. Предполагая эту область цилиндрической, для полного заряда в области обеднения получаем:

$$Q_{B\text{эф}} = \left(1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{Z}\right) \cdot Q_B. \quad (6.42)$$

Изменение порогового напряжения  $\Delta V_T$  для случая узкого канала будет равно:

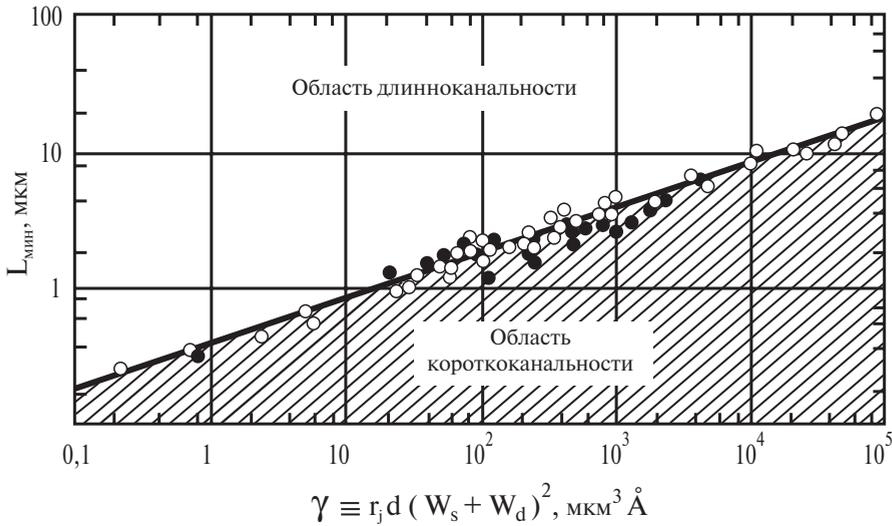
$$\Delta V_T = \frac{\sqrt{2 \cdot \epsilon_s \cdot \epsilon_0 \cdot q \cdot N_A \cdot 2 \cdot \phi_0}}{C_{ox}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{W}{Z}\right). \quad (6.43)$$

Чем больше соотношение толщин между толстым и тонким окислом, тем больше область перехода, и тем выше пороговое напряжение. Чем уже канал, тем больше изменения порогового напряжения. В пределе, когда ширина канала стремится к нулю, пороговое напряжение приближается к пороговому напряжению для структур с толстым окислом.

При одновременном уменьшении геометрических размеров обе ранее обсужденные тенденции работают в противоположных направлениях. Эффект, связанный с уменьшением ширины, — доминирующий, и обычно на практике наблюдается увеличение порогового напряжения при пропорциональном сокращении геометрических размеров.

Изменения порогового напряжения, а следовательно, и ВАХ зависят сложным образом от параметров МДП-транзистора: концентрации легирующей примеси, глубины  $p$ - $n$ -перехода, толщины подзатворного окисла. Критерий, разграничивающий длинно- и короткоканальный приборы, определяют, используя характерные свойства обычного длинноканального МДП-транзистора — обратную пропорциональную зависимость тока стока  $I_{DS}$  от длины канала  $L$  и **независимость подпорогового тока от напряжения на стоке** при значениях  $V_{DS} > 3kT/q$ . Результаты большого количества измерений обобщаются простым эмпирическим соотношением [10]:

$$L_{\min} = 0,4 \cdot \left[ r_j \cdot d_{ox} \cdot (W_S + W_D)^2 \right]^{1/3} = 0,4 \cdot \gamma^{1/3}. \quad (6.44)$$



**Рис. 6.21.** Зависимость минимальной длинноканальной длины  $L_{\min}$  от интегрального параметра  $\gamma$ . [10]

В соотношении 6.44  $L_{\min}$  – минимальная длина канала, при которой ВАХ МДП транзистора еще сохраняет длинноканальный характер, мкм;  $r_j$  – глубина  $p$ - $n$ -переходов, мкм;  $d_{\text{ок}}$  – толщина слоя окисла,  $\text{Å}$ ;  $W_s + W_D$  – суммарная толщина ОПЗ истока и стока для идеального  $p$ - $n$ -перехода. На рис. 6.21 приведено значение критерия короткоканальности в зависимости от интегрального параметра  $\gamma$ .

На величину подвижности носителей  $\mu_n$  в канале в основном влияет уменьшение длины канала. В этом случае возрастает величина тянущего электрического поля, происходят разогрев носителей и уменьшение подвижности  $\mu_n$ .

Величина подвижности  $\mu_n$  равна:

$$\mu_n = \mu_{n0} \left( 1 - \frac{\alpha}{L} \right), \quad (6.45)$$

где  $\mu_n$  – подвижность электронов в МДП-транзисторах с длинным каналом.

Множитель  $\alpha$ , определенный экспериментально, составил  $\alpha = 0,35$  мкм.

Вольт-амперные характеристики МДП-транзисторов с минимальными размерами удовлетворительно описывались основными соотношениями (6.10) и (6.12) с учетом поправок на пороговое напряжение и подвижность.

## 6.13. Подпороговые характеристики МДП-транзистора

При анализе характеристик полевых МДП-транзисторов в дрейфовом приближении, проведенном выше, не учитывалась диффузионная компонента тока. В связи с этим из соотношения (6.9) следовало, что при напряжении на затворе ниже порогового напряжения заряд неравновесных носителей в инверсионном канале  $Q_n$  был равен нулю и, соответственно, ток между стоком и истоком отсутствовал. В то же время известно, что для области слабой инверсии ( $V_G < V_T$ ,  $\psi_s < 2\phi_0$ ) заряд неравновесных носителей хотя

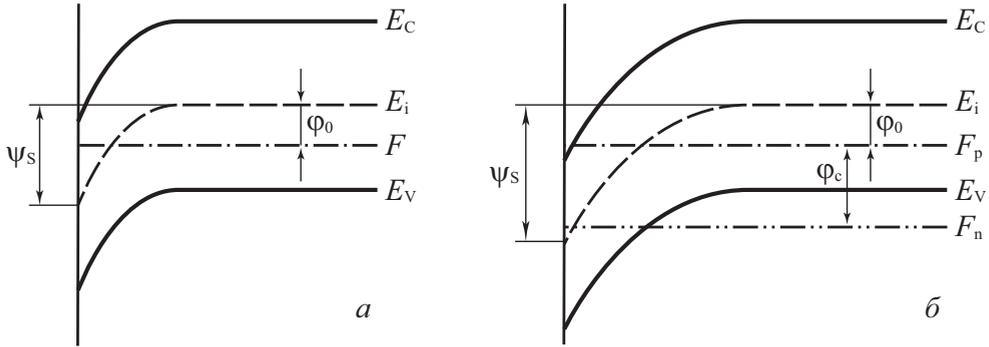


Рис. 6.22. Зонная диаграмма поверхности полупроводника  $p$ -типа: а) при равновесных условиях; б) при неравновесных условиях

и мал, но отличен от нуля. Следовательно, будет отличен от нуля и ток между истоком и стоком. Область характеристик полевого транзистора при напряжении на затворе меньше порогового напряжения получила название подпороговых характеристик. Для анализа подпороговых характеристик необходимо рассмотреть параметры области пространственного заряда полупроводника в неравновесных условиях с учетом дрейфовой и диффузионной компонент тока.

Рассмотрим область пространственного заряда (ОПЗ) полупроводника в неравновесных условиях, когда приложено напряжение между областями истока и стока и течет электрический ток. Исток будем считать соединенным с подложкой. В этом случае между каждой точкой инверсионного канала и квазинейтральным объемом, так же как для случая смещенного  $p$ - $n$ -перехода, будет расщепление квазиуровней Ферми для электронов  $F_n$  и дырок  $F_p$ , причем величина этого расщепления  $F_n - F_p = q \cdot V(y)$  зависит от координаты  $y$  вдоль инверсионного канала. Поскольку в квазинейтральном объеме квазиуровни Ферми для электронов и дырок совпадают, то величина отщепления квазиуровня Ферми электронов  $F_n$  на поверхности полупроводника по отношению к уровню Ферми в нейтральном объеме будет равна  $\varphi_c = V(y)$ .

На рис. 6.22, а, б приведены зонные диаграммы ОПЗ полупроводника соответственно в равновесных и неравновесных условиях, где указаны величины поверхностного потенциала  $\psi_s$  и квазиуровня Ферми  $\varphi_0$ .

Будем рассматривать полупроводник  $p$ -типа. Как следует из статистики заполнения электронами и дырками разрешенных зон, концентрация свободных носителей определяется расстоянием от квазиуровня Ферми до середины запрещенной зоны.

Имеем, как видно из зонных диаграмм,

$$\begin{aligned}
 p &= n_i \exp\left(-\frac{F_0 - E_i}{kT}\right) = n_i \exp(-\beta(\psi_s - \varphi_0)), \\
 n &= n_i \exp\left(\frac{F_n - E_i}{kT}\right) = n_i \exp(\beta(\psi_s - \varphi_0 - \varphi_c)).
 \end{aligned}
 \tag{6.46}$$

Легко проверить, что в (6.46) выполняется фундаментальное соотношение, касающееся произведения концентраций неравновесных носителей:

$$p \cdot n = n_i^2 \exp\left(\frac{F_0 - F_n}{kT}\right) = n_i \exp(\beta\varphi_c).
 \tag{6.47}$$

### 6.13.1. Учет диффузионного тока в канале

Запишем выражение для плотности тока в канале МДП-транзистора с учетом дрейфовой и диффузионной составляющих тока. Имеем:

$$j(x, y, z) = q\mu_n n(x, y)E_y + qD_n \frac{dn(x, y)}{dy}. \quad (6.48)$$

Величина тангенциальной составляющей электрического поля  $E_y$  согласно определению равна:

$$E_y = -\frac{d\psi_s}{dy}. \quad (6.49)$$

Градиент концентрации электронов  $\nabla n(x, y)$  вдоль инверсионного канала обусловлен наличием разности потенциалов между областями истока и стока и, как следует из соотношения (6.46), определяется градиентом квазиуровня Ферми  $\varphi_c$ . Из (6.46) имеем:

$$\frac{dn(x, y)}{dy} = \beta \left( \frac{d\psi_s}{dy} - \frac{d\varphi_c}{dy} \right). \quad (6.50)$$

Воспользуемся соотношением Эйнштейна, связывающим подвижность электронов  $\mu_n$  и коэффициент диффузии  $D_n$ :

$$\mu_n = \beta D_n. \quad (6.51)$$

Подставим соотношения (6.49) и (6.50) в выражение для плотности тока (6.48). Получаем:

$$j(x, y, z) = -q\mu_n n(x, y, z) \frac{d\varphi_c}{dy}. \quad (6.52)$$

Проведя интегрирование по глубине  $z$  и ширине  $x$  инверсионного канала транзистора аналогично рассмотренному в главе 6, приходим к выражению для тока канала  $I_{DS}$  в виде:

$$I_{DS} = -W\mu_n Q_n \frac{d\varphi_c}{dy}. \quad (6.53)$$

Как следует из соотношения (6.53), полный ток канала  $I_{DS}$  обусловлен градиентом квазиуровня Ферми вдоль инверсионного канала. Дрейфовая составляющая тока  $I_{др}$  будет равна:

$$I_{др} = -W\mu_n Q_n \frac{d\psi_s}{dy}. \quad (6.54)$$

Диффузионная составляющая тока  $I_{диф}$  будет равна:

$$I_{диф} = -W\mu_n Q_n \left( \frac{d\psi_s}{dy} - \frac{d\varphi_c}{dy} \right). \quad (6.55)$$

Если теперь из (6.53)–(6.55) выразим доли дрейфовой и диффузионной составляющих тока в полном токе канала МДП-транзистора, то получим соответственно:

$$\frac{I_{др}}{I_{DS}} = \frac{d\psi_s}{d\varphi_c}; \quad (6.56)$$

$$\frac{I_{диф}}{I_{DS}} = 1 - \frac{d\psi_s}{d\varphi_c}. \quad (6.57)$$

Таким образом, чтобы получить выражение для вольт-амперной характеристики МДП-транзистора с учетом дрейфовой и диффузионной составляющих, необходимо:

- а) найти для соотношения (6.53) зависимость заряда неравновесных электронов  $Q_n$  как функцию поверхностного потенциала  $\psi_s$  и квазиуровня Ферми  $\varphi_c$ , т.е.  $Q_n(\psi_s, \varphi_c)$ ;  
 б) найти связь между поверхностным потенциалом и квазиуровнем Ферми  $\psi_s = \psi_s(\varphi_c)$ ;  
 в) найти зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от напряжений на затворе  $V_{GS}$  и стоке  $V_{DS}$ .

### 6.13.2. Неравновесное уравнение Пуассона

Запишем уравнение Пуассона для ОПЗ полупроводника  $p$ -типа, находящегося в неравновесных условиях, в виде:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{q(N_D^+ - N_A^- + p - n)}{\varepsilon_s \varepsilon_0}. \quad (6.58)$$

Здесь  $n$  и  $p$  – неравновесные концентрации электронов и дырок, описываемые соотношением (6.42),  $N_D^+$  и  $N_A^-$  – концентрации ионизованных доноров и акцепторов. Подставляя (6.46) в (6.58) и учитывая, что в квазинейтральном объеме

$$N_D^+ - N_A^- = n_{p0} - p_{p0}, \quad (6.59)$$

получаем аналогично по сравнению с равновесным случаем:

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{qp_{p0}}{\varepsilon_s \varepsilon_0} \left[ e^{-\beta\psi} - 1 - e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta(\psi - \phi_c)} - 1) \right]. \quad (6.60)$$

Проводя интегрирование уравнения (6.60), получаем первый интеграл неравновесного уравнения Пуассона в виде:

$$-\frac{d\psi}{dz} = E = \pm \frac{kT}{q} \frac{1}{L_D} \left[ e^{-\beta\psi} + \beta\psi - 1 + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta(\psi - \phi_c)} - \beta\psi - e^{-\beta\phi_c}) \right]^{1/2}. \quad (6.61)$$

Обозначим  $F(\psi, \phi_0, \phi_c)$  величину, равную

$$F(\psi, \phi_0, \phi_c) = \left[ e^{-\beta\psi} + \beta\psi - 1 + e^{-2\beta\phi_0} (e^{\beta(\psi - \phi_c)} - \beta\psi - e^{-\beta\phi_c}) \right]^{1/2}. \quad (6.62)$$

Знак электрического поля  $E$  выбирается так же, как и в равновесном случае. Если  $\psi_s > 0$ , то  $E$  положительно, если  $\psi_s < 0$ , поле  $E$  отрицательно.

Согласно теореме Гаусса величину электрического поля на поверхности  $E_s$  однозначно определяет заряд  $Q_{sc}$  в ОПЗ:

$$Q_{sc} = \varepsilon_s \varepsilon_0 E_s = \frac{\sqrt{2} \varepsilon_s \varepsilon_0 kT}{q L_D} F(\psi_s, \phi_0, \phi_c), \quad (6.63)$$

где  $L_D$  – дебаевская длина экранирования, определяемая соотношением:

$$L_D = \left[ \frac{kT \varepsilon_s \varepsilon_0}{qp_{p0}} \right]^{1/2}. \quad (6.64)$$

Для области инверсии, в которой работает МДП-транзистор, выражение для заряда  $Q_{sc}$  значительно упрощается. Действительно, поскольку величина  $\psi_s$  положительна и велика, из (6.62) и (6.63) следует, что заряд  $Q_{sc}$  равен:

$$Q_{sc} = (2q \varepsilon_s \varepsilon_0 p_{p0})^{1/2} \left[ \psi_s + \frac{kT}{q} \exp(\beta(\psi_s - \phi_c - 2\phi_0)) - 1 \right]^{1/2}. \quad (6.65)$$

Заряд электронов  $Q_n$  в канале определяется разностью между полным зарядом  $Q_{sc}$  и зарядом ионизированных акцепторов  $Q_B$ :

$$Q_n = Q_{sc} - Q_B. \quad (6.66)$$

Для области слабой инверсии пока  $\psi_s < 2\phi_0 + \phi_c$  ионизованных акцепторов

$$Q_B = \left[ 2q\epsilon_s\epsilon_0 N_A \left( 2\psi_s - \frac{kT}{q} \right) \right]^{1/2}. \quad (6.67)$$

Для области сильной инверсии, когда  $\psi_s > 2\phi_0 + \phi_c$ , заряд ионизованных акцепторов не зависит от поверхностного потенциала  $\psi_s$ . Его величина равна:

$$Q_B = \left[ 2q\epsilon_s\epsilon_0 N_A \left( 2\phi_0 + \phi_c - \frac{kT}{q} \right) \right]^{1/2}. \quad (6.68)$$

Здесь и далее мы приняли для простоты, что концентрация основных носителей дырок  $p_{p0}$  в квазинейтральном объеме равна концентрации легирующей акцепторной примеси  $N_A$ . Выражения для заряда свободных носителей  $Q_n$  в канале получаем из (6.65)–(6.68).

Для области слабой инверсии

$$Q_n = C_B \frac{kT}{q} \exp(\beta(\psi_s - 2\phi_0 - \phi_c)). \quad (6.69)$$

Для области сильной инверсии  $\beta(\psi_s - \phi_0 - \phi_c) > 7$

$$Q_n = [2\epsilon_s\epsilon_0 kT N_A]^{1/2} \exp\left(\frac{\beta(\psi_s - 2\phi_0 - \phi_c)}{2}\right). \quad (6.70)$$

В начале области сильной инверсии, когда  $\beta(\psi_s - 2\phi_0 - \phi_c) < 7$ , для выражения заряда электронов  $Q_n$  в канале необходимо пользоваться соотношением (6.66), подставляя в него значения  $Q_{sc}$  из (6.65), а значения  $Q_B$  – из уравнения (6.68).

Таким образом, решение неравновесного уравнения Пуассона даст выражения (6.69), (6.70), описывающие зависимость заряда электронов  $Q_n$  в инверсионном канале МДП-транзистора от поверхностного потенциала и квазиуровня Ферми.

### 6.13.3. Уравнение электронейтральности в неравновесных условиях

Как уже отмечалось в разделе 6, для получения в явном виде вольт-амперной характеристики транзистора необходимо найти связь между поверхностным потенциалом  $\psi_s$  и квазиуровнем Ферми  $\phi_c$ . Рассмотрим для этого уравнение электронейтральности:

$$V_{GS} = \psi_s + \phi_{ms} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{qN_{ss}}{C_{ox}}(\psi_s - \phi_c) + \frac{Q_{sc}}{C_{ox}}. \quad (6.71)$$

Заряд в ОПЗ состоит из заряда свободных электронов  $Q_n$  в канале и заряда ионизованных акцепторов  $Q_B$ , как показано в (6.62). Разложим заряд  $Q_B$  по степеням  $\psi_s$  вблизи порогового значения поверхностного потенциала  $\psi_s = 2\phi_0$ .

Имеем:

$$Q_B = Q_B^* + \frac{\partial Q_B}{\partial \psi_s}(\psi_s - 2\phi_0), \quad (6.72)$$

$$\frac{\partial Q_B}{\partial \psi_s} = C_B^* = \left[ \frac{q \varepsilon_s \varepsilon_0 N_A}{2 \left( 2\varphi_0 - \frac{kT}{q} \right)} \right]^{1/2}. \quad (6.73)$$

Величина  $C_B^*$  — емкость обедненной области при пороговом значении поверхностного потенциала  $\psi_s$ ,  $2\varphi_0$ .

С учетом (6.72) и (6.73) соотношение (6.71) примет вид:

$$V_{GS} = \psi_s + \varphi_{ms} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} (\psi_s - \varphi_c) + \frac{Q_B}{C_{ox}} - \frac{C_B^*}{C_{ox}} (\psi_s - 2\varphi_0) + \frac{Q_n}{C_{ox}}. \quad (6.74)$$

Назовем пороговым напряжением  $V_T$  напряжение на затворе МДП-транзистора  $V_{GS}$  в равновесных условиях ( $\varphi_c = 0$ ), соответствующее пороговому потенциалу  $\psi_s = 2\varphi_0$ :

$$V_T \equiv V_{GS}(\varphi_c = 0, \psi_s = 2\varphi_0). \quad (6.75)$$

Из (6.70) и (6.71) следует, что

$$V_T = 2\varphi_0 + \varphi_{ms} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} 2\varphi_0 + \frac{C_B}{C_{ox}} \frac{kT}{q} + \frac{Q_B^*}{C_{ox}}. \quad (6.76)$$

С учетом значений для порогового напряжения соотношения (6.76) уравнение электронейтральности примет вид:

$$V_{GS} = V_T + n\Delta\psi_s + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \varphi_c - \frac{C_B^*}{C_{ox}} \frac{nT}{q} + \frac{Q_n}{C_{ox}}, \quad (6.77)$$

где  $n$  и  $\Delta\psi_s$  будут равны:

$$n = 1 + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} - \frac{C_B^*}{C_{ox}}; \quad \Delta\psi_s = \psi_s - 2\varphi_0. \quad (6.78)$$

Множитель  $n$  — число, характеризующее отношение емкости поверхностных состояний  $C_{ss} = qN_{ss}$  и емкости обедненной области  $C_B$  к емкости подзатворного диэлектрика  $C_{ox}$ . Значения  $n$  могут лежать для реальных МДП-структур в диапазоне 1÷5. Величина  $\Delta\psi_s$  характеризует отклонение в данной точке поверхностного потенциала от порогового значения. Слагаемое  $\frac{C_B}{C_{ox}} \frac{kT}{q}$  в уравнении (6.77) соответствует заряду свободных

электронов  $Q_n$  при пороговом значении поверхностного потенциала и обычно мало по сравнению с остальными слагаемыми, входящими в правую часть уравнения (6.77).

Для области слабой инверсии заряд свободных электронов мал и последним слагаемым в (6.77) можно пренебречь. Поскольку напряжение на затворе  $V_{GS}$  и пороговое напряжение  $V_T$  — постоянные величины, то из (6.77) следует, что для области слабой инверсии в каждой точке инверсионного канала величина

$$n\Delta\psi_s + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \varphi_c = const \quad (6.79)$$

должна оставаться постоянной. Постоянную величину найдем из условия, что вблизи истока  $\varphi_c = 0$  и, следовательно,

$$n\Delta\psi_s + \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} \varphi_c = n(\psi_{s0} - 2\varphi_0). \quad (6.80)$$

Отсюда следует, что в предпороговой области зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от квазиуровня Ферми  $\varphi_c$  будет определяться следующим выражением:

$$\psi_s = \psi_{s0} + \left(1 - \frac{m}{n}\right) \varphi_c, \quad (6.81)$$

здесь  $\psi_{s0}$  – значение поверхностного потенциала в точке канала, где  $\varphi_c = 0$ .

Величина  $m$  равна:

$$m = 1 + \frac{C_B^*}{C_{ox}}. \quad (6.82)$$

Таким образом, в МДП-транзисторе в области слабой инверсии при отсутствии захвата на поверхностные состояния ( $N_{ss} = 0$ ;  $m = n$ ) поверхностный потенциал  $\psi_s$  не зависит от квазиуровня Ферми  $\varphi_c$  и, следовательно, постоянен вдоль инверсионного канала. Этот важный вывод обуславливает целый ряд особенностей в характеристиках МДП-транзистора в области слабой инверсии.

Для области сильной инверсии при  $\beta(\psi_s - 2\varphi_0 - \varphi_c) > 7$  в уравнении (6.77) в правой части доминирует слагаемое, связанное со свободными носителями заряда  $Q_w$ . Поэтому необходимо, чтобы вдоль канала в каждой точке величина заряда электронов  $Q_n$  оставалась постоянной. Поскольку в этой области для  $Q_n$  справедливо выражение (6.70), получаем:

$$\psi_s - 2\varphi_0 - \varphi_c = const = \psi_{s0} - 2\varphi_0. \quad (6.83)$$

Следовательно, в области сильной инверсии

$$\psi_s = \psi_{s0} + \varphi_c. \quad (6.84)$$

На рис. 6.23 в качестве примера приведен расчет функциональной связи между  $\psi_s$  и  $\varphi_c$  по уравнению (6.77), выполненный численным методом. Параметры для расчета указаны в подписи к рисунку.

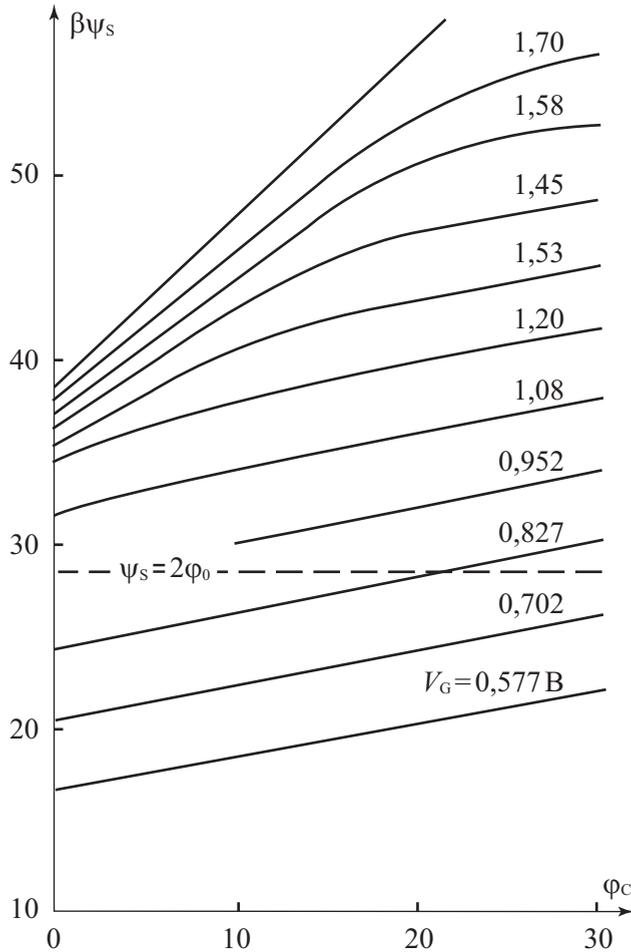
Зная связь между поверхностным потенциалом  $\psi_s$  и величиной квазиуровня Ферми  $\varphi_c$ , можно получить соотношение между дрейфовой и диффузионной составляющими тока в произвольной точке канала. Действительно, из (6.56), (6.57) и (6.81) следует, что для области слабой инверсии

$$\frac{I_{диф}}{I_{DS}} = \frac{m}{n}; \quad \frac{I_{др}}{I_{DS}} = 1 - \frac{m}{n}. \quad (6.85)$$

В области слабой инверсии при отсутствии захвата ( $N_{ss} = 0$ ,  $m = n$ ) весь ток канала диффузионный. При наличии захвата на поверхностные состояния появляется дрейфовая составляющая. Физически она обусловлена появлением продольного электрического поля за счет различия в заполнении поверхностных состояний вдоль канала. При заполнении поверхностных состояний основными носителями тока инверсионного канала дрейфовый и диффузионный ток имеют одно и то же направление. При условии постоянства плотности поверхностных состояний  $N_{ss}(\psi_s)$  в запрещенной зоне полупроводника соотношение между диффузионной и дрейфовой составляющими в области слабой инверсии сохраняется.

Для области сильной инверсии из (6.56), (6.57) и (6.84) следует, что диффузионный ток равен нулю и весь ток канала дрейфовый:

$$\frac{I_{диф}}{I_{DS}} = 0; \quad \frac{I_{др}}{I_{DS}} = 1. \quad (6.86)$$



**Рис. 6.23.** Зависимость поверхностного потенциала  $\psi_s$  от величины квазиуровня Ферми  $\phi_c$  в канале МОП ПТ при различных напряжениях затвора  $V_G$ , В:  $V_T = 0,95$  В;  $N_{ss} = 10^{12}$  см<sup>-2</sup>эВ<sup>-1</sup>;  $N_A = 10^{16}$  см<sup>-3</sup>;  $d_{ox} = 50$  Å. Пунктирная линия соответствует условию:  $\psi_s = 2\phi_0$

В области перехода от слабой к сильной инверсии доля дрейфовой составляющей в полном токе канала возрастает от значения, определяемого соотношением (6.85), до единицы.

#### 6.13.4. Вольт-амперная характеристика МДП-транзистора в области сильной и слабой инверсии

После того как из решения уравнения Пуассона получена зависимость заряда свободных носителей  $Q_n(\psi_s, \phi_c)$  как функция поверхностного потенциала и квазиуровня Ферми, а из уравнения непрерывности — связь между поверхностным потенциалом и квазиуровнем Ферми, можно вернуться к выражению для тока канала (6.53) и получить в явном виде вольт-амперную характеристику МДП-транзистора.

В области сильной инверсии из (6.53), (6.71) и (6.81) следует, что

$$\int_0^L I_{DS} dy = -W \mu_n Q_n(\psi_{s0}) \int_0^{V_{DS}} d\varphi_c . \quad (6.87)$$

После интегрирования и учета того, что для области сильной инверсии в уравнении непрерывности (6.77) в правой части доминирует последний член, получаем:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_G - V_T) V_{DS} . \quad (6.88)$$

Отметим, что для области сильной инверсии, т.е. в приближении плавного канала, ВАХ МДП-транзистора в виде (6.88) совпадает с ВАХ, полученной нами ранее в простейшем случае в виде (6.10).

В области слабой инверсии из (6.54), (6.77) и (6.81) следует, что

$$\int_0^L I_{DS} dy = -W \mu_n C_B \frac{kT}{q} \exp(\beta(\psi_{s0} - 2\varphi_0)) \int_0^{V_{DS}} \exp(\beta \frac{m}{n} \varphi_c) d\varphi_c . \quad (6.89)$$

После интегрирования (6.89) и учета того, что уравнение непрерывности (6.70) дает для этого случая

$$V_{GS} - V = n(\psi_{s0} - 2\varphi_0) , \quad (6.90)$$

получаем:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_n C_B \frac{n}{m} \left( \frac{kT}{q} \right)^2 \exp\left( \frac{\beta(V_{GS} - V_T)}{n} \right) \cdot \left( 1 - \exp(\beta \frac{m}{n} V_{DS}) \right) . \quad (6.91)$$

Соотношение (6.91) представляет собой вольт-амперную характеристику МДП-транзистора для области слабой инверсии. На рис. 6.11, 6.12 приведены проходные и переходные характеристики транзистора в этой области. Обращает на себя внимание тот факт, что в области слабой инверсии зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_{GS}$  — экспоненциальная функция, причем экспоненциальный закон сохраняется на много порядков. Ток стока не зависит практически от напряжения на стоке, выходя на насыщение при напряжениях исток–сток  $V_{DS}$  порядка долей вольта. Напомним, что при слабом захвате ( $N_{ss} \rightarrow 0$ ) ток канала имеет диффузионный характер. Для случая, когда МДП-транзистор работает при напряжениях на затворе  $V_{GS}$  больше порогового напряжения  $V_T$  и напряжениях на стоке  $V_{DS}$  больше напряжения отсечки  $V_{DS}^*$ , т.е. в области насыщения тока стока, ситуация усложняется. Точка отсечки соответствует переходу от области сильной к области слабой инверсии. Слева к истоку от точки отсечки канал находится в области сильной инверсии, ток в канале дрейфовый, заряд свободных электронов постоянен вдоль канала. Справа к стоку от точки отсечки область канала находится в слабой инверсии, ток в канале диффузионный, заряд свободных электронов линейно изменяется вдоль инверсионного канала. На рис. 6.10 видно, что область перехода от сильной к слабой инверсии на зависимости  $\psi_s = \varphi_c$  выражается перегибом, что соответствует изменению соотношения между дрейфовой и диффузионной составляющими тока канала. Таким образом, в области отсечки ток в канале вблизи истока в основном дрейфовый, при приближении к стоку в области отсечки резко возрастет диффузионная составляющая, которая при нулевом захвате равна у стока полному току канала.

Предыдущий анализ позволяет получить распределение вдоль инверсионного канала квазиуровня Ферми  $\varphi_c$ , его градиента  $\frac{d\varphi_c}{dy}$  и заряда свободных носителей  $Q_n(y)$ . За

основу возьмем выражение для полного тока в канале в виде (6.54). Будем считать, что подвижность  $\mu_n$  не меняется вдоль инверсионного канала. Из условия непрерывности тока следует, что произведение

$$Q_n(\psi_s, \varphi_c) \frac{d\varphi_c}{dy} = const \quad (6.92)$$

должно оставаться величиной, постоянной вдоль инверсионного канала. Заметим, что при больших величинах напряжения исток–сток  $V_{DS}$  допущение о постоянстве подвижности  $\mu_n = const$  может не выполняться. Физически зависимость подвижности  $\mu_n$  от положения вдоль канала может быть обусловлена ее зависимостью от концентрации свободных носителей. Поэтому в дальнейшем будем считать напряжение исток–сток  $V_{DS}$  малым, когда  $\mu_n = const$ .

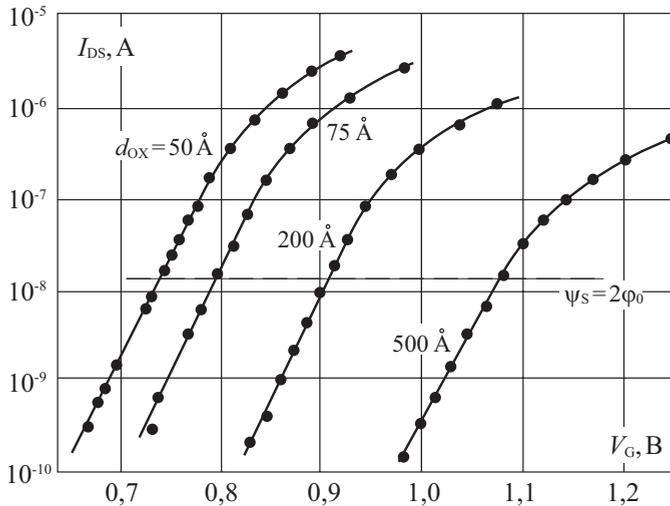


Рис. 6.24. Зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_G$  в предпороговой области для МДП-транзисторов с разной толщиной подзатворного диэлектрика. Стрелками на кривых показаны области перехода от экспоненциальной к более плавной зависимости тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе. Напряжение исток–сток  $V_{DS} = 0,025$  В

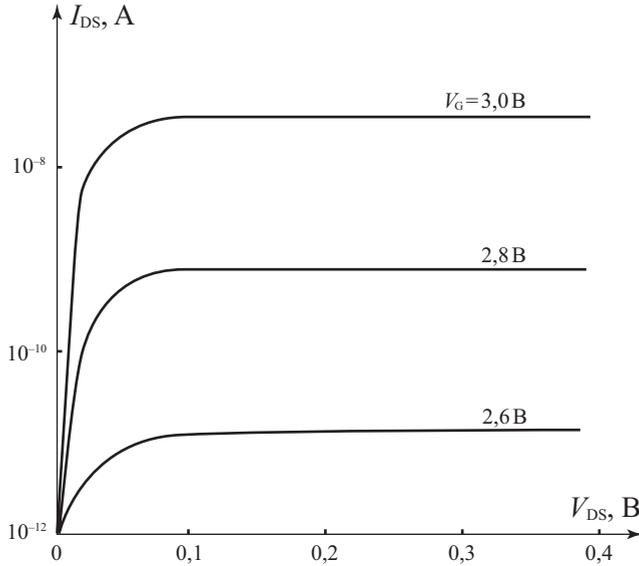
Для области слабой и сильной инверсий соотношения (6.69), (6.81), (6.70), (6.84) дают соответственно:

$$Q_n = Q_{n0} e^{\frac{m}{n} \varphi_c}; \quad (6.93)$$

$$Q_n = Q_{n0}, \quad (6.94)$$

где  $Q_{n0}$  – заряд электронов в канале при  $\varphi_c = 0$  (или вблизи истока, или при равновесных условиях).

Проведем интегрирование уравнения (6.92) с учетом (6.93) и (6.94) и с граничными условиями:



**Рис. 6.25.** Зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на стоке  $V_{DS}$  в области слабой инверсии при различных предпороговых значениях напряжения на затворе  $V_G$ .  $V_T = 2,95$  В

$$y = 0, \quad y = L, \quad \phi_c = V_{DS}, \quad \phi_c = 0. \quad (6.95)$$

Предполагается, что длина канала  $L$  много больше области изменения легирующей концентрации вблизи стока и истока.

Получаем выражения для распределения квазиуровня Ферми вдоль канала в области слабой инверсии:

$$\phi_c = \frac{kT}{q} \frac{n}{m} \ln \left[ 1 - \frac{y}{L} \left( 1 - e^{-\beta \frac{m}{n} V_{DS}} \right) \right]. \quad (6.96)$$

Для градиента квазиуровня получаем после дифференцирования (6.96):

$$\frac{d\phi_c}{dy} = \frac{kT}{q} \frac{n}{m} \frac{1}{L} \left[ 1 - \frac{y}{L} \left( 1 - e^{-\beta \frac{m}{n} V_{DS}} \right) \right]^{-1} \left( 1 - e^{-\beta \frac{m}{n} V_{DS}} \right). \quad (6.97)$$

Поскольку вдоль инверсионного канала произведение (6.92) остается постоянным, то, следовательно, заряд свободных электронов  $Q_n$  линейно спадает вдоль канала, как вытекает из (6.97):

$$Q_n = Q_{n0} \left[ 1 - \frac{y}{L} \left( 1 - e^{-\beta \frac{m}{n} V_{DS}} \right) \right]. \quad (6.98)$$

На рис. 6.26, а, б приведены величины квазиуровня и его градиента  $\frac{\partial \phi_c}{\partial y}$  как функция координаты вдоль канала  $y$  в области слабой инверсии.

Для области сильной инверсии (6.92) с учетом (6.94) и (6.96) дает:

$$\phi_c = \frac{y}{L} V_{DS}; \quad \frac{d\phi_c}{dy} = \frac{V_{DS}}{L}; \quad Q_n = const. \quad (6.99)$$

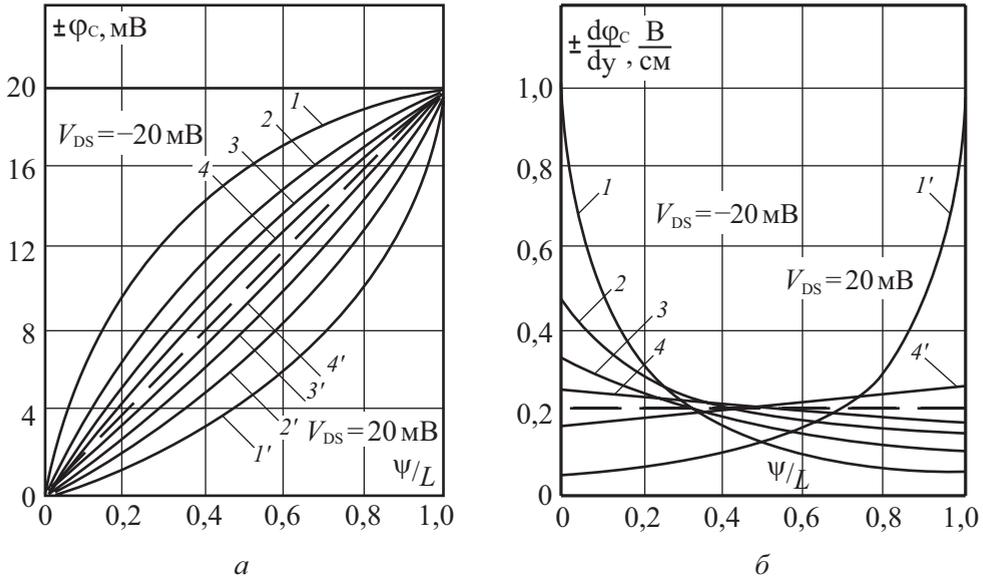


Рис. 6.26. Распределение потенциала вдоль инверсионного канала: а) распределение квазиуровня Ферми  $\phi_c$ ; б) распределение градиента квазиуровня Ферми  $\frac{\partial \phi_c}{\partial y}$  вдоль инверсионного канала: 1, 1' –  $m/n=1$ ; 2, 2' –  $m/n=0,5$ ;  $T=80$  К, 3, 3' –  $m/n=1$ ; 4, 4' –  $m/n=0,5$ ;  $T=290$  К. Пунктирная линия соответствует линейному распределению квазиуровня Ферми  $\phi_c$  вдоль канала

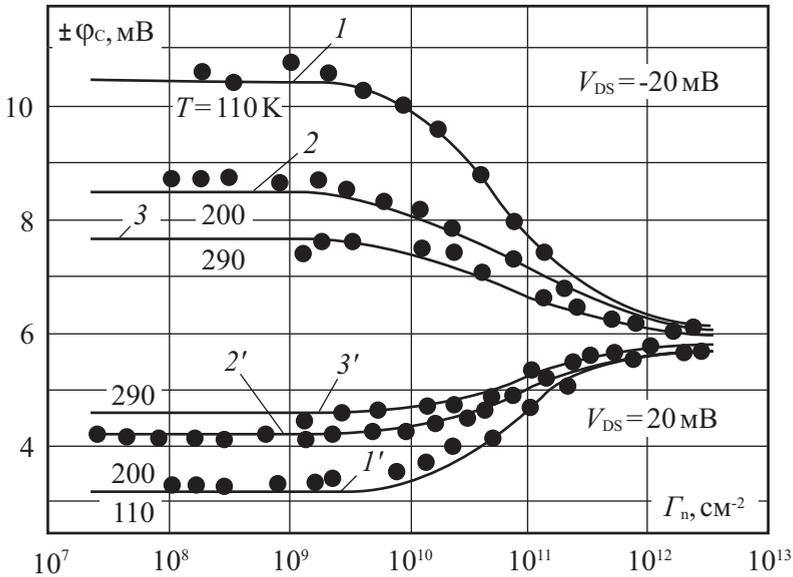


Рис. 6.27. Зависимость квазиуровня Ферми  $\phi_c$  в точке канала  $y/L=0,3$  в зависимости от избытка электронов  $\Gamma_n$  при равных температурах  $T$  и напряжениях  $V_{DS}$ . Точки – эксперимент, сплошная линия – расчет

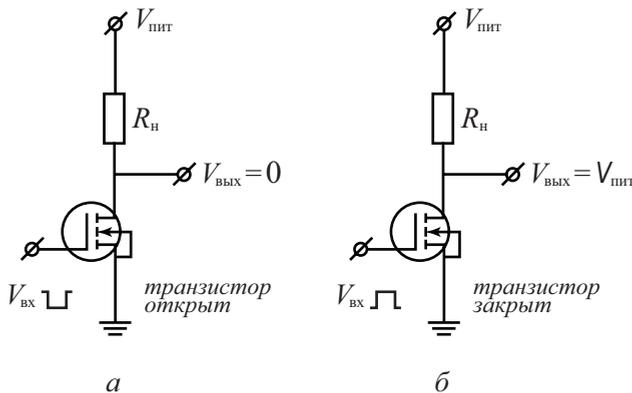
Следовательно, в области сильной инверсии квазиуровень Ферми  $\varphi_c$  линейно меняется вдоль канала, заряд электронов постоянен в каждой точке канала. Отметим, что соотношения (6.70), (6.84), являющиеся основой (6.94), справедливы в области сильной инверсии, когда  $\beta(\psi_s - 2\varphi_0 - \varphi_c) > 7$ . Численный расчет уравнения (6.92) для всего реально изменяющегося диапазона поверхностных избытков  $\Gamma_n$  приведен на рисунке 6.27. Из рис. 6.27 следует, что в области избытков  $\Gamma_n \ll 10^9 \text{ см}^{-2}$  справедливы соотношения (6.99)–(6.98), а в области  $\Gamma_n > 10^{12} \text{ см}^{-2}$  – соотношения (6.99). В промежуточной области необходим численный расчет.

## 6.14. Ячейка памяти на основе МДП-транзистора

МДП транзистор как прибор, управляемый напряжением и не потребляющий мощности на управление в статическом режиме, идеально подходит для организации элементарной ячейки памяти. Рассмотрим  $RC$ -цепочку, состоящую из последовательно соединенных нагрузочного сопротивления  $R_H \approx 1 \text{ МОм}$  и полевого транзистора с изолированным затвором, приведенную на рис. 6.28, а, б. Если в такой схеме МДП-транзистор открыт, сопротивление его канала составляет десятки или сотни ом, все напряжение питания падает на нагрузочном сопротивлении  $R_H$  и выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  близко к нулю.

Если МДП-транзистор при таком соединении закрыт, сопротивление между областями истока и стока велико (сопротивление  $p$ - $n$ -перехода при обратном включении), все напряжение питания падает на транзисторе и выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  близко к напряжению питания  $U_{\text{пит}}$ . Как видно из приведенного примера, на основе системы резистор – МДП-транзистор легко реализуется элементарная логическая ячейка с двумя значениями: ноль и единица. Реализовать такую схему можно несколькими вариантами. В одном из них выбирается МДП-транзистор со встроенным каналом и при напряжении на затворе, равном нулю, реализуется случай, соответствующий приведенному на рис. 6.28, а.

После подачи на затвор напряжения  $V_G$  транзистор закрывается и реализуется условие, показанное на рис. 6.28, б. В другом варианте выбирается МДП-транзистор с индуцированным каналом и при напряжении на затворе  $V_G$ , равном нулю, транзистор закрыт и реализуется случай, приведенный на рис. 6.28, б. При подаче на затвор обе-



**Рис. 6.28.** Схема, поясняющая работу  $n$ -канального МДП-транзистора в качестве элемента запоминающего устройства: а) открытое состояние; б) закрытое состояние

дняющего напряжения транзистор открывается и реализуется случай, соответствующий приведенному на рис. 6.28, а.

Одним из недостатков приведенной элементарной ячейки информации является необходимость подведения на все время хранения информации напряжения к затворному электроду. При отключении напряжения питания записанная информация теряется. Этого недостатка можно было бы избежать, если в качестве МДП-транзистора использовать такой транзистор, у которого регулируемым образом можно было бы менять пороговое напряжение  $V_T$ . Тогда при положительном пороговом напряжении  $V_T > 0$  ( $n$ -канальный транзистор) МДП-транзистор закрыт и реализуется случай, соответствующий приведенному на рис. 6.28, б. При отрицательном пороговом напряжении  $V_T < 0$  МДП-транзистор открыт и реализуется случай, соответствующий приведенному на рисунке 6.28, а.

### 6.15. Типы МДП-транзисторов для репрограммируемых элементов памяти

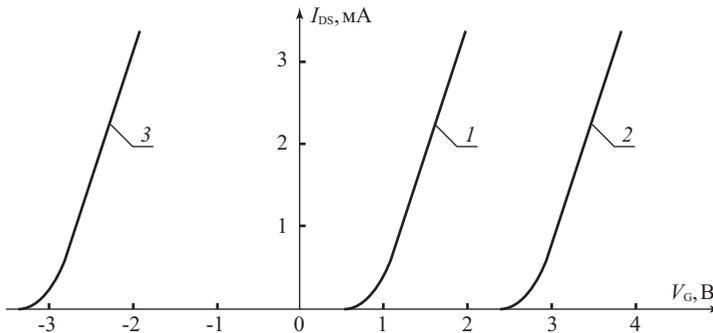
Величина порогового напряжения МДП транзистора  $V_T$  определяется уравнением:

$$V_T = 2\varphi_0 + \varphi_{ms} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{qN_{ss}}{C_{ox}} 2\varphi_0 + \frac{C_B}{C_{ox}} \frac{kT}{q} + \frac{Q_B^*}{C_{ox}}$$

Как видно из этого уравнения, для изменения величины порогового напряжения  $V_T$  необходимо:

- а) изменить легирование подложки  $N_A$  (для изменения объемного положения уровня Ферми  $\varphi_0$ , разности работ выхода  $\varphi_{ms}$ , заряда акцепторов в области обеднения  $Q_B$ );
- б) изменить плотность поверхностных состояний  $N_{ss}$ ;
- в) изменить встроенный в диэлектрик заряд  $Q_{ox}$ ;
- г) изменить напряжение смещения канал–подложка  $V_{SS}$  (для изменения заряда акцепторов  $Q_B$  в слое обеднения).

Поскольку информацию в ячейку необходимо перезаписывать многократно, случаи (а) и (б) для этого оказываются непригодными. Случай (г) не подходит вследствие того, что при отключении напряжения информация не сохраняется. Остается только случай (в).



**Рис. 6.29.** Изменение ВАХ  $n$ -канального МДП-транзистора в режиме плавного канала при перезаписи информационного заряда в подзатворном диэлектрике: 1 — исходная ВАХ,  $V_T = 0,6$  В. Заряд в диэлектрике отсутствует; 2 — состояние «закрыто»,  $V_T = 2,6$  В. В диэлектрик записан отрицательный заряд; 3 — состояние «открыто»,  $V_T = -3,2$  В. В диэлектрик записан положительный заряд

Таким образом, для реализации энергонезависимого репрограммируемого полупроводникового запоминающего устройства (РПЗУ) необходим МДП-транзистор, в котором обратимым образом было бы возможно изменять пороговое напряжение  $V_T$  за счет изменения встроенного в диэлектрик заряда  $Q_{ox}$ .

На рис. 6.29 показано изменение вольт-амперной характеристики  $n$ -канального МДП-транзистора при перезаписи объемного заряда в подзатворном диэлектрике. Состояние 1 соответствует исходному, состояние 2 соответствует закрытому состоянию транзистора при отсутствии питания ( $V_G = 0$ ), когда в диэлектрик записан отрицательный заряд. Состояние 3 соответствует открытому состоянию транзистора при отсутствии питания ( $V_G = 0$ ), когда в диэлектрик записан положительный заряд.

Наиболее распространенными РПЗУ, в которых реализован принцип изменения порогового напряжения  $V_T$  за счет изменения заряда в подзатворном диэлектрике  $Q_{ox}$ , являются РПЗУ на основе полевых транзисторов с плавающим затвором и на основе полевых транзисторов со структурой металл – нитрид – окисел – полупроводник (МНОП-транзисторы).

На рис. 6.30, *а, б* приведена схема, показывающая основные конструктивные элементы МНОП ПТ и МОП ПТ с плавающим затвором.

В МНОП ПТ в качестве подзатворного диэлектрика используется двухслойное покрытие. В качестве первого диэлектрика используется туннельно прозрачный слой ( $d_{ox} < 50 \text{ \AA}$ ) двуокиси кремния. В качестве второго диэлектрика используется толстый ( $d \approx 1000 \text{ \AA}$ ) слой нитрида кремния. Нитрид кремния  $Si_3N_4$  имеет глубокие ловушки в запрещенной зоне и значение диэлектрической постоянной  $\epsilon_{Si_3N_4}$  в два раза более высокое, чем диэлектрическая постоянная двуокиси кремния  $SiO_2$ . Ширина запрещенной зоны нитрида  $Si_3N_4$  меньше, чем ширина запрещенной зоны окисла  $SiO_2$ .

В МОП транзисторах с плавающим затвором используется второй затвор, изготовленный из материала с высокой проводимостью, находящийся в объеме подзатворного диэлектрика. На рис. 6.30 приведена топологическая схема этих двух типов МДП-транзисторов

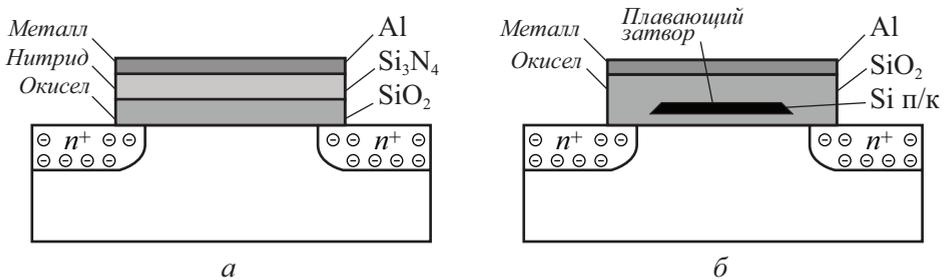


Рис. 6.30. Топология полупроводниковых запоминающих устройств: а) МНОП-транзистор; б) МОП ПТ с плавающим затвором

### 6.15.1. МНОП-транзистор

Рассмотрим основные физические процессы, протекающие в МНОП-транзисторе при работе в режиме запоминающего устройства. На рис. 6.31, *а* приведена зонная диаграмма МНОП-транзистора. При подаче импульса положительного напряжения  $+V_{GS}$  на затвор вследствие разницы в величинах диэлектрических постоянных окисла и нитрида в окисле возникает сильное электрическое поле. Это поле вызывает, как показано на рис. 6.31, *б*, туннельную инжекцию электронов из полупроводника через окисел в

нитрид. Инжектированные электроны захватываются на глубине уровня ловушек в запрещенной зоне нитрида кремния, обуславливая отрицательный по знаку встроенный в диэлектрик заряд. После снятия напряжения с затвора инжектированный заряд длительное время хранится на ловушечных центрах, что соответствует существованию встроенного инверсионного канала. При подаче импульса отрицательного напряжения  $-V_{GS}$  на затвор происходит туннелирование электронов с ловушек в нитриде кремния в зону проводимости полупроводника, как показано на рис. 6.31, в. При снятии напряжения с затвора зонная диаграмма МНОП-структуры снова имеет вид, как на рис. 6.31, а, и инверсионный канал исчезает.

Оценим величину инжектированного заряда, необходимую для переключения МНОП-транзистора. Пусть величина  $\Delta V_T = 10$  В,  $d_{Si_3N_4} = 1000 \text{ \AA}$ ,  $\epsilon_{Si_3N_4} = 6$ .

$$\Delta N_{ox} = \frac{\Delta Q_{ox}}{q} = \frac{C_{ox} \Delta V_T}{q} = \frac{\epsilon_{ox} \epsilon_0 \Delta V_T}{q d_{ox}}. \quad (6.100)$$

Подставив численные значения в (6.100), получаем  $\Delta N_{ox} \approx 3 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ . Считая, что захват идет в энергетический интервал 1 эВ в запрещенной зоне нитрида и в слой толщиной 100  $\text{\AA}$ , получаем, что энергетическая плотность объемных ловушек  $N_l$  в нитриде должна быть порядка  $2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3} \cdot \text{эВ}^{-1}$ .

Основной недостаток МНОП транзистора как элемента памяти заключается в том, что при неоднородной по координате вдоль канала записи заряда на ловушке в нитриде кремния эта неоднородность сохраняется. Следовательно, невозможно программировать зарядовое состояние транзистора при инжекции с истока и стока.

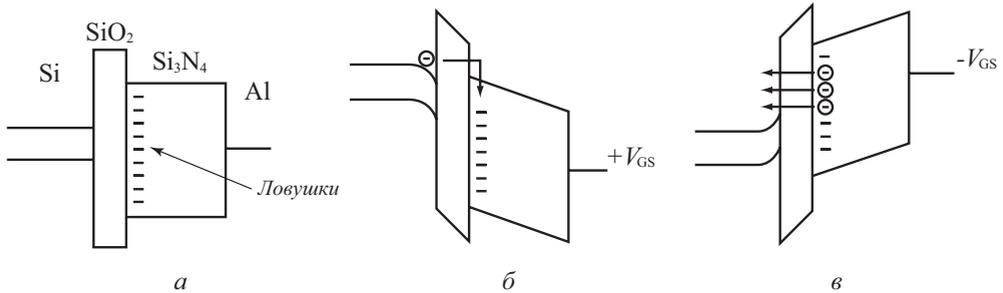
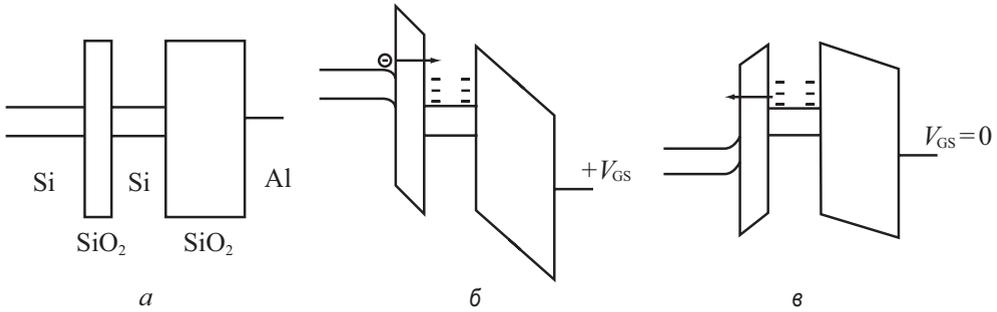


Рис. 6.31. Зонная диаграмма МНОП-транзистора: а) напряжение на затворе равно нулю, ловушки не заполнены; б) запись информационного заряда; в) стирание информационного заряда

### 6.15.2. МОП ПТ с плавающим затвором

В МДП-транзисторах с плавающим затвором инжектированный заряд записывается на плавающий затвор, находящийся между первым и вторым подзатворными диэлектрическими слоями. Схема, поясняющая устройство МОП ПТ с плавающим затвором, приведена на рис. 6.30, а.

В качестве материала для плавающего затвора используется поликристаллический кремний, легированный фосфором, или другие материалы, обладающие металлической проводимостью. Благодаря проводимости плавающего затвора, инжектированный заряд распределяется по нему всегда равномерно, поэтому для записи и стирания заряда можно использовать инжекцию носителей из канала или его части, областей стока и истока. МДП полевой транзистор с плавающим затвором вследствие этого, а



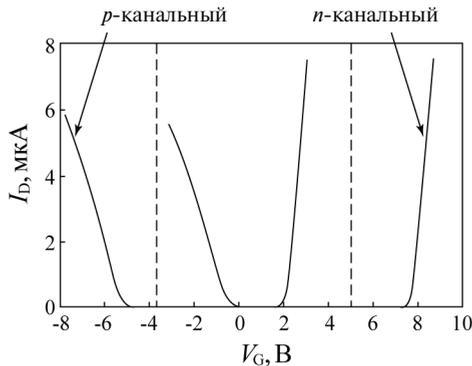
**Рис. 6.32.** Зонная диаграмма  $p$ -канального МОП ПТ с плавающим затвором: а) напряжение на затворе  $V_{GS}$  равно нулю, плавающий затвор не заряжен, транзистор закрыт; б) процесс записи информационного заряда импульсом напряжения  $+V_{GS}$ ; в) МОП ПТ при нулевом напряжении на затворе  $V_{GS}$  в режиме хранения информационного заряда, транзистор закрыт.

также вследствие технологической простоты изготовления стал основным прибором для флэш-элементов памяти. На рис. 6.32 приведена зонная диаграмма такого транзистора, поясняющая процесс записи, хранения и стирания информационного заряда.

На рис. 6.32, а приведена зонная диаграмма такого транзистора. Рис. 6.32, б поясняет механизм записи информационного заряда путем туннельной инжекции из полупроводника через потенциальный барьер с двуокисью кремния на плавающий затвор. На рис. 6.32, в приведена зонная диаграмма МОП ПТ с плавающим затвором после записи заряда и снятия напряжения с затвора. В режиме хранения информационного заряда возможно частичное его растекание из-за туннелирования электронов с плавающего затвора обратно в полупроводник.

### 6.15.3. Характеристики флэш-памяти

Рассмотрим, как изменяются приборные характеристики МДП-транзисторов с плавающим затвором при изменении заряда на плавающем затворе. Для  $p$ -канальных транзисторов запись положительного заряда увеличивает пороговое напряжение в область отрицательных напряжений, а для  $n$ -канальных транзисторов запись отрицательного заряда увеличивает пороговое напряжение в область положительных напряжений. На рис. 6.33 приведены переходные ВАХ  $p$ - и  $n$ - канальных транзисторов в исходном состоянии без заряда и после



**Рис. 6.33.** Характеристики переключения  $n$ - и  $p$ - канальных МДП-транзисторов для флэш-памяти

записи информационного заряда на плавающий затвор. Значение напряжения, указанное на рисунке пунктиром, будет являться разделительным между логическим нулем и логической единицей при использовании этих транзисторов в качестве элементов памяти.

На базе МДП-транзистора с плавающим затвором, который позволяет хранить заряд, записанный на плавающий затвор, реализованы устройства flash-памяти. Операция программирования (зарядание плавающего затвора) проводится лавинной инжекцией электронов из стоковой области канала МДП-транзистора. Если заряд плавающего затвора у однобитного МДП-транзистора меньше 5 000 электронов, то это означает, что ячейка хранит логическую «1», а если заряд больше 30 000 электронов, то — «0». Заряд ячейки вызывает изменение порогового напряжения транзистора, и при операции чтения измеряется величина этого порогового напряжения, а по нему определяется количество заряда на плавающем затворе.

После выполнения операции стирания или программирования каждой ячейки этого массива стертые ячейки (логическая «1») имели порог 3,1 В, в то время как запрограммированные ячейки (логический «0») имели пороговое напряжение более 5 В.

Пионером разработки методов размещения заряда и считывания являлась компания Intel, которая разработала впервые тестовый 32 Мб чип по данной технологии. Во время разработки решались три основные задачи.

1. Контролируемая инжекция заряда: программирование ячейки flash-памяти должно очень хорошо контролироваться (что требует детального изучения физики программирования). Это значит, что во время программирования нужно подводить к ячейке ток на строго определенное время.

2. Контролируемое считывание инжектированного заряда: операция чтения МЛС-памяти — аналого-цифровое преобразование заряда, сохраненного в ячейке, в цифровые данные.

3. Надежное сохранение заряда на плавающем затворе: для сохранения заряда на долгое время ставилась цель сделать его утечку меньше одного электрона в день.

Первый тестовый промышленный чип был выпущен компанией Intel в 1994 году, и показал возможность сохранения нескольких бит информации в одной ячейке памяти. Типичные параметры однобитовой flash-памяти Intel: напряжение питания 2,7–3,6 В, время считывания 120 нс, время записи 11,3 мс, время стирания 0,55 с, рабочая температура от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ , количество циклов перезаписи не менее 100 000. Флэш-диск может иметь объем до 2 Гб памяти. Популярным устройством, реализующимся на основе flash-памяти, является USB-флэш-память — новый тип флэш-накопителей, получивший распространение в последние годы. **USB-память представляет собой накопитель с USB-разъемом, внутри которого размещаются одна или две микросхемы флэш-памяти и USB-контроллер.**

#### 6.15.4. Механизм записи информационного заряда на плавающий затвор в $p$ - и $n$ -канальном МДП-транзисторе

В МДП-транзисторах с плавающим затвором при реализации их в качестве элемента флэш-памяти используется три физических механизма записи/стирания информационного заряда на плавающий затвор. Первый — туннельная (автоэлектронная) инжекция по механизму Фаулера–Нордгейма, второй — инжекция горячих электронов из области канала вблизи стока, обусловленная разогревом электронного газа в сильном электрическом поле в этой области, третий — инжекция горячих электронов или дырок, инициированная туннельным пробоем зона–зона, полупроводниковой подложки. В зависимости от конструкции и характеристик элементов флэш-памяти используется тот или иной физический механизм. Рассмотрим более подробно эти физические механизмы записи/стирания информационного заряда на плавающий затвор.

### 6.15.4.1. Туннельная инжекция Фаулера-Нордгейма

При подаче на электрод затвора напряжения в подзатворном диэлектрике возникает электрическое поле и протекает инжекционный ток. Рассмотрим основные соотношения, определяющие характер накопления инжектированного заряда на плавающем затворе полевого транзистора. Величина заряда  $Q_{\text{ок}}(\tau)$  равна:

$$Q_{\text{ок}}(\tau) = \int_0^{\tau} I(t) dt, \quad (6.101)$$

где  $I(t)$  – величина инжекционного тока в момент времени  $t$ .

При высоких значениях электрического поля, как видно из зонной диаграммы на рис. 6.32, инжекция носителей из полупроводника через первый слой окисла на плавающий затвор осуществляется путем прямого туннелирования. В зависимости от толщины диэлектрического слоя на поверхности полупроводника и напряженности электрического поля для туннелирования будет реализовываться треугольный или трапециидальный потенциальный барьер. Для двуокиси кремния при значимых величинах туннельного тока (а, следовательно, и напряженности электрического поля) толщина внутреннего слоя диэлектрика между плавающим затвором и каналом, равная 40 Å, является граничной, ниже которой реализуется туннельный ток через трапециидальный барьер, а выше – через треугольный барьер.

Величина туннельного тока  $I(t)$  описывается соотношением для туннельного тока Фаулера–Нордгейма из полупроводника в зону проводимости диэлектрика через треугольный барьер:

$$I(t) = A E_{\text{ок}}^2 \exp\left(-\frac{E_0}{E_{\text{ок}}}\right), \quad (6.102)$$

где  $A$  и  $E_0$  – параметры, характерные для туннельного контакта. Уравнение в виде (6.102) для тока туннельной эмиссии называют уравнением Фаулера–Нордгейма. Для треугольного барьера без учета сил изображения постоянные  $A$  и  $E_0$  рассчитываются следующим образом:

$$A = 1,1 \cdot \frac{q^3}{4\pi h \varphi_0}, \quad E_0 = \frac{23\pi m^{1/2} \varphi_0^{3/2}}{6hq}.$$

Рассмотрим, чему равны значения  $A$  и  $E_0$ , например, для системы кремний – двуокись кремния. Используя для высоты туннельного барьера значение  $\Phi_0 = 3,2$  эВ, для эффективной массы электрона  $m^*$  величину  $m^* = 0,42 m_0$ , получаем  $E_0 = 2,3 \cdot 10^8$  В/см;  $A = 10^{-7}$  А/В<sup>2</sup>.

Основной вклад в туннельный ток из полупроводника дают электроны, расположенные вблизи дна зоны проводимости полупроводника, а из металла – электроны, имеющие энергию вблизи уровня Ферми в металле.

Накапливаемый на плавающем затворе инжектированный заряд  $Q(\tau)$  будет вызывать уменьшение напряженности электрического поля  $E_{\text{ок}}$  в первом диэлектрике. Величина электрического поля  $E_{\text{ок}}$ , обуславливающая туннелирование, равна:

$$E_{\text{ок}} = \frac{V_G}{d_{\text{SiO}_2} + d_{\text{Si}_3\text{N}_4}} - \frac{Q(\tau)}{\varepsilon_{\text{SiO}_2} + \varepsilon_{\text{Si}_3\text{N}_4} \left( \frac{d_{\text{SiO}_2}}{d_{\text{Si}_3\text{N}_4}} \right)}. \quad (6.103)$$

Первое слагаемое в соотношении (6.103) дает значение электрического поля  $E_{\text{ок}}$  за счет приложенного напряжения к затвору  $V_G$ , второе слагаемое – за счет накопления инжекционного заряда. В случае, если в качестве второго диэлектрика в МОП ПТ с

плавающим затвором используется двуокись кремния, в (6.103) величины диэлектрических постоянных необходимо выбрать одинаковыми.

Из уравнений (6.101)–(6.103) следует, что при малых временах  $\tau$  наполненный заряд  $Q(\tau)$  мал и линейно возрастает с временем  $\tau$ , поскольку поле в окисле  $E_{ox}$  и туннельный ток  $I(t)$  постоянны. При больших временах наступает насыщение наполнения инжектированного заряда  $Q(\tau)$ . Соотношения (6.101)–(6.103) позволяют на основе расчета выбрать наиболее оптимальные режимы записи и стирания информационного заряда.

#### 6.15.4.2. Инжекция горячих электронов при лавинном умножении в области канала вблизи стока

При приложении напряжения между истоком и стоком МДП-транзистора, находящегося в активном режиме, электрическое поле вдоль канала распределяется крайне неравномерно. Наибольшее значение электрическое поле имеет вблизи стока. Особенно высокий уровень неоднородности электрического поля для транзисторов с субмикронными длинами канала наблюдается в области отсечки. На рис. 6.34 показано распределение электрического поля вдоль канала для  $n$ -канального МДП-транзистора, полученное путем численного моделирования. Двухмерный характер распределения электрического поля вблизи стока обуславливает наличие как продольной, так и поперечной составляющей поля за счет приложенного напряжения к стоку  $V_D$ .

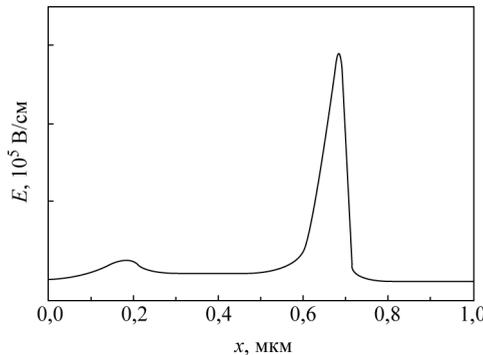
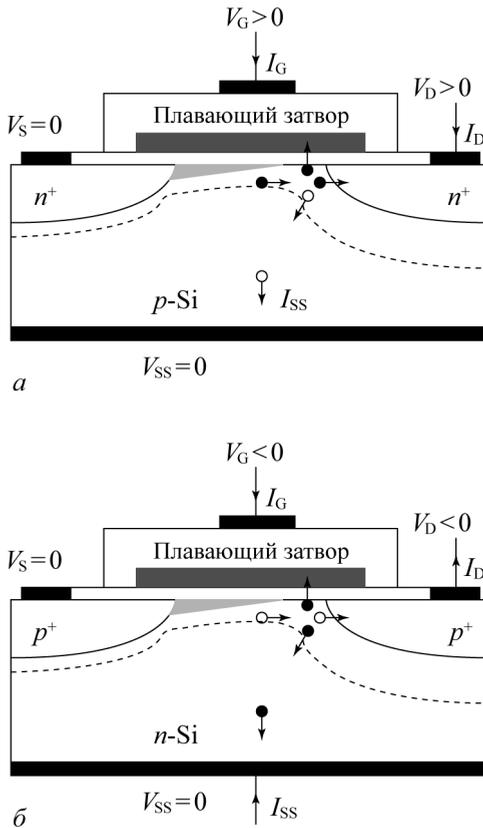


Рис. 6.34. Распределение электрического поля вдоль канала для  $n$ -канального МДП транзистора [93]

Электроны под действием продольной компоненты электрического поля ускоряются в области стока и набирает энергию, равную (или большую) высоте потенциального барьера на границе Si-SiO<sub>2</sub>. В результате упругих столкновений и рассеяния часть горячих электронов будет иметь квазиимпульс в направлении, перпендикулярном плоскости канала. Именно эти горячие электроны инжектируются из области стока в зону проводимости двуокиси кремния, там термализуются и затем захватываются на плавающий затвор. На рис. 6.35, а показана схема инжекции горячих электронов из области стока для  $n$ -канального транзистора. Для описания инжекции используют модель термоэлектронной шоттковской эмиссии с эффективной электронной температурой. Другой альтернативной моделью является модель «счастливых» электронов, когда инжектируются через потенциальный барьер те электроны, которые двигаются в поперечном электрическом поле без рассеяния и набирают необходимую энергию для преодоления потенциального барьера.



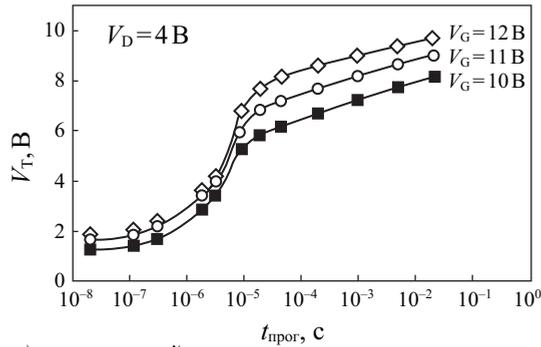
**Рис. 6.35.** Схема, иллюстрирующая разогрев и инжекцию горячих электронов из области канала вблизи стока в подзатворный диэлектрик для  $n$ - и  $p$ -канальных МДП транзисторов с плавающим затвором

Для  $p$ -канальных транзисторов ситуация оказывается несколько другая. Разогрев дырочного газа в области стока также происходит. Поскольку высота потенциального барьера на границе Si-SiO<sub>2</sub> для инжекции дырок существенно больше, чем для инжекции электронов, в приемлемом диапазоне электрических полей реализовать инжекцию дырок с высокой эффективностью не удается. Наоборот, оказывается, что реализуется инжекция горячих электронов, обусловленная разогревом электронного газа. Первичные электроны при этом появляются за счет термализации горячих дырок.

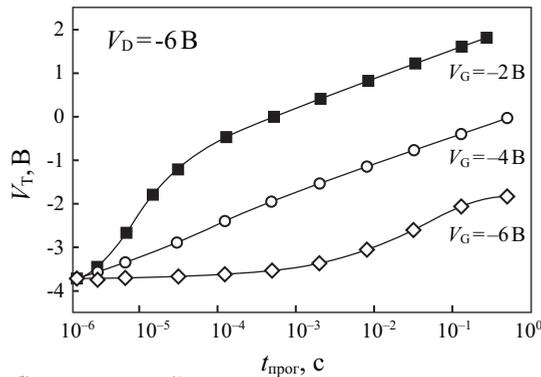
Отметим, что при этом механизме инжекции как в  $n$ -, так и в  $p$ -канальных МДП-транзисторах на плавающий затвор происходит запись только отрицательного заряда.

Временные зависимости изменения порогового напряжения МДП-транзисторов при записи заряда за счет разогрева электронного газа в стоковой области канала, как для  $n$ -, так и для  $p$ -канальных транзисторов на рис. 6.36. Как и следовало ожидать эффективность записи заряда на плавающий затвор для  $n$ -канальных транзисторов существенно выше, чем для  $p$ -канальных.

Из рисунков видно, что вне зависимости от типа канала и знака напряжений на стоке и истоке при программировании флэш-элементов пороговое напряжение для обоих типов каналов смещается в сторону более положительных значений, что говорит о записи отрицательного заряда на затвор в обоих случаях.



а) *n*-канальный



б) *p*-канальный

**Рис. 6.36.** Характеристики программирования для флэш-элементов памяти с использованием инжекции горячих электронов: а) *n*-канальный транзистор, б) *p*-канальный транзистор [45]

### 6.15.4.3. Инжекция горячих электронов и дырок при межзонном туннелировании

Инжекция горячих носителей, инициируемая туннелированием «зона–зона» при высоких значениях поперечного электрического поля, является распространенным механизмом при записи заряда во флэш-элементах памяти. При высоких напряжениях на стоке электрическое поле в области пространственного заряда может достигнуть значений, соответствующих туннельному (зинеровскому) пробою в полупроводнике. В этом случае электроны из валентной зоны туннелируют на свободные места в зоне проводимости и при больших изгибах зон в полупроводнике могут иметь энергию большую, чем высота потенциального барьера на межфазной границе окисел – полупроводник. Аналогичная ситуация реализуется и для дырок. На рис. 6.37 приведены зонные диаграммы, иллюстрирующие этот механизм инжекции.

Для *n*-канальных транзисторов при отрицательном напряжении на затворе и положительном напряжении на стоке реализуется инжекция горячих дырок и запись положительного заряда на плавающий затвор. Для *p*-канальных транзисторов при положительном напряжении на затворе и отрицательном напряжении на стоке реализуется инжекция горячих электронов и запись отрицательного заряда.

Знаки напряжения на стоке в обоих случаях соответствуют обратному смещению стокового *p-n*-перехода. Ток стока  $I_D$ , который течет в этом случае, будет ток обратно-

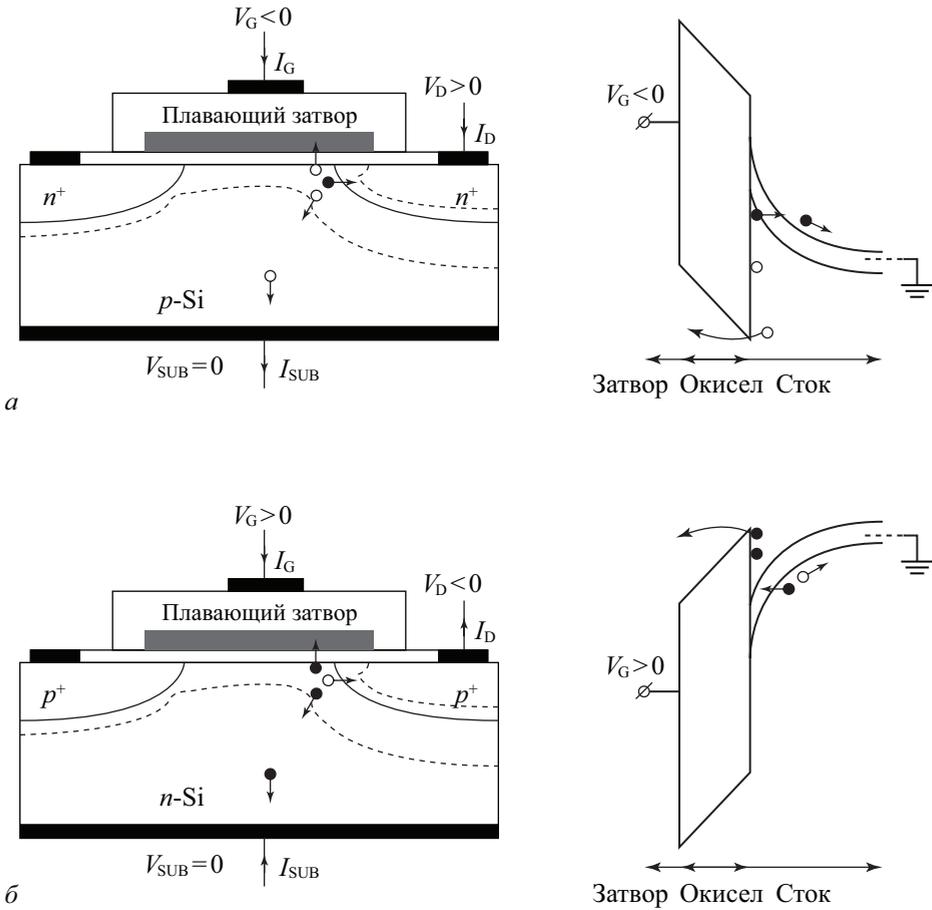


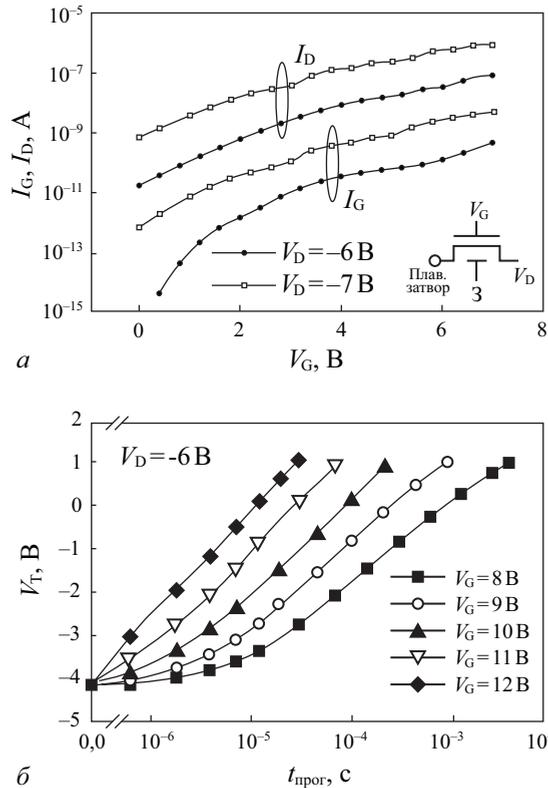
Рис. 6.37. Схема, иллюстрирующая инжекцию горячих носителей, индуцированную тунелированием «зона–зона» при высоких напряжениях на стоке: а) *n*-канальный транзистор, б) *p*-канальный транзистор

смещенного *p-n*-перехода. При тунелировании «зона–зона» величина этого тока  $I_D$  будет экспоненциально зависеть от приложенного напряжения  $V_D$  к стоку. Инжекционный ток горячих носителей  $I_G$  будет составлять лишь малую часть этого тока. На рис. 6.38 показаны эти зависимости  $I_D$ ,  $I_G$  от приложенного к затвору напряжения  $V_G$ . Из данных рисунка следует, что доля инжектированных горячих носителей будет составлять величину менее 1% от общего числа носителей, участвующих в зарядопереносе.

Изменение порогового напряжения МДП-транзистора будет линейным во времени, поскольку инжекционный ток слабо зависит от времени, а накопленный заряд на плавающем затворе пропорционален инжекционному току.

### 6.15.5. Режимы записи/стирания в МДП-транзисторах флэш-элементов памяти

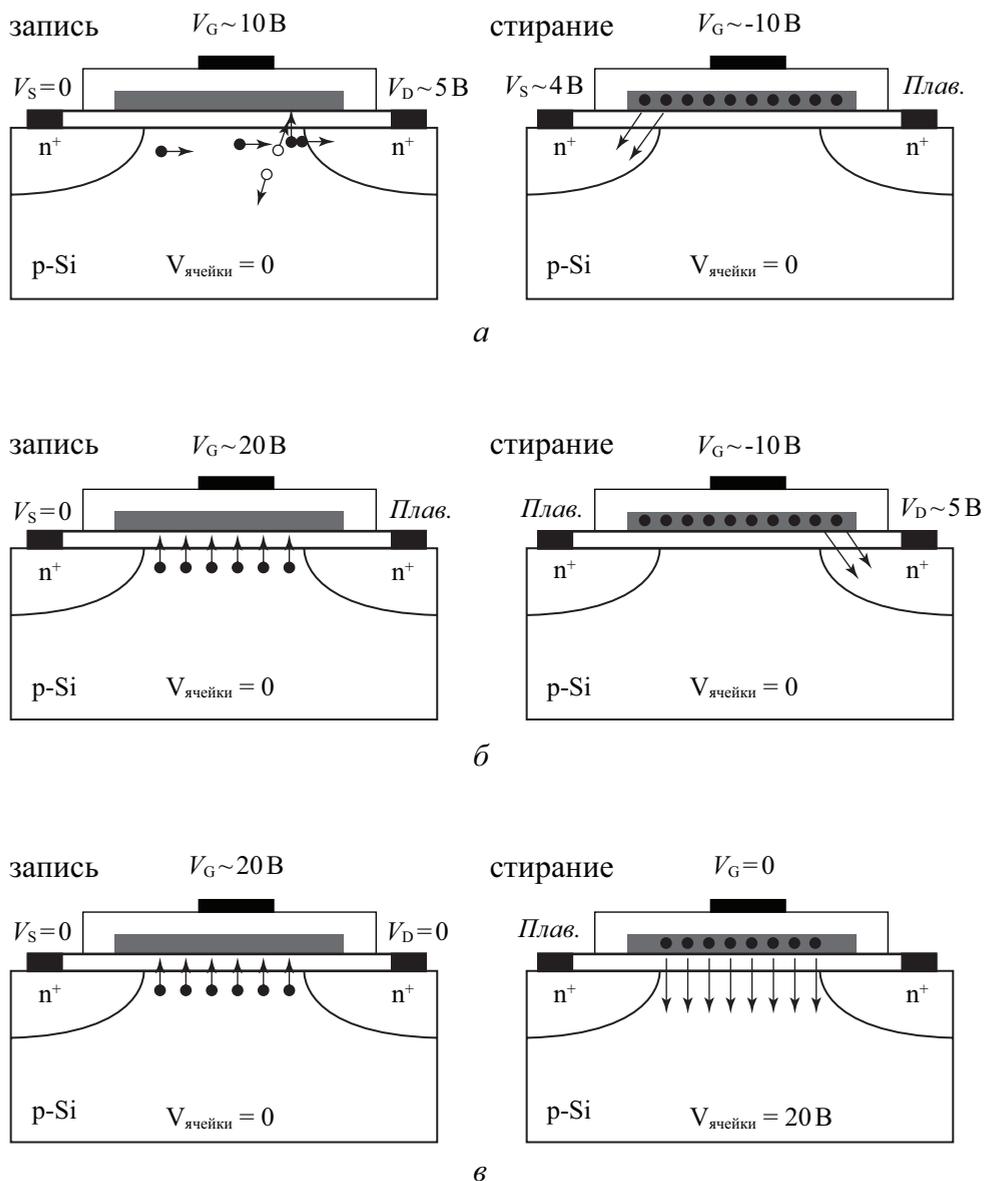
В практических приложениях МДП-транзисторов с плавающим затвором для флэш-элементов памяти при их программировании/репрограммировании (записи/стирании информационного заряда на плавающий затвор) реализуются различные рабо-



**Рис. 6.38.** а) Зависимость токов стока  $I_D$  и затвора  $I_g$  от напряжения на затворе  $V_g$  в  $p$ -канальном МДП транзисторе при программировании флэш-элемента памяти за счет туннелирования «зона–зона» на стоке  $V_D$  б) Характеристики программирования  $p$ -канальных МДП флэш элементов памяти [45]

чие режимы. Для  $n$ -канальных флэш-элементов реализуются три рабочих режима, для  $p$ -канальных – два режима [44, 45]. Эти режимы отличаются выбором напряжений на затворе, стоке, истоке и подложке, причем в ряде случаев один из электродов находится в «плавающем» состоянии. На рис. 6.39 показаны три рабочих режима для  $n$ -канальных МДП-транзисторов. В первом режиме запись ( $V_G = 10$  В,  $V_S = 0$ ,  $V_D = 5$  В,  $V_{SS} = 0$ ) осуществляется инжекцией горячих электронов при лавинном умножении в области канала вблизи стока, а стирание ( $V_G = -10$  В,  $V_S = 4$  В,  $V_D$  – плавающий,  $V_{SS} = 0$ ) осуществляется по механизму Фаулера – Нордгейма в область истока. Во втором режиме запись ( $V_G = 20$  В,  $V_S = 0$ ,  $V_D$  – плавающий,  $V_{SS} = 0$ ) осуществляется туннелированием Фаулера–Нордгейма из области канала, стиранием ( $V_G = -10$  В,  $V_S$  – плавающий,  $V_D = 5$  В,  $V_{SS} = 0$ ) осуществляется туннелированием Фаулера – Нордгейма в область стока. В третьем режиме запись ( $V_G = 20$  В,  $V_S = 0$ ,  $V_D = 0$ ,  $V_{SS} = 0$ ) осуществляется туннелированием Фаулера–Нордгейма из области канала, стирание ( $V_G = 0$ ,  $V_S$  – плавающий,  $V_D$  – плавающий,  $V_{SS} = 20$  В) осуществляется туннелированием Фаулера–Нордгейма в область канала.

Различные режимы напряжения записи/стирания обусловлены как различной морфологией МДП-транзисторов с плавающим затвором, так и различной архитектурой, выбранной для ячеек памяти.



**Рис. 6.39.** Схема, иллюстрирующая механизмы записи/стирания для *n*-канальных МДП флэш-элементов памяти при различных значениях напряжений, приложенных к затвору  $V_g$ , стоку  $V_D$ , истоку  $V_S$  и подложке  $V_{ss}$ :  
 а) запись за счет инжекции горячих электронов вблизи стока; стирание за счет туннелирования Фаулера–Нордгейма в область стока  
 б) запись за счет туннелирования Фаулера–Нордгейма из области канала; стирание за счет туннелирования в область стока  
 в) запись и стирание за счет туннелирования Фаулера–Нордгейма из/в область канала;

### 6.16. Полевой транзистор с затвором в виде $p$ - $n$ -перехода

Рассмотрим характеристики полевого транзистора, затвор у которого выполнен в виде  $p$ - $n$ -перехода. На рис. 6.40 показана одна из возможных топологий такого транзистора. Омические контакты к левой и правой граням полупроводниковой подложки будут являться истоком и стоком, область квазинейтрального объема, заключенная между обедненными областями  $p$ - $n$ -переходов – каналом, а сильно легированные  $n^+$ -области сверху и снизу – затвором полевого транзистора. Конструктивно ПТ с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода может быть выполнен с использованием планарной технологии и в различных других вариантах.

При приложении напряжения  $V_{GS}$  к затвору ПТ, обеспечивающего обратное смещение  $p$ - $n$ -перехода ( $V_{GS} > 0$ ), происходит расширение обедненной области  $p$ - $n$ -перехода в полупроводниковую подложку, поскольку затвор легирован существенно сильнее, чем подложка ( $N_D \gg N_A$ ). При этом уменьшается поперечное сечение канала, а следовательно, увеличивается его сопротивление. Приложенное напряжение исток–сток  $V_{DS}$  вызовет ток в цепи канала полевого транзистора. Знак напряжения  $V_{DS}$  необходимо выбирать таким образом, чтобы оно также вызывало обратное смещение затворного  $p$ - $n$ -перехода, то есть было бы противоположно по знаку напряжению  $V_{GS}$ . Таким образом, полевой транзистор с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода представляет собой сопротивление, величина которого регулируется внешним напряжением.

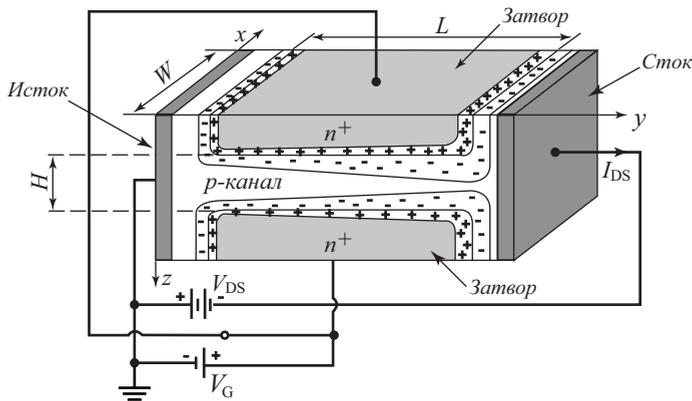


Рис. 6.40. Схематическое изображение полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода

Получим вольт-амперную характеристику транзистора. Здесь, как и ранее, ось  $y$  направим вдоль канала, ось  $x$  – по ширине канала, ось  $z$  – по глубине канала. Обозначим длину, ширину и высоту канала при отсутствии напряжения на транзисторе как  $L$ ,  $W$ ,  $H$  ( $V_{GS} = V_{DS} = 0$ ).

При приложении напряжения к затвору  $V_{GS} > 0$  и стоку  $V_{DS} < 0$  произойдет расширение обедненной области  $p$ - $n$ -перехода на величину  $\Delta l_{об}$ , равную:

$$\Delta l_{об} = l_{об}(V_G, V_{DS}) - l_{об}(V_G = V_{DS} = 0) \approx \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 [V_{GS} - V_{DS}(y)]}{qN_D}}. \quad (6.104)$$

Поскольку напряжение исток–сток  $V_{DS}$  распределено вдоль канала  $V_{DS}(y)$ , то изменение ширины канала транзистора будет различно по длине канала. При этом высота канала  $h(y)$  будет равна:

$$h(y) = H - 2\Delta l_{об} = H - 2\sqrt{\frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0[V_{GS} - V_{DS}(y)]}{qN_D}}. \quad (6.105)$$

Введем напряжение смыкания  $V_{G0}$  – напряжение на затворе, когда в квазиравновесных условиях ( $V_{DS} = 0$ ) обедненные области  $p$ - $n$ -переходов смыкаются:  $h(y) = 0$ .

Тогда из (6.105) следует, что

$$V_{G0} = \frac{qN_D}{2\varepsilon_s\varepsilon_0} \frac{H^2}{4}. \quad (6.106)$$

Соотношение (6.105) с учетом (6.106) можно переписать в виде:

$$h(y) = H \left( 1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right). \quad (6.107)$$

Выделим на длине канала участок от  $y$  до  $y+dy$ , сопротивление которого будет  $dR(y)$ . При токе канала  $I_{DS}$  на элементе  $dy$  будет падение напряжения  $dV_{DS}(y)$ , равное:

$$dV_{DS}(y) = I_{DS}(dR(y)). \quad (6.108)$$

Величина сопротивления  $dR(y)$  будет равна:

$$dR(y) = \frac{\rho \cdot dy}{W \cdot h(y)} = \frac{\rho \cdot dy}{WH} \left( 1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right)^{-1}. \quad (6.109)$$

Подставим (6.108) в (6.109) и проведем интегрирование по длине канала:

$$\int_0^L I_{DS} dy = \frac{WH}{\rho} \int_0^{V_{DS}} \left[ 1 - \sqrt{\frac{V_G - V_{DS}(y)}{V_{G0}}} \right] dV_{DS}. \quad (6.110)$$

Поскольку удельное объемное сопротивление  $\rho$  равно  $\rho = (q\mu_p p_0)^{-1}$ , преобразуем величину  $\frac{WH}{\rho}$ :

$$\frac{WH}{\rho} = Wq\mu_p p_0 H = qW\mu_p Q_p(y=0). \quad (6.111)$$

Здесь  $Q_p(y=0) = q p_0 H$  – заряд свободных дырок в канале на единицу площади.

Подставляя (6.111) в (6.110) и проведя интегрирование, получаем следующую зависимость тока стока  $I_{DS}$  от напряжения на затворе  $V_G$  и стоке  $V_{DS}$  для полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \left[ V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{V_G^{3/2} - (V_G - V_{DS})^{3/2}}{V_{G0}^{1/2}} \right]. \quad (6.112)$$

При малых значениях напряжения исток–сток в области плавного канала  $V_{DS} \ll V_G$  ток  $I_{DS}$  равен:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) V_{DS}. \quad (6.113)$$

Если сравнить соотношение (6.113) с выражением (6.10) для тока стока МДП полевого транзистора в области плавного канала, то видно, что эти выражения совпадают при малых значениях напряжения  $V_{DS}$ .

Из (6.107) следует, что при напряжениях  $V_G < V_{G0}$  всегда можно найти такое напряжение на стоке  $V_{DS}$ , когда вблизи стока произойдет смыкание канала:  $h(y=L, V_G, V_{DS}) = 0$ .

Аналогично процессам в МДП ПТ это явление называется отсечкой. Из (6.95) следует, что напряжение отсечки  $V_{DS}^*$  будет равно:

$$V_{DS}^* = V_G - V_{G0} . \tag{6.114}$$

Также заметим, что выражение (6.114) аналогично соотношению (6.11) для напряжения отсечки МОП ПТ, а напряжение смыкания  $V_{G0}$  имеет аналогом величину порогового напряжения  $V_T$ .

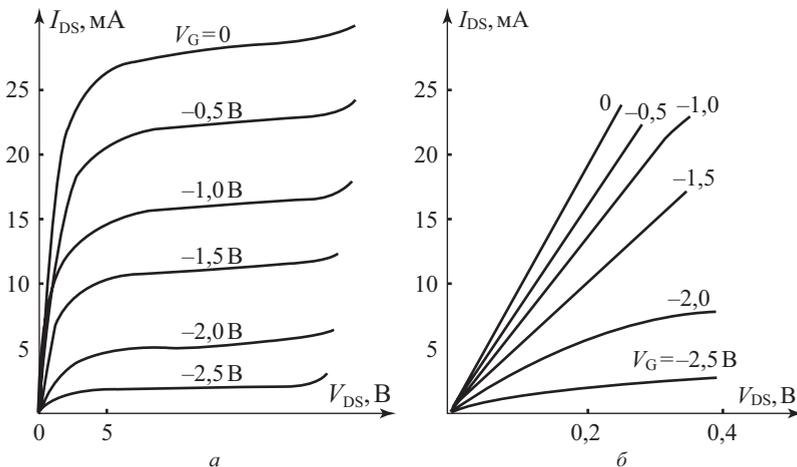
По мере роста напряжения исток–сток  $V_{DS}$  точка отсечки перемещается от истока к стоку. При этом аналогично МДП ПТ наблюдаются независимость тока стока от напряжения на стоке и эффект модуляции длины канала. Подставляя (6.114) в (6.112), получаем зависимость тока стока  $I_{DS}$  в области отсечки для полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \left[ V_G \left( 1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{V_G}{V_{G0}}} \right) - \frac{1}{3} V_{G0} \right] . \tag{6.115}$$

В области отсечки выражение (6.115) хорошо аппроксимируется квадратичной зависимостью вида:

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu_p Q_p(y=0) \frac{(V_G - V_{G0})^2}{3V_{G0}} . \tag{6.116}$$

На рис. 6.34 показаны вольт-амперные характеристики в ПТ с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода. Их отличительной особенностью является то, что при напряжении на затворе  $V_G = 0$  канал транзистора открыт и величина тока через него максимальна.



**Рис. 6.41.** Характеристики транзистора КП302Б [78, 79]:  
 а) выходные характеристики; б) начальные участки выходных характеристик

Быстродействие ПТ с затвором в виде  $p$ - $n$ -переходов обусловлено зарядкой барьерных емкостей  $C_G$  затворных  $p$ - $n$ -переходов через сопротивление канала  $R_K$ . Величина времени заряда  $\tau = C_G \cdot R_K$ . Емкость затвора  $C_G$  и сопротивление канала  $R_K$  равны:

$$C_G = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 L W}{\Delta l_{об}}; \quad R_K = \frac{\rho L}{W(H - 2\Delta l_{об})}; \quad (6.117)$$

$$\tau = \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 L^2 \rho}{\Delta l_{об} (H - 2\Delta l_{об})}. \quad (6.118)$$

Выражение (6.118) имеет минимальное значение при ширине обедненной области  $\Delta l_{об} = H/4$ , при этом граничная частота

$$f_{гр} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{16\varepsilon_s \varepsilon_0 \rho} \frac{H^2}{L^2}. \quad (6.119)$$

При значениях  $H = L$  для кремния ( $\varepsilon_s = 11,8$ ) с удельным сопротивлением  $\rho$ , равным  $\rho = 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , граничная частота будет составлять величину несколько гигагерц.

## 6.17. СВЧ полевые транзисторы с барьером Шоттки

### 6.17.1. GaAs полевой транзистор с барьером Шоттки

Полевые транзисторы с управляющим переходом металл–полупроводник получили наибольшее распространение при производстве интегральных схем на основе арсенида галлия. Арсенид-галлиевые микросхемы имеют высокое быстродействие и могут работать в области сверхвысоких частот. Также арсенид-галлиевые полевые транзисторы используются в выходных каскадах усилителей мощности [2, 24, 25].

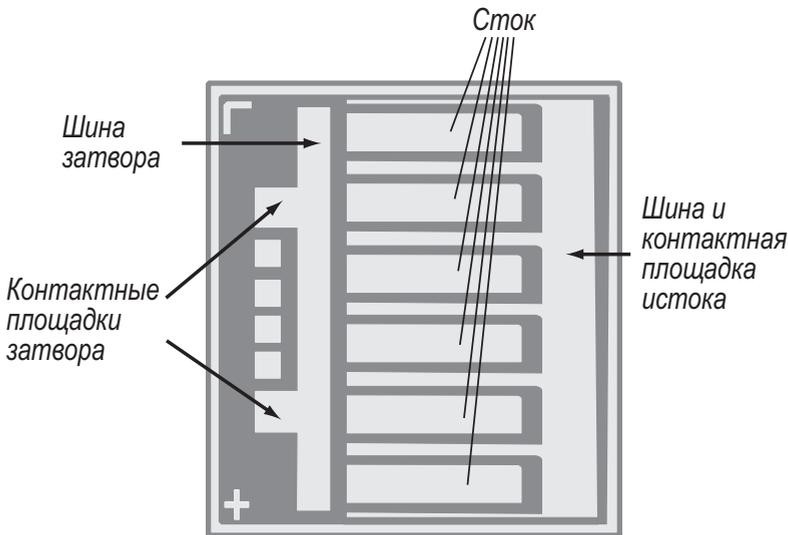


Рис. 6.42. Схема мощного полевого транзистора на основе арсенида галлия с полной шириной затвора  $W = 6 \text{ мм}$  [24]

Топология и принцип работы полевых транзисторов с управляющим переходом металл–полупроводник точно такие же, как и полевых транзисторов с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода, приведенная на рисунке 6.40. Отличие наблюдается только в том, что вместо сильно легируемых областей  $n^+$  для затвора используются слои металла (сплавы вольфрама W, титана Ti с последующим напылением платины Pt и золота Au для  $n$ -GaAs), обеспечивающие формирование барьера Шоттки. Для таких транзисторов используют аббревиатуру ПТШ.

На рис. 6.43, а приведена принципиальная схема мощного полевого транзистора на основе арсенида галлия.

На рис. 6.43, б, в показана конструкция мощного СВЧ GaAs полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки. При его реализации используется технологический процесс монтажа методом «перевернутого кристалла». Для установки кристалла на тепловод используют столбиковые выводы. Такой способ монтажа обеспечивает высокую рассеиваемую мощность и низкие паразитные индуктивности, важные для работы в СВЧ-диапазоне.

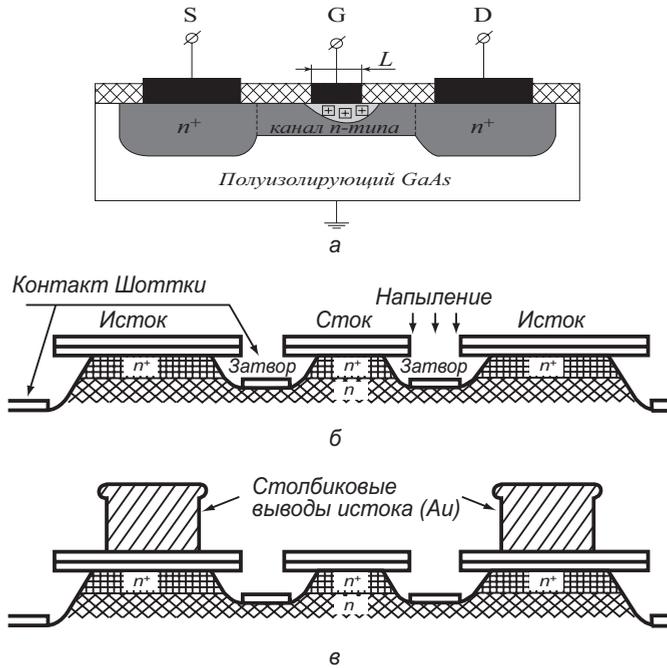


Рис. 6.43. Конструкция мощного СВЧ GaAs полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки [24]

Основные соотношения, описывающие вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с управляющим переходом металл–полупроводник остаются теми же самыми, как и для полевых транзисторов с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода (уравнение 6.112 для области плавного канала и 6.115 для области отсеченного канала).

На рис. 6.44 приведены экспериментальные и расчетные выходные и передаточные характеристики полевых транзисторов на GaAs, используемых в цифровых интегральных схемах.

Для расчета характеристик ПТШ использованы следующие параметры: ток насыщения барьера Шоттки  $j_s = 0,255 \text{ А/м}^2$ , концентрация доноров в канале  $N_D = 7,25 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , ширина  $W$  и длина  $L$  затвора  $W = 20 \text{ мкм}$ ,  $L = 0,7 \text{ мкм}$ .

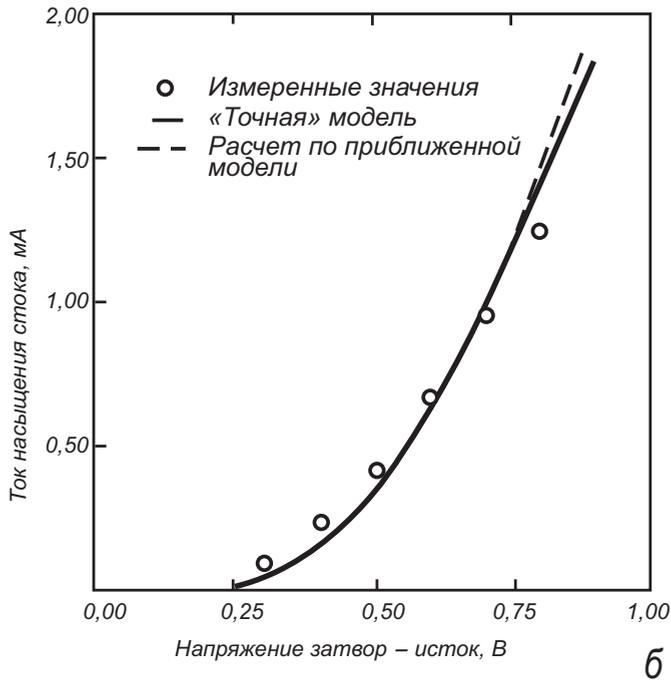
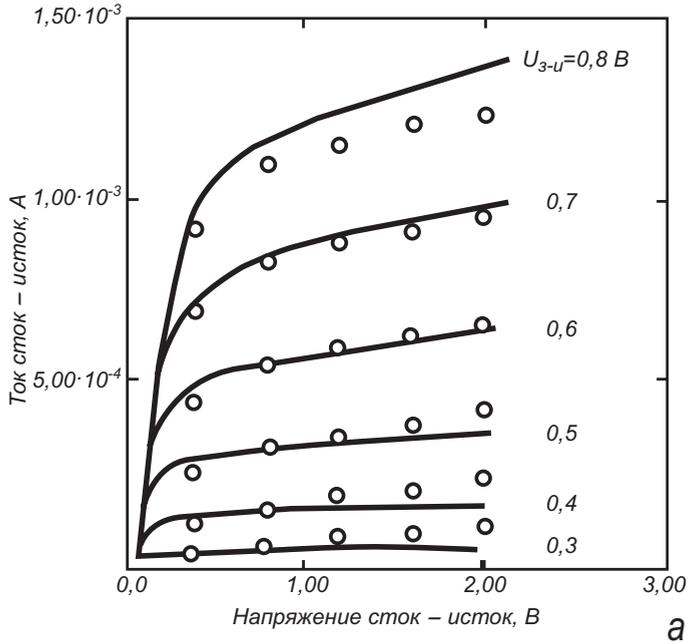


Рис. 6.44. Экспериментальные (о) и расчетные (сплошные линии) характеристики полевых транзисторов на GaAs [24]: а) выходные вольт-амперные характеристики; б) передаточные характеристики при напряжении исток–сток 2В

### 6.17.2. GaN полевой транзистор с гетеропереходом

Дальнейшее развитие полевых транзисторов с затвором в виде барьера Шоттки идет по направлению расширения типов используемых полупроводниковых материалов, наиболее важным из которых является нитрид галлия GaN. Нитрид галлия принадлежит к прямозонным полупроводникам и имеет большую ширину запрещенной зоны  $E_g = 3,4$  эВ.

По таким параметрам, как мощность и частота для СВЧ-диапазона, максимальные рабочие температуры, транзисторы на основе нитрида галлия превосходят по своим параметрам СВЧ-транзисторы на основе традиционных полупроводников: кремния Si, твердых растворов кремний – германий Si – Ge, арсенида галлия GaAs, а также таких полупроводниковых соединений, как карбид кремния SiC и фосфид индия InP.

На рис. 6.45 приведена диаграмма, характеризующая области максимальной мощности и частоты для приборов на основе различных полупроводниковых материалов и иллюстрирующая доминирующие позиции транзисторов на основе GaN.

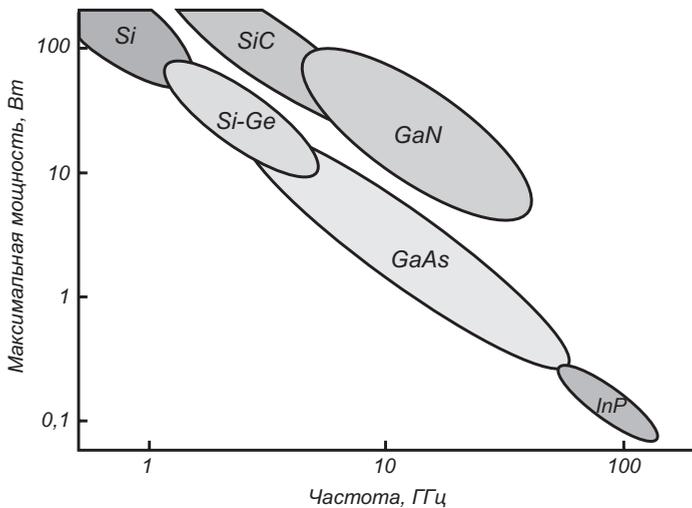


Рис. 6.45. Зависимость максимальной мощности от частоты для приборов на основе различных полупроводниковых материалов [22]

Приборная реализация полевых транзисторов с затвором в виде барьера Шоттки на основе GaN использует в качестве основы базовую структуру ПТШ с гетеропереходом (ГПТШ). На рис. 6.46 приведена типовая структура полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки и гетеропереходом на основе нитрида галлия. В полевых транзисторах с гетеропереходом основным элементом является область двумерного электронного газа (2D), локализованная в ОПЗ гетероперехода  $Al_xGa_{1-x}N - GaN$ . Свойства двумерного электронного газа подробно описаны в главе 13, а зонная диаграмма гетероперехода с двумерным электронным газом приведена в главе 2 на рис. 2.24.

Двумерный электронный газ локализован в зоне гетероперехода между барьерным слоем  $Al_xGa_{1-x}N$  и нелегированным слоем GaN, являющимся каналным слоем полевого транзистора. Поскольку двумерная потенциальная яма находится в нелегированном слое GaN, где нет примесных центров рассеяния, то подвижность электронов в 2D-слое составляет  $\mu_n = 2000$  см<sup>2</sup>/В·с. Слой толщиной (1-3) нм из высокоомного нелегированного  $Al_xGa_{1-x}N$  (так называемый спейсер) формируется для уменьшения поверхностного рассеяния 2D-электронов на примесях барьерного слоя.

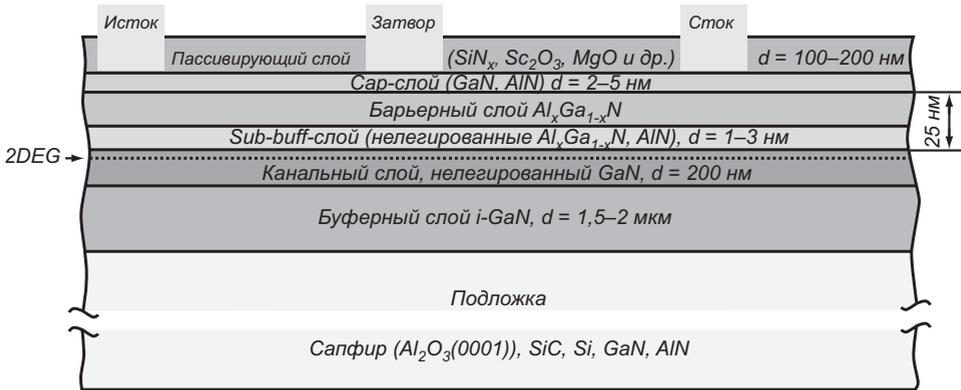


Рис. 6.46. Базовая структура полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки и гетеропереходом на основе нитрида галлия (ГБТШ) [22]

Омические контакты истока и стока в ГБТШ обеспечивают через барьерный слой контакт с 2D-слоем, высокая концентрация носителей в котором осуществляется благодаря как электростатическому полю гетероперехода, так и пьезоэффекту на границе GaN и AlN.

Металл затвора образует с верхней частью барьерного слоя  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  шоттковский контакт и управляет проводимостью канала ГПТШ. Для уменьшения влияния поверхностных состояний барьерный слой пассивируют нанометровым Сар-слоем.

Буферный слой высокоомного GaN толщиной 2 мкм используется в качестве изолирующей прослойки между канальным слоем ГПТШ и подложкой, на которой сформирована транзисторная структура.

СВЧ-приборы на основе нитрида галлия показывают рекордные значения удельной плотности выходной мощности. Компанией *Cree* разработан GaN ГПТШ с затвором длиной  $L = 0,55$  мкм и шириной  $W = 0,25$  мм, выходная мощность которого в непрерывном режиме на частоте 4 МГц составляет 8 Вт. Соответственно, удельная выходная мощность транзистора равняется 33Вт/мм. При этом рабочее напряжение исток–сток равнялось 120 В, а максимальная плотность тока в канале достигала 1,2 А/мм.

### 6.17.3. Монолитные интегральные схемы с СВЧ полевыми транзисторами

СВЧ-транзисторы, как биполярные, так и полевые, являются базовыми элементами твердотельных монолитных интегральных СВЧ-микросхем (МИС). В отличие от кремниевых интегральных схем, используемых в цифровой и аналоговой электронике и имеющих высокий уровень интеграции, в твердотельных СВЧ-микросхемах степень интеграции низкая.

Основное применение СВЧ МИС находят в активных фазированных антенных решетках (АФАР) для радиолокационных станций, в спутниковых трансиверах и в системах сотовой телефонной связи.

Базовой технологией для монолитных интегральных схем является технология ПТШ на GaAs, описанная в разделе 6.16.1, а также ее развитие в виде ГПТШ на GaAs, GaN и других полупроводниковых соединениях. Биполярные транзисторы с гетеропереходом ГБТ на основе GaAs также сохраняют свои позиции. В целом, свыше 80% МИС СВЧ-диапазона базируются на GaAs и тройных полупроводниках AlGaAs, InGaAs на его основе [22, 27].

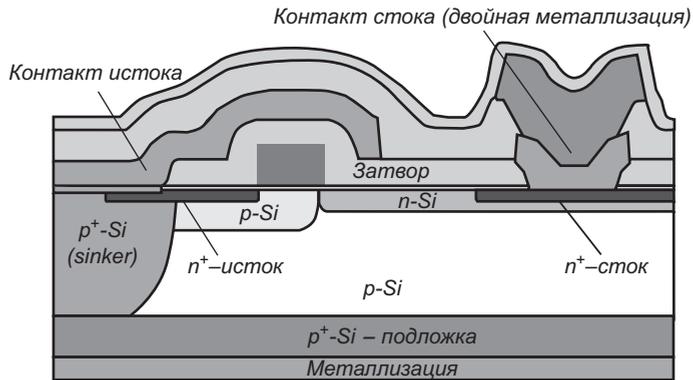


Рис. 6.47. Базовая структура мощного СВЧ МДП полевого транзистора, созданного по технологии МОП с боковой диффузией [22]

СВЧ-транзисторы на основе кремниевой технологии занимают 20% рынка сотовой телефонной связи. Биполярные, МДП- и Би-КМОП-транзисторы обладают хорошими характеристиками в диапазоне частот до 3 ГГц. Основные достоинства кремниевых приборов достаточно очевидны — отработанность технологии, простота интеграции аналоговых и цифровых схем на одном кристалле, низкая себестоимость. На рис. 6.47 приведена базовая структура мощного СВЧ МДП полевого транзистора, созданного по технологии МОП с боковой диффузией (в английской аббревиатуре LDMOS).

МДП-транзистор, приведенный на рисунке 6.47 имеет несимметричную структуру. Особенности конструкции таковы, чтобы уменьшить выходную емкость исток–сток и увеличить напряжение пробоя стока и предотвратить инжекцию горячих электронов в подзатворный окисел. Слаболегированный  $p$ -слой, выращенный на сильнолегированной подложке, предназначен как раз для этих целей, а тонкая  $p$ -область под электродом затвора определяет пороговое напряжение и напряжение отсечки. Сильнолегированная  $p^+$ -область со стороны истока получила название «sinker» и обеспечивает контакт к слаболегированной  $p$ -области, находящейся под затвором.

## Контрольные вопросы

- 6.1. Чем отличаются МДП-транзисторы со встроенным и индуцированным каналом?
- 6.2. Что такое пороговое напряжение МДП-транзистора?
- 6.3. Как влияют заряды в окисле и на поверхностных состояниях на пороговое напряжение?
- 6.4. Чему равен поверхностный потенциал при пороговом напряжении?
- 6.5. С чем связан наклон ВАХ в области насыщения?
- 6.6. Дайте определение крутизны МДП-транзистора.
- 6.7. Как соотносятся крутизны по затвору и подложке?
- 6.8. Дайте определение напряжения отсечки полевого транзистора.
- 6.9. Что является базовым элементом флэш-памяти?
- 6.10. Как реализуется транзисторный эффект в полевых транзисторах с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода?



## Задачи

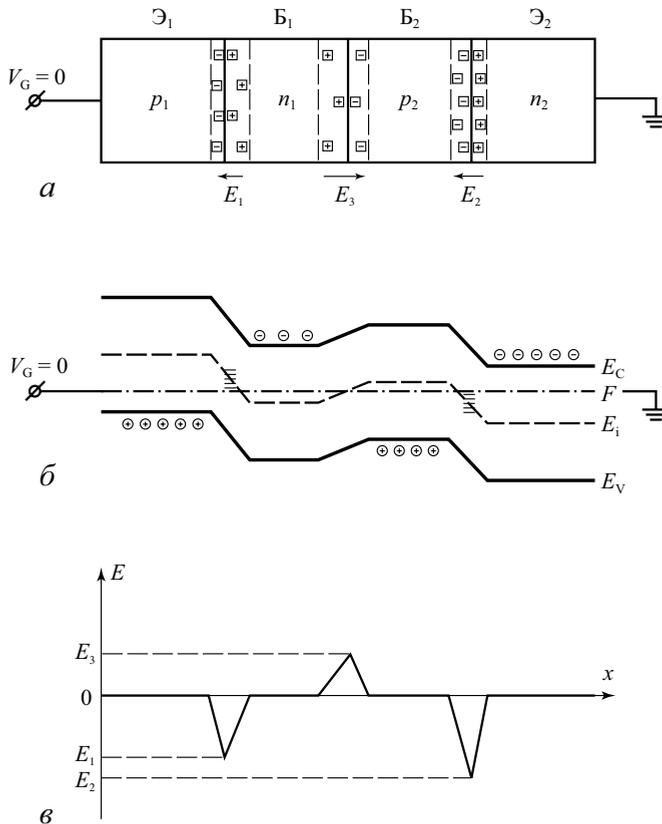
- 6.1. Найти пороговое напряжение  $V_T$   $n$ -канального МОП-транзистора с алюминиевым затвором, если уровень легирования подложки равен  $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , толщина диэлектрика  $d_{\text{ок}} = 100 \text{ нм}$ , заряд в окисле  $Q_{\text{ок}} = +10^{-8} \text{ Кл}\cdot\text{см}^{-2}$ , поверхностные состояния отсутствуют.
- 6.2. МОП-транзистор с отношением ширины к длине канала  $W/L = 5$ , толщиной затворного окисла  $80 \text{ нм}$  и подвижностью электронов в канале  $\mu_n = 600 \text{ см}^2\cdot\text{В}^{-1}\cdot\text{с}^{-1}$  предполагается использовать как управляемый резистор. Рассчитать превышение затворного напряжения  $V_G$  над пороговым напряжением  $V_T$ , при котором сопротивление транзистора  $R$  при малых напряжениях на стоке  $V_d$  будет равно  $2,5 \text{ кОм}$ .
- 6.3. В запоминающем устройстве с плавающим затвором нижний изолирующий слой имеет толщину  $d_1 = 10 \text{ нм}$  и относительную проницаемость  $\epsilon_1 = 4$ , параметры верхнего слоя:  $d_2 = 100 \text{ нм}$  и  $\epsilon_2 = 10$ . Плотность тока в нижнем слое  $J = \sigma E$ , где  $\sigma = 10^{-7} \text{ Ом}^{-1}\cdot\text{см}^{-1}$ , в верхнем слое током можно пренебречь. Вычислить изменение порогового напряжения  $\Delta V_T$ , считая что к затвору приложено  $10 \text{ В}$  в течение  $t = 0,25 \text{ мкс}$ .
- 6.4. Дан ПЗС-прибор с затворами  $5 \times 5 \text{ мкм}$  для формирования изображения. Пороговое значение детектируемого заряда составляет  $2,5 \cdot 10^3$  электронов на элемент изображения, а заряд каждого элемента считывается и обнуляется каждые  $10 \text{ мс}$ . В термодинамическом равновесии поверхностная плотность зарядов в инверсионном слое равна  $1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ . Рассчитать время жизни неосновных носителей заряда  $\tau_0$  в кремнии  $p$ -типа с  $\rho = 12 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , учитывая, что доля тепловой генерации не превышает  $5\%$  от детектируемого порогового заряда.
- 6.5. Рассчитать плотность поверхностных состояний  $N_{\text{ss}}$ , при которой скорость поверхностной генерации  $I_s$  для полностью обедненной поверхности вдвое превышает скорость генерации в приповерхностной обедненной области  $I_F$ . Считать, что сечения захвата носителей заряда равны  $\sigma_i = 10^{-15} \text{ см}^2$ , тепловая скорость  $v_i = 10^7 \text{ см/с}$ , постоянная времени  $\tau = 1 \text{ мкс}$ , ширина ОПЗ  $W = 1 \cdot 10^{-6} \text{ см}$ .

# Глава 7

## Тиристоры

### 7.1. Общие сведения

**Тиристор** — это полупроводниковый прибор с тремя и более  $p$ - $n$ -переходами, на прямой ветви вольт-амперной характеристики которого имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Тиристор обладает двумя устойчивыми состояниями — с низким и высоким значением сопротивления и может обратимо переключаться из одного состояния в другое. Свойство приборов или устройств обратимо переключаться между двумя состояниями с существенно различающимися значениями сопротивления получило название **тиристорного эффекта**. Этим свойством, кроме тиристоров, обладают резисторы на основе халькогенидных стекол и оксидов ванадия, а также однопереходные транзисторы.



**Рис. 7.1.** Схема диодного тиристора: а) структура диодного тиристора; б) зонная диаграмма при нулевом напряжении; в) зависимость напряженности электрического поля от координаты

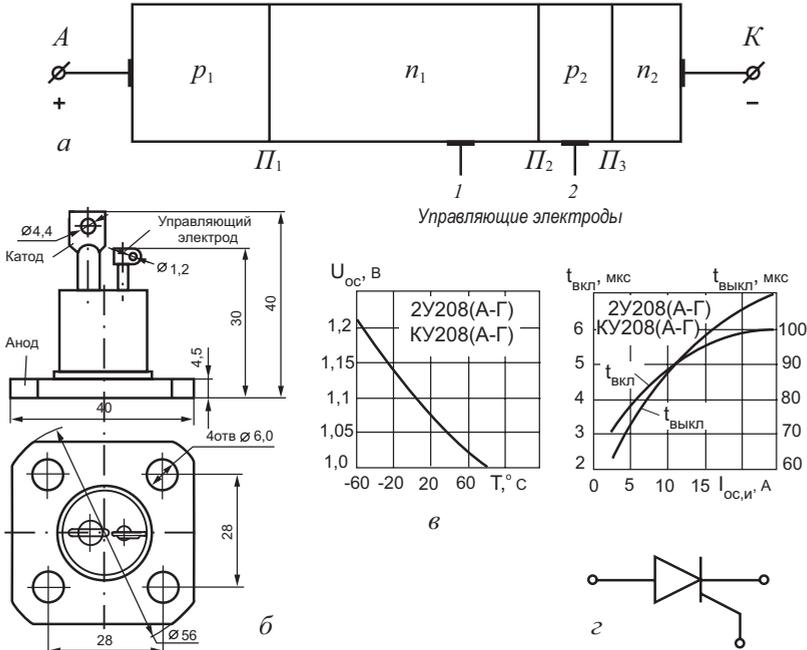


Рис. 7.2. Схема (а), приборная реализация (б), характеристики (в) и схематическое обозначение (z) триодного тиристора [105]

Структура тиристора показана на рис. 7.1. Тиристор представляет собой четырехслойный  $p_1-n_1-p_2-n_2$ -прибор, содержащий три последовательно соединенных  $p-n$ -перехода ( $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$  и  $\Pi_3$ ). Обе внешние области называют эмиттерами ( $\mathcal{E}_1$ ,  $\mathcal{E}_2$ ), а внутренние области — базами ( $\mathcal{B}_1$ ,  $\mathcal{B}_2$ ) тиристора (рис. 7.1, а). Переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  называются эмиттерными, переход  $\Pi_3$  — коллекторный переход.

Прибор без управляющих электродов работает как двухполюсник и называется **двухполюсным тиристором (динистором)**. Прибор с управляющим электродом является трехполюсником и называется **триодным тиристором**.

На рис. 7.2 показана схема триодного тиристора с управляющими электродами при его приборной реализации и характеристики тиристора. Управляющий электрод может быть подключен к любой из баз ( $\mathcal{B}_1$ ,  $\mathcal{B}_2$ ) тиристора, как показано на рис. 7.2, а.

Управляющие тиристоры используются для коммутирования высоких значений токов, напряжений и мощностей. Поэтому корпуса тиристоров, как правило, являются достаточно массивными и в ряде случаев снабжены радиаторами для улучшения теплоотвода. На рис. 7.2, б приведена топология корпуса тиристора малой мощности. Для коммутации мощностей важными параметрами являются время включения и выключения тиристора. Характерные значения этих времен для тиристоров лежат в микросекундном диапазоне. На рис. 7.2, в в качестве примера приведены такие характеристики для триодного тиристора КУ208.

При создании тиристора в качестве исходного материала выбирается подложка  $n$ - или  $p$ -типа. Типичный профиль легирующей примеси в диффузионно-сплавном приборе показан на рис. 7.3. В качестве исходного материала выбрана подложка  $n$ -типа. Диффузией с обеих сторон подложки одновременно создают слои  $p_1$  и  $p_2$ . На заключительной стадии путем сплавления (или диффузии) с одной стороны подложки создают слой  $n_2$ . Структура полученного тиристора имеет вид  $p_1^+-n_1-p_2-n_2^+$ .

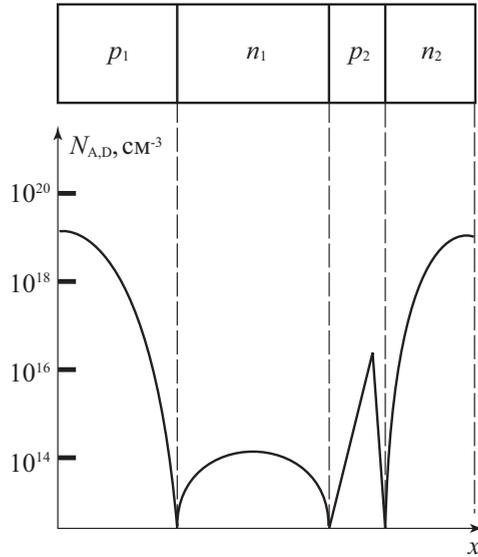


Рис. 7.3. Профиль концентрации легирующей примеси ( $N_{A,D}$ ) в эмиттерах и базах тиристора [10]

## 7.2. Вольт-амперная характеристика диодного тиристора

Вольт-амперная характеристика диодного тиристора, приведенная на рис. 7.4, имеет несколько различных участков. Прямое смещение тиристора соответствует положительному напряжению  $V_G$ , подаваемому на первый  $p_1$ -эмиттер тиристора.

Участок характеристики между точками 1 и 2 соответствует закрытому состоянию с высоким сопротивлением. В этом случае основная часть напряжения  $V_G$  падает на коллекторном переходе  $\Pi_2$ , который в смещен в обратном направлении. Эмиттерные переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  включены в прямом направлении. Первый участок ВАХ тиристора аналогичен обратной ветви ВАХ  $p$ - $n$ -перехода.

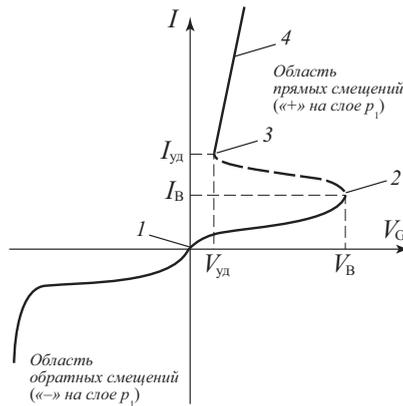


Рис. 7.4. ВАХ тиристора:  $V_G$  – напряжение между анодом и катодом;  $I_y$ ,  $V_y$  – минимальный удерживающий ток и напряжение;  $I_B$ ,  $V_B$  – ток и напряжение включения

При достижении напряжения  $V_G$ , называемого напряжением включения  $U_{вкл}$ , или тока  $J$ , называемого током включения  $J_{вкл}$ , ВАХ тиристора переходит на участок между точками 3 и 4, соответствующий открытому состоянию (низкое сопротивление). Между точками 2 и 3 находится переходный участок характеристики с отрицательным дифференциальным сопротивлением, не наблюдаемый на статических ВАХ тиристора.

### 7.2.1. Феноменологическое описание ВАХ динистора

Для объяснения ВАХ динистора используют двухтранзисторную модель. Из рис. 7.5 следует, что тиристор можно рассматривать как соединение  $p$ - $n$ - $p$ -транзистора с  $n$ - $p$ - $n$ -транзистором, причем коллектор каждого из них соединен с базой другого. Центральный переход действует как коллектор дырок, инжектируемых переходом  $\Pi_1$ , и как коллектор электронов, инжектируемых переходом  $\Pi_2$ .

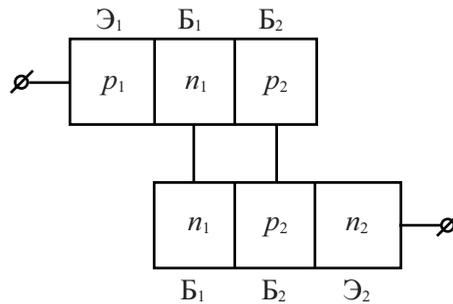


Рис. 7.5. Двухтранзисторная модель диодного тиристора

Взаимосвязь между токами эмиттера  $I_e$ , коллектора  $I_k$  и статическим коэффициентом усиления по току  $\alpha$   $p_1$ - $n_1$ - $p_2$ -транзистора и  $\alpha_2$   $n_2$ - $p_1$ - $n_1$ -транзистора следующая. Представляя динистор как два транзистора, запишем следующие соотношения.

Пусть  $I_{\Pi_1}$  – ток через переход  $\Pi_1$ . Тогда часть тока  $I_{\Pi_1}$ , дошедшая до коллекторного перехода  $\Pi_3$   $I_{\Pi_1 \rightarrow \Pi_3}$ , будет равна:

$$I_{\Pi_1 \rightarrow \Pi_3} = \alpha_1 I_{\Pi_1} \quad (7.1)$$

Если  $I_{\Pi_2}$  – ток через переход  $\Pi_2$ , аналогично:

$$I_{\Pi_2 \rightarrow \Pi_3} = \alpha_2 I_{\Pi_2} \quad (7.2)$$

Учтем еще один фактор – лавинное умножение в переходе  $\Pi_3$  через коэффициент лавинного умножения  $M$ . Тогда суммарный ток  $I_{\Pi_3}$  через переход  $\Pi_3$  будет равен:

$$I_{\Pi_3} = M(\alpha_1 I_{\Pi_1} + \alpha_2 I_{\Pi_2} + I_{K0}) \quad (7.3)$$

где  $I_{K0}$  – обратный ток перехода  $\Pi_3$  (генерационный и тепловой).

В стационарном случае токи через переходы  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$  и  $\Pi_3$  равны, тогда

$$I = M(\alpha_1 I + \alpha_2 I + I_{K0}) \quad (7.4)$$

откуда

$$I = \frac{M I_{K0}}{1 - M\alpha}; \quad I = \frac{M I_{K0}}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (7.5)$$

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

Выражение (7.5) в неявном виде описывает ВАХ диодного тиристора на «закрытом» участке, поскольку коэффициенты  $M$  и  $\alpha$  зависят от приложенного напряжения  $V_G$ . По мере роста  $\alpha$  и  $M$  с ростом  $V_G$ , когда значение  $M(\alpha_1 + \alpha_2)$  станет равно 1, из уравнения (7.5) следует, что ток  $I$  устремится к  $\infty$ . Это условие и есть условие переключения тиристора из состояния «закрыто» в состояние «открыто».

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

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

В закрытом состоянии ( $\alpha$  – малы) все приложенное напряжение падает на коллекторном переходе  $\text{П}_3$  и ток тиристора – это ток обратно-смещенного  $p$ - $n$ -перехода. Энергетическая диаграмма тиристора в состоянии равновесия приведена ранее на рис. 7.6, а в режиме прямого смещения («+» – на слое  $p_1$ ) в закрытом состоянии представлена на рис. 7.6, б.

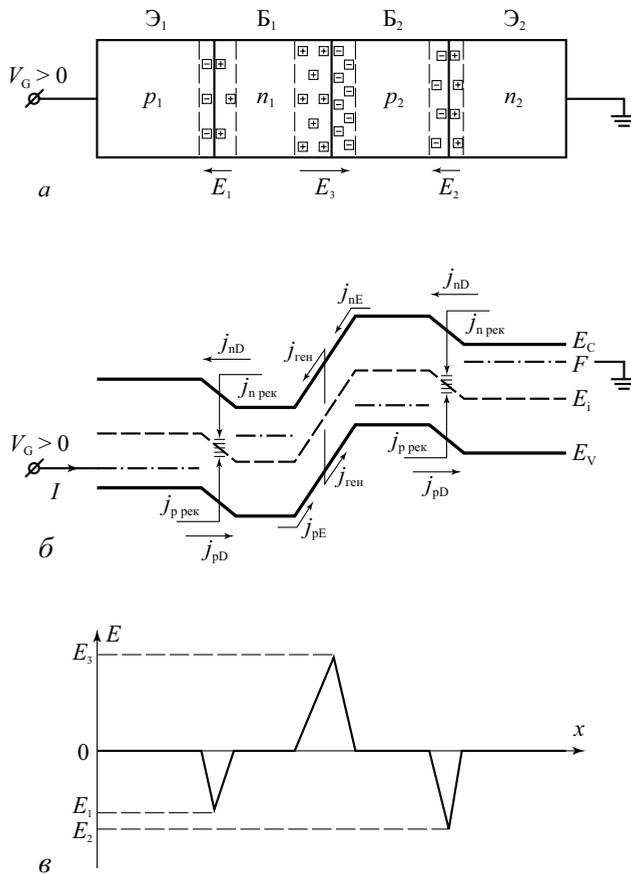


Рис. 7.6. Зонная диаграмма и токи в тиристоре в закрытом состоянии [10]: а) распределение объемных зарядов в переходах тиристора; б) зонная диаграмма и токи в закрытом состоянии; в) зависимость напряженности электрического поля от координаты

Если полярность напряжения между анодом и катодом сменить на обратную, то переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  будут смещены в обратном направлении, а  $\Pi_2$  — в прямом. ВАХ тиристора в этом случае будет обычная ВАХ двух обратносмещенных  $p$ - $n$ -переходов.

### 7.2.2. Зонная диаграмма и токи диодного тиристора в открытом состоянии

В открытом состоянии ( $\alpha$  — велики) все три перехода смещены в прямом направлении. Это происходит вследствие накопления объемных зарядов в базах  $n_2$ ,  $p_2$  тиристора.

Действительно, при больших значениях коэффициента передачи  $\alpha_2$  электроны, инжектированные из  $n_2$ -эмиттера в  $p_2$ -базу, диффундируют к  $p$ - $n$ -переходу коллектора  $\Pi_3$ , проходят его и попадают в  $n_1$ -базу. Дальнейшему прохождению электронов по тиристорной структуре препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода  $\Pi_1$ . Поэтому часть электронов, оказавшись в потенциальной яме  $n_1$ -базы, образует отрицательный избыточный заряд.

Инжектированные дырки из эмиттера  $p_1$  в базу  $n_1$  диффундируют к  $p$ - $n$  переходу коллектора  $\Pi_3$ , проходят через него и попадают в базу  $p_2$ . Дальнейшему их продвижению препятствует потенциальный барьер эмиттерного перехода  $\Pi_2$ . Следовательно, в базе  $p_2$  происходит накопление избыточного положительного заряда.

В результате накопления избыточного положительного заряда в базе  $p_2$  и отрицательного заряда в базе  $n_1$  переход  $\Pi_3$  смещается в прямом направлении, происходит резкое увеличение тока и одновременное уменьшение падения напряжения на тиристоре.

На рис. 7.7 приведена зонная диаграмма тиристора с накопленным объемным зарядом в обеих базах  $n_1$  и  $p_2$ .

Величина падения напряжения в прямом участке ВАХ составляет сумму падений напряжения на трех прямосмещенных  $p$ - $n$ -переходах и имеет значение порядка 2–3 вольта. Прямое смещение на  $p$ - $n$ -переходах обусловлено на  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  — за счет внешнего напряжения, а на  $\Pi_3$  — за счет объемных зарядов в базах  $B_1$  и  $B_2$ . Отметим, что после переключения тиристора в открытое состояние прямое смещение на переходах  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  несколько возрастает по сравнению с закрытым состоянием.

Рекомбинационная компонента тока в переходах  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  продолжает оставаться не меньше, чем была в закрытом состоянии, но становится меньше, чем диффузионная компонента инжекционного тока  $p$ - $n$ -переходов.

Таким образом, тиристор имеет два устойчивых состояния: малый ток, большое напряжение, высокое сопротивление и большой ток, малое напряжение, малое сопротивление. Переход тиристора из закрытого в открытое состояние связан с накоплением объемного заряда в базах  $B_1$  и  $B_2$  из-за роста значения коэффициента передачи эмиттерного тока  $\alpha$  и коэффициента умножения  $M$ .

То есть рост  $\alpha$ ,  $M$  с ростом тока  $J$  и напряжения  $V_G$  в тиристоре является причиной перехода тиристора из закрытого состояния в открытое.

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

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

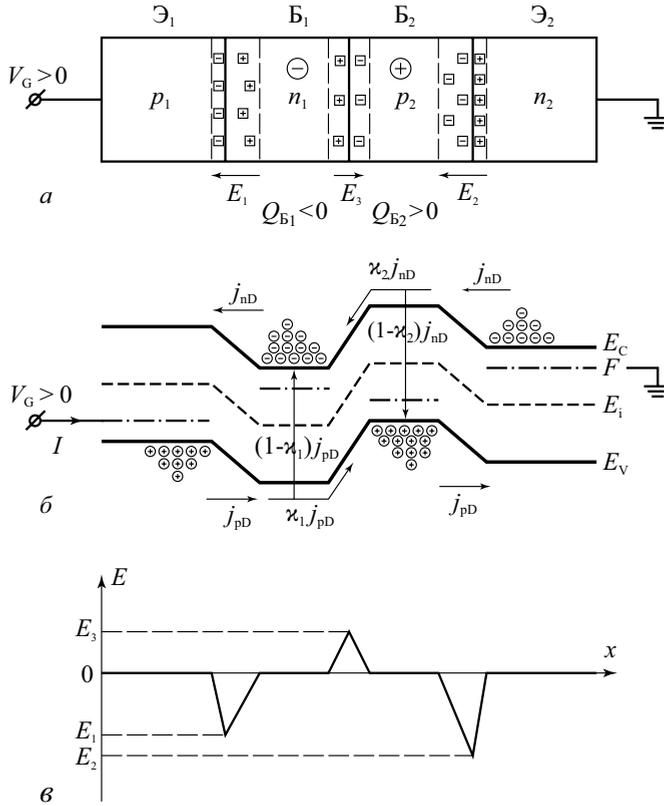


Рис. 7.7. Зонная диаграмма и токи тиристора в открытом состоянии (везде прямое смещение): а) распределение объемных зарядов в переходах тиристора; б) зонная диаграмма и токи в открытом состоянии; в) зависимость напряженности электрического поля от координаты

### 7.2.3. Зависимость коэффициента передачи $\alpha$ от тока эмиттера

Как уже отмечалось ранее, зависимость коэффициента передачи эмиттерного тока  $\alpha$  от напряжения, приложенного к тиристор, является причиной переключения тиристора. Рассмотрим, какие физические механизмы могут обеспечить такую зависимость. В области малых токов основная причина зависимости  $\alpha$  от тока  $I$  связана с **рекомбинацией** в эмиттерном переходе. При наличии рекомбинационных центров в области пространственного заряда эмиттерного перехода прямой ток такого перехода в области малых прямых смещений – рекомбинационный  $J_{рек}$ . Зависимость этого тока от напряжения экспоненциальная, но показатель экспоненты в два раза меньше, чем для диффузионного тока  $J_{pD}$ . Напомним, что эти процессы подробно рассматривались в разделе 4.3.2, где изучалось влияние рекомбинации на прямой ток реальных диодов (рис. 4.7).

Коэффициент передачи эмиттерного тока  $\alpha$  равен произведению коэффициента переноса  $k$  и коэффициента инжекции  $\gamma$ . При наличии рекомбинационной компоненты тока в  $p$ - $n$ -переходе выражение для коэффициента инжекции  $\gamma$  будет следующим:

$$\gamma = \frac{J_{эп}}{J_s} = \frac{J_{эп}}{J_{эп} + J_{эп} + J_{рек}} \approx \frac{J_{pD}}{J_{pD} + J_{рек}}. \quad (7.6)$$

По мере роста прямого напряжения на  $p$ - $n$ -переходе диффузионная компонента тока  $J_{\text{рД}}$  начинает превалировать над рекомбинационной  $J_{\text{рек}}$ . В терминах эффективности эмиттера  $\gamma$  это эквивалентно возрастанию эффективности эмиттера  $\gamma$ , а следовательно, и увеличению коэффициента передачи эмиттерного тока  $\alpha = \gamma \kappa$ . На рис. 7.6 показана зонная диаграмма эмиттерного перехода, которая иллюстрирует конкуренцию двух токов — рекомбинационного и диффузионного в токе эмиттера, а на рис. 7.8 — типичная зависимость коэффициента передачи  $\alpha$  от тока эмиттера  $I_{\text{э}}$  при наличии рекомбинационных центров в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода.

Таким образом, для реализации тиристорного эффекта в четырехслойных  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  структурах необходимо введение рекомбинационных центров в эмиттерные переходы тиристора с тем, чтобы обеспечить зависимость коэффициента инжекции  $\gamma$ , а следовательно, и коэффициента передачи  $\alpha$ , от напряжения, приложенного к тиристор.

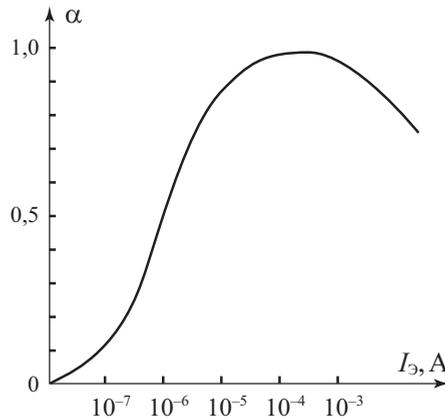


Рис. 7.8. Типичная зависимость коэффициента передачи  $\alpha$  от тока эмиттера  $I_{\text{э}}$  при наличии сильной рекомбинации в ОПЗ эмиттерных  $p$ - $n$ -переходов

#### 7.2.4. Зависимость коэффициента $M$ от напряжения $V_{\text{Г}}$ .

##### Умножение в коллекторном переходе

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

Если  $M$  — коэффициент ударной ионизации, определяемый как количество носителей, рожденных при лавинном умножении одной частицей, то  $M$  описывается эмпирической формулой:

$$M = \frac{I_{\text{выходной}}}{I_{\text{входной}}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_{\text{М}}}\right)^n}, \quad (7.7)$$

где  $U_{\text{М}}$  — напряжение лавинного пробоя, а значение коэффициента  $n$  для Ge, Si равно 3.

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

Таким образом, возвращаясь к вольт-амперной характеристике тиристора, приведенной на рис. 7.4, можно отметить следующие особенности различных участков ВАХ в области прямых смещений. В состоянии «закрыто» по мере роста напряжения на тиристоре 1–2, в последнем растут коэффициенты передачи эмиттерного тока  $\alpha$  или коэффициент умножения  $M$  в коллекторном переходе. В точке переключения 2 выполняется условие  $M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$  и начинается процесс накопления объемных зарядов в базах тиристора. Участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением 2–3, не наблюдаемый на статических ВАХ, как раз связан с формированием этого объемного заряда в базах тиристора. Время накопления заряда и есть время переключения тиристора из состояния «закрыто» в состояние «открыто». Участок 3–4 характеризует открытое состояние тиристора. На этом участке все три  $p$ - $n$ -перехода смещены в прямом направлении и сопротивление тиристора мало и составляет десятки ом.

Резюмируя, отметим, что не каждая четырехслойная  $p$ - $n$ - $p$ - $n$ -структура может обладать тиристорным эффектом. Обязательным условием для его реализации является или наличие рекомбинационных центров в области пространственного заряда эмиттерных  $p$ - $n$ -переходов, или реализация условий для лавинного умножения в коллекторном  $p$ - $n$ -переходе.

### 7.3. Тринистор

Как уже говорилось, чтобы перевести тиристор в открытое состояние, необходимо накопить избыточный отрицательный заряд в базе  $n_1$  и положительный в базе  $p_2$ . Это осуществляется путем увеличения уровня инжекции через эмиттерные переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  при увеличении напряжения на тиристоре до  $U_{\text{перекл}}$ . Накоплением объемных зарядов в базах  $B_1$  и  $B_2$  можно управлять, если у одной из баз имеется контакт, который называется управляющим электродом (см. рис. 7.2, а).

На управляющий электрод базы подается напряжение такой полярности, чтобы прилегающий к этой базе эмиттерный переход был включен в прямом направлении. Это приводит к росту тока через эмиттерный переход и снижению  $U_{\text{перекл}}$ . На рис. 7.9 приведено семейство ВАХ тиристора при различных значениях управляющего тока  $I_{\text{упр}}$ .

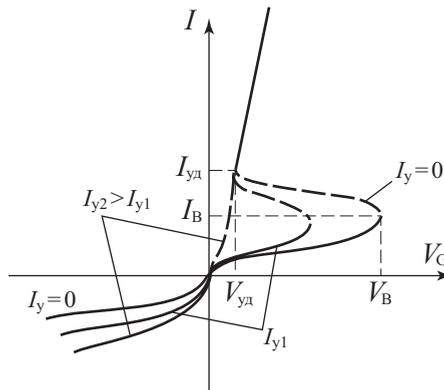
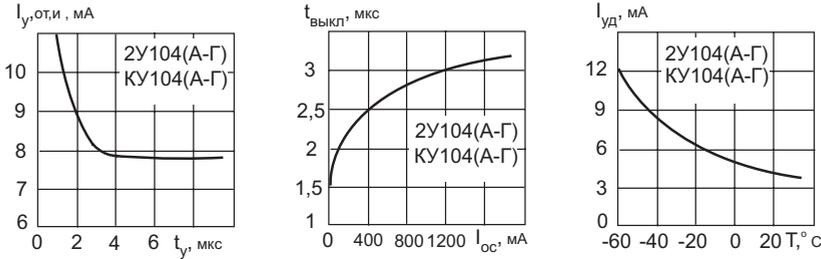


Рис. 7.9. ВАХ тринистора при различных значениях управляющего тока  $I_{\text{упр}}$

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

Таким образом, наличие  $I_{упр}$  принципиально не меняет существа процессов, определяющих вид ВАХ тиристора, но меняет значения параметров: напряжение переключения и ток переключения.

На рис. 7.10 приведены параметры, характеризующие различные тиристоры в зависимости от выбора рабочей точки. Наиболее важные параметры – это время выключения тиристора, управляющий и удерживающий токи.



**Рис. 7.10.** Примеры характеристик кремниевых тринисторов КУ104 [105]: а) зависимость отпирающего импульсного тока управления  $I_y$  от длительности отпирающего импульса  $t_y$ ; б) зависимость времени выключения  $t_{выкл.}$  от постоянного тока в открытом состоянии  $I_{ос}$  тиристора; в) зависимость тока удержания  $I_{уд.}$  от температуры  $T$  окружающей среды

### 7.3.1. Феноменологическое описание ВАХ тринистора

Аналогично как для динистора, запишем систему уравнений для тока тиристора через эмиттерный и коллекторный  $p-n$ -переходы с учетом управляющего тока  $I_y$  через вторую базу:

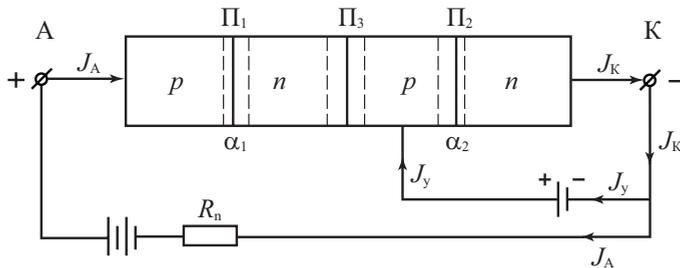
$$I_{п1 \rightarrow п3} = \alpha_1 I_{п3} = \alpha_1 I_3, \tag{7.8}$$

$$I_{п2 \rightarrow п3} = \alpha_2 I_{п2}; I_{п2} = I_3 + I_y. \tag{7.9}$$

Сумма всех токов, протекающих через переход  $П_3$ , будет равна:

$$(I_3 + I_y)\alpha_2 + \alpha_1 I_3 + I_{к0} = I_3. \tag{7.10}$$

На рис. 7.11 приведена схема тринистора, используемая для расчета вольт-амперных характеристик в закрытом состоянии.



**Рис. 7.11.** Схема включения тринистора для расчета ВАХ

Сохраняя обозначение тока тиристора, как и ранее, через знак  $I = I_y$ , запишем:

$$I = \frac{I_{к0} + \alpha_2 I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (7.11)$$

При наличии лавинного умножения  $M$  в коллекторе  $\Pi_3$  ток через коллекторный переход будет равен:

$$\alpha_2 M (I_y + I_y) + \alpha_1 M I_y + M I_{к0} = I_y. \quad (7.12)$$

Отсюда ВАХ тиристора на закрытом участке равна:

$$I = \frac{M I_{к0} + M \alpha_2 I_y}{1 - M (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (7.13)$$

Уравнение (7.13) описывает ВАХ тиристора в закрытом состоянии, поскольку коэффициенты  $M$ ,  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  зависят от напряжения  $V_G$ .

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

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

### 7.3.2. Симметричные триисторы

Конструкция и устройство тиристора позволяют включить два тиристора со структурами  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  и  $n$ - $p$ - $n$ - $p$  параллельно друг другу. В этом случае вольт-амперная характеристика таким образом включенных тиристоров будет симметрична относительно оси напряжений и токов. Полупроводниковый прибор с симметричной вольт-амперной характеристикой, имеющей участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением и реализующий два бистабильных состояния «закрыто» и «открыто», называется **семистором**. Семистор состоит из пяти последовательно чередующихся  $p$ - и  $n$ -областей. В том случае, если управляющий электрод отсутствует, такой прибор называют **диакком**. При наличии управляющего электрода базы — **триаком**. На рис. 7.12 приведены структурные схемы, вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение триака.

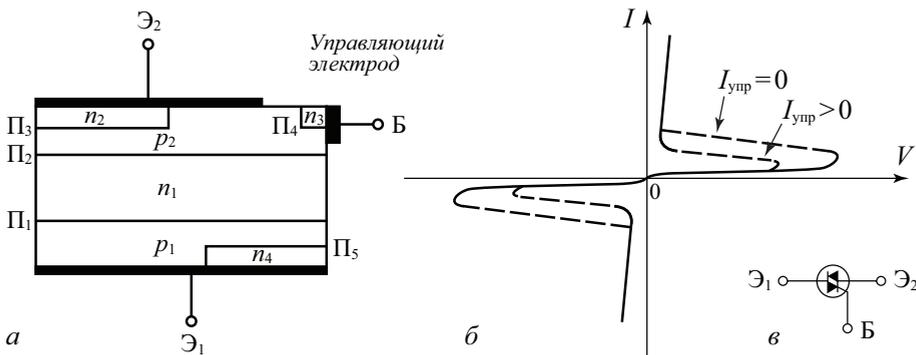
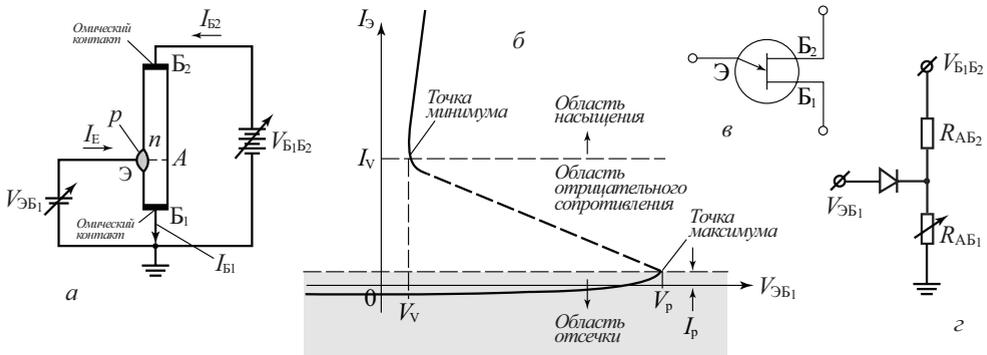


Рис. 7.12. Схема (а), вольт-амперная характеристика (б) и условное графическое обозначение (в) триака

Симметричные триодные тиристоры используются как ключевые элементы в цепях переменного напряжения. При положительном потенциале на электроде эмиттера  $\mathcal{E}_1$  тиристорный эффект реализуется в левой части триака  $p_1-n_1-p_2-n_2$ . При отрицательном потенциале на электроде эмиттера  $\mathcal{E}_1$  тиристорный эффект реализуется в правой части триака  $p_2-n_1-p_1-n_4$ . При подаче управляющего напряжения на базу Б в зависимости от полярности управляющего напряжения меняется напряжение переключения тиристора. Переходы  $\Pi_3$  и  $\Pi_3$  играют роль эмиттерных переходов, а переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  поочередно роль коллекторного перехода в зависимости от полярности напряжения на эмиттерах.

## 7.4. Однопереходные транзисторы

Полупроводниковый прибор с одним электронно-дырочным переходом, имеющий на вольт-амперной характеристике область с отрицательным дифференциальным сопротивлением, называется **однопереходным транзистором**. На рис. 7.13 приведены схема включения однопереходного транзистора, его вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение. Особенностью конструкции однопереходного транзистора является наличие длинной слаболегированной базы с омическими контактами  $B_1$  и  $B_2$ , как показано на рис. 7.13.



**Рис. 7.13.** Однопереходной транзистор: а) схема включения; б) вольт-амперная характеристика; в) условно-графическое обозначение; г) эквивалентная схема

Принцип работы однопереходного транзистора основан на явлении сильной инжекции или, другими словами, на высоком уровне инжекции. Для большинства биполярных приборов активный режим работы реализуется при условии низкого уровня инжекции. Критерий низкого уровня инжекции заключается в том, что концентрация инжектированных неосновных носителей существенно ниже, чем концентрация основных носителей. Для полупроводника  $n$ -типа это означает, что концентрация  $p_n$  существенно меньше, чем  $n_{n0}$ . Поскольку проводимость полупроводника определяется суммой концентраций основных и неосновных носителей, в случае низкого уровня инжекции проводимость, а следовательно, и сопротивление полупроводника при инжекции неосновных носителей не меняются.

В случае высокого уровня инжекции ( $p_n \gg n_{n0}$ ) ситуация другая. Поскольку концентрация инжектированных неосновных носителей больше, чем концентрация основ-

ных носителей, в случае высокого уровня инжекции проводимость, а следовательно, и сопротивление полупроводника при инжекции неосновных носителей существенно меняются.

Рассмотрим, каким образом условие высокого уровня инжекции проявляется в вольт-амперных характеристиках однопереходного транзистора. При подаче напряжения между базами  $B_1$  и  $B_2$  вследствие омических контактов к этим базам приложенное напряжение линейно распределится вдоль полупроводниковой базы однопереходного транзистора. Эмиттер однопереходного транзистора Э находится примерно посередине базы. На рис. 7.13 эта точка обозначена буквой А. При положительном потенциале в точке  $B_2$  (например, напряжение питания  $V = +5$  В) величина потенциала в точке А будет также положительна (соответственно  $V = +2$  В). При нулевом напряжении на эмиттере это соответствует обратному смещению  $p$ - $n$ -перехода эмиттер–база. При росте напряжения на эмиттере до тех пор, пока напряжение на эмиттере не сравняется со значением потенциала в точке А, эмиттерный переход будет смещен в обратном направлении. На вольт-амперной характеристике этот участок находится ниже оси абсцисс.

Когда значение напряжения на эмиттере сравняется и будет чуть выше, чем значение потенциала в точке А, произойдет прямое смещение  $p$ - $n$ -перехода эмиттер–база. В этом случае в базу будут инжектированы неосновные носители. База однопереходного транзистора слабо легирована, концентрация основных носителей в ней невелика. Поэтому при прямом смещении эмиттерного перехода легко реализуется критерий высокого уровня инжекции. Это приводит к тому, что в области базы А– $B_1$  суммарная концентрация основных и неосновных носителей становится выше, чем в равновесном состоянии, а, следовательно, сопротивление этой области уменьшается. На рис. 7.13,  $z$  эта область базы представлена в виде переменного резистора, сопротивление которого начинает уменьшаться при достижении напряжения на эмиттере.

Уменьшение сопротивления базы на участке А– $B_2$  вызывает уменьшение потенциала в точке А, формируемого за счет источника питания в цепи  $B_1$ – $B_2$ . Это, в свою очередь, увеличивает прямое смещение эмиттерного перехода и величину инжекционного тока. Такая положительная обратная связь обуславливает переключение однопереходного транзистора в состояние с высоким значением тока эмиттера. Переходной участок ВАХ является участком с отрицательным дифференциальным сопротивлением и показан на рис. 7.13,  $b$ . В стационарном состоянии на участке с высоким значением тока вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора описывается как ВАХ диода в режиме высокого уровня инжекции, ток которого ограничен объемным сопротивлением базы диода.

## Контрольные вопросы

- 7.1. Каковы особенности конструкции тиристора?
- 7.2. На каком участке ВАХ тиристора идет накопление объемного заряда в базах тиристора?
- 7.3. Какова причина зависимости коэффициента передачи от напряжения на тиристоре?
- 7.4. Как влияет знак тока базы на напряжение переключения тиристора?
- 7.5. Почему ВАХ тиристора имеет участок отрицательного сопротивления?

# Глава 8

## Лавинно-пролетные диоды

### 8.1. Общие сведения

Лавинно-пролетным диодом (ЛПД) называют полупроводниковый диод с отрицательным сопротивлением в СВЧ-диапазоне, работающий при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода в режиме лавинного умножения носителей заряда и их пролета через область пространственного заряда (ОПЗ) полупроводниковой структуры. Теоретические разработки с описанием идеи создания ЛПД впервые были изложены У. Ридом в 1958 году, поэтому базовый вариант лавинно-пролетного диода на основе асимметричного  $p$ - $n$ -перехода обычно называют диодом Рида. Генерация-СВЧ колебаний в такого сорта германиевых структурах впервые наблюдалась в 1959 году А.С. Тагером, а затем в 1965 году на кремниевых диодах Р. Л. Джонсоном [6, 14, 17, 20, 23].

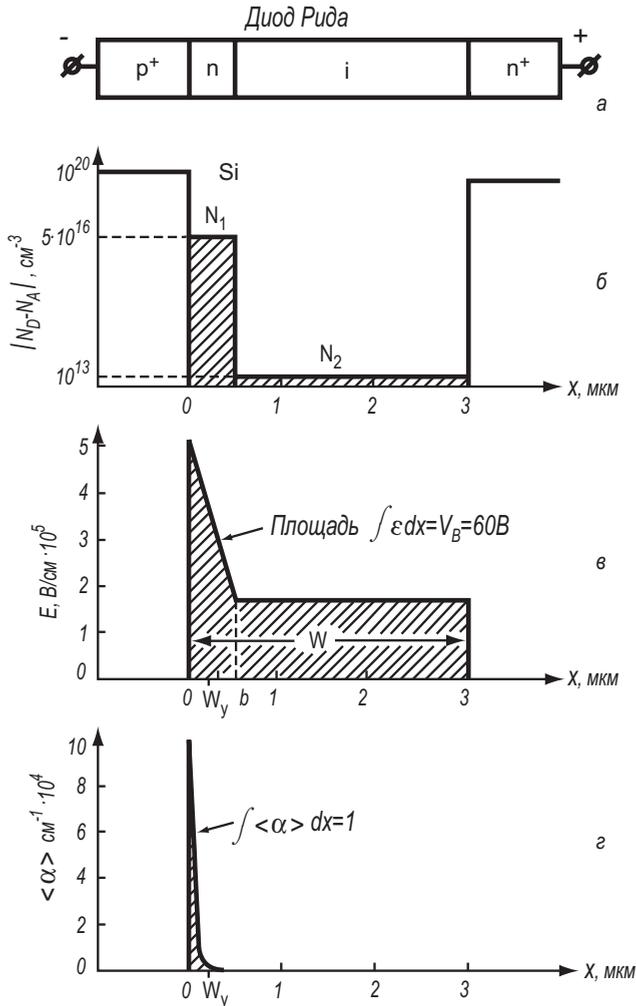
Возникновение отрицательного сопротивления в лавинно-пролетных диодах обусловлено двумя физическими процессами, имеющими конечные времена протекания в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода в режиме лавинного умножения. Первый процесс связан с временем нарастания лавинного тока, а второй процесс связан с прохождением носителей через пролетную область. Их суперпозиция приводит к появлению фазового сдвига между током и напряжением на выводах диода. Одним из основных критериев, необходимых для работы ЛПД, является примерное равенство между периодом колебаний СВЧ-поля и характерным временем пролета носителей через ОПЗ.

В этом случае пакет инжектированных носителей, дрейфуя через пролетную область в ускоряющем постоянном поле, но тормозящем СВЧ-поле, осуществляет преобразование энергии постоянного электрического поля в энергию СВЧ-колебаний, что и служит физической основой для использования лавинно-пролетных диодов в качестве генераторов СВЧ-колебаний.

### 8.2. Устройство и зонная диаграмма

Рассмотрим устройство и параметры лавинно-пролетного диода на основе классического диода Рида со структурой  $p^+-n-i-n^+$ . На рис. 8.1 приведены схема, зонная диаграмма, распределение легирующих примесей, электрического поля, коэффициента ударной ионизации в диоде Рида при напряжении, равном напряжению лавинного пробоя [10, 20, 38].

Для обратносмещенного  $p$ - $n$ -перехода максимальное значение напряженности электрического поля наблюдается на металлургической границе, а поскольку коэффициент лавинного умножения согласно формуле (4.36) сверхэкспоненциально резко зависит от напряженности поля, то практически весь процесс умножения носителей происходит в узком слое высокого поля  $p$ - $n$ -перехода, составляющего малую долю ширины обедненной области  $p^+$ - $n$ -перехода. Ширина области умножения  $W_y$  определяется таким образом, чтобы при интегрировании коэффициента ионизации от 0 до  $W_y$  получить 95%



**Рис. 8.1.** Схема (а), распределение концентраций легирующих примесей (б), электрического поля (в), коэффициента ударной ионизации (г) в диоде Рида при напряжении, близком к напряжению лавинного пробоя [10, 38]

полной величины эффективного коэффициента. Для случая, приведенного на рис. 8.1, ширина области лавинного умножения составляет 0,2 мкм для кремниевых структур. Вне этой области умножение не происходит. Поэтому оставшуюся часть ОПЗ будем называть областью дрейфа. Важнейшей характеристикой области дрейфа является скорость носителей заряда, с которой они проходят через эту область. Для того чтобы время пролета было минимально, необходимо в ОПЗ иметь высокие значения напряженности электрического поля. Для высоких электрических полей, вследствие рассеивания на оптических фононах, дрейфовая скорость достигает насыщения. Значение электрического поля, соответствующего этому критерию, для кремния равняется  $10^4$  В/м, для арсенида галлия  $10^3$  В/см.

Различные разновидности лавинно-пролетных диодов реализованы в виде диода с симметричным  $p-n$ -переходом, диода с трехслойной базой и в виде  $p-i-n$ -диода.

### 8.3. Малосигнальные характеристики

Как уже отмечалось выше, появление фазового сдвига между током и напряжением на выводах лавинно-пролетного диода обусловлено двумя физическими процессами, имеющими конечные времена протекания и связанными с временем нарастания лавинного тока, и с прохождением носителей через пролетную область. Рассмотрим запаздывание фазы, обусловленное этим явлением, на примере идеализированного диода. Будем считать, что импульс тока проводимости  $j_c$  инжектируется при  $x = 0$  с фазовым углом  $\varphi$  по отношению к полному току  $j$ , а постоянное обратное смещение таково, что инжектированные носители движутся в области дрейфа с постоянной скоростью насыщения  $v_d$ . Плотность переменного тока проводимости  $j_c$  при  $x = 0$  равна полной плотности тока  $j$  со сдвигом фаз  $\varphi$ .

$$j_c(x=0) = j \cdot e^{-i\varphi}. \quad (8.1)$$

В произвольной области полный ток  $j(x)$  будет равен сумме тока проводимости  $j_c$  и тока смещения  $j_d$ .

$$j(x) = j_c(x) + j_d(x) = j_c(x=0) \cdot e^{-i\omega x/v_d} + i \cdot \omega \cdot \varepsilon_s \varepsilon_0 \cdot E(x). \quad (8.2)$$

В выражении для полного тока  $j(x)$  величина  $E(x)$  — переменная компонента напряженности СВЧ электрического поля. Комбинируя (8.1) и (8.2), получаем выражение для импеданса  $Z$  идеализированного диода Рида в следующем виде:

$$Z = \frac{\int_0^W E(x) dx}{j} = \frac{1}{i \cdot \omega \cdot C} \cdot \left[ 1 - \frac{e^{-i\varphi} \cdot (1 - e^{-i\theta})}{i \cdot \theta} \right]. \quad (8.3)$$

В соотношении (8.3)  $C = \varepsilon_s \cdot \varepsilon_0 / W$  — емкость на единицу площади;  
 $\theta = \omega \cdot \tau_{np} = \omega \cdot W / v_d$  — пролетный угол.

Выделив из выражения для полного импеданса  $Z$  действительную  $\text{Re}$  и мнимую  $\text{Im}$  части, получаем [10, 38]

$$\text{Re } z = \frac{\cos \varphi - \cos(\varphi + \theta)}{\omega \cdot C \cdot \theta}, \quad (8.4)$$

$$\text{Im } z = -\frac{1}{\omega \cdot C} + \frac{\sin(\theta + \varphi) - \sin \varphi}{\omega \cdot C \cdot \theta}. \quad (8.5)$$

Рассмотрим влияние инжекционного фазового угла  $\varphi$  на сопротивление по переменному току (действительную часть импеданса). На рис. 8.2 приведена зависимость действительной части импеданса для трех значений инжекционного фазового угла:  $\varphi = 0$ ,  $\varphi = \pi/2$  и  $\varphi = \pi$ .

Из рис. 8.2 видно, что, когда угол  $\varphi = 0$ , действительная часть импеданса **Re** всегда положительна или равна нулю. Следовательно, только пролетный эффект не может привести к появлению отрицательного сопротивления. В том случае, если инжекционный фазовый угол  $\varphi$  отличен от нуля, то сопротивление может быть отрицательным при некоторых значениях пролетных углов. Максимальное значение отрицательного сопротивления наблюдается при инжекционном фазовом угле  $\varphi$ , равном  $\pi$ , и пролетном угле  $\theta$ , равном  $\pi$ . Это соответствует лавинно-пролетному режиму работы диода, когда фазовый сдвиг  $\pi$  достигается за счет конечного времени нарастания лавины, а пролетный эффект приводит к дополнительному запаздыванию на угол  $\pi$ .

Физически в ЛПД этот эффект обусловлен тем, что плотность носителей заряда в инжекционном пакете будет нарастать при положительном знаке СВЧ-поля и достиг-

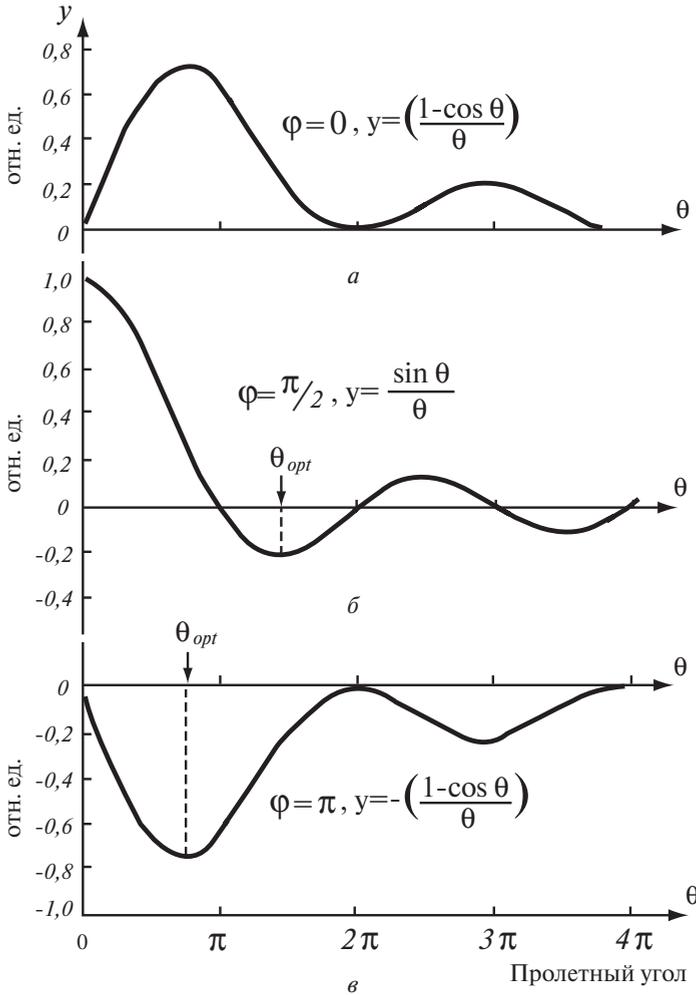
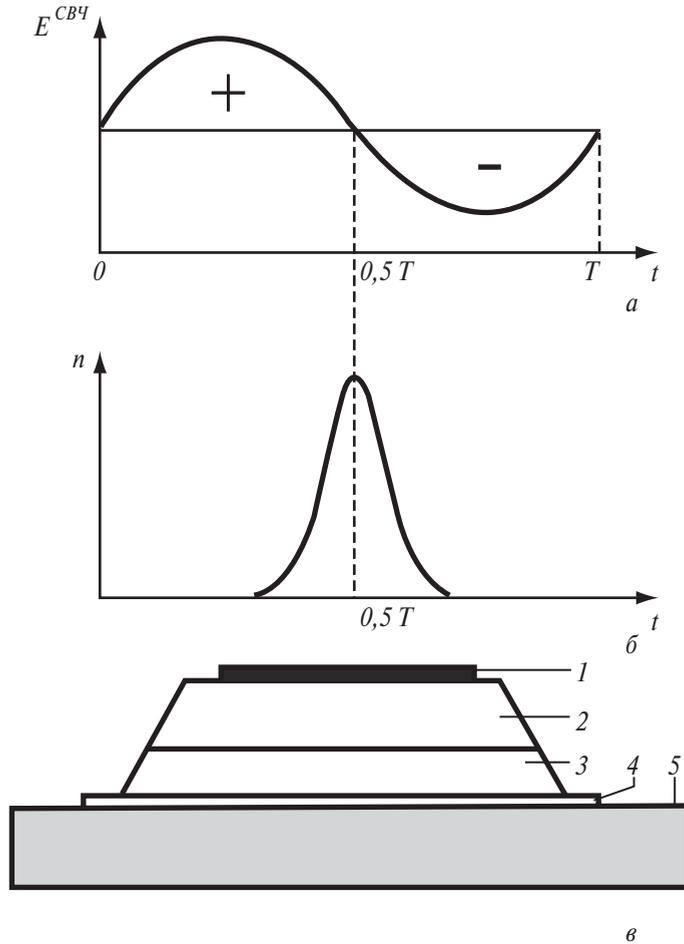


Рис. 8.2. Зависимость действительной части импеданса (в относительных единицах) для трех значений инжекционного фазового угла:

а)  $\varphi = 0$ , б)  $\varphi = \pi/2$  и в)  $\varphi = \pi$  [10, 38]

нет максимума в момент времени  $T/2$ , когда СВЧ-поле станет равным нулю ( $T$  – период СВЧ сигнала). При этом пакет носителей, инжектируемый в пролетную область ОПЗ, попадает в тормозящее СВЧ-поле. Дрейфуя через пролетную область в ускоряющем постоянном поле, но тормозящем СВЧ-поле, носители заряда осуществляют преобразование энергии постоянного электрического тока в энергию СВЧ-колебаний. Энергия взаимодействия носителей с СВЧ-полем максимальна, если время пролета  $\tau_{пр}$  соответствует интервалу  $\tau_{пр} = (0,5 - 1,0)T$ , когда напряженность СВЧ-поля отрицательна. На рис. 8.3 показаны зависимости от времени напряженности СВЧ-поля в слое умножения, а также концентрация носителей заряда в момент инжектирования их из слоя умножения в пролетную область.

На рис. 8.3, в показана типичная схема ЛПД со структурой  $p^+ - n - n^+$ , смонтированной на теплоотводящей пластине [109].



**Рис. 8.3.** а) Зависимость от времени  $t$  напряженности СВЧ-поля  $E_{СВЧ}$  в слое умножения; б) зависимость от времени  $t$  плотности носителей заряда  $n$ , инжектированных из слоя умножения в пролетную область;  $T$  – период колебаний СВЧ-поля; в) схема лавинно-пролетного диода с мезаструктурой, смонтированной на теплоотводе:

- 1 – омический контакт;
- 2 – сильно легированный слой с электронной проводимостью ( $n^+$ -слой);
- 3 – слабо легированный слой с электронной проводимостью ( $n$ -слой);
- 4 – сильно легированный слой с дырочной проводимостью ( $p^+$ -слой);
- 5 – теплоотводящая металлизированная пластина

## 8.4. Использование ЛПД для генерации СВЧ-колебаний

Полупроводниковая ЛПД-структура обычно монтируется в типовой СВЧ-корпус. Как правило, диод крепится диффузионной областью или металлическим электродом на медный или алмазный теплоотвод для обеспечения эффективного охлаждения  $p$ - $n$ -перехода во время работы. Для работы на частотах, соответствующих резонансной частоте собственного контура диода, достаточно поместить диод в разрез коаксиально-

го контура. При работе на частотах, отличных от частоты собственного контура диода, последний помещают во внешний резонатор. На рис. 8.4 показана типичная схема СВЧ-резонатора для измерения спектра генерируемых ЛПД СВЧ колебаний, а на рис. 8.5 — спектр СВЧ-колебаний, генерируемых ЛПД-диодом в режиме лавинного умножения с отрицательным сопротивлением.

ЛПД широко применяется для генерирования и усиления колебаний в диапазоне частот 1–400 ГГц. Наибольшая выходная мощность диапазона 1–3 ГГц получена в ЛПД с захваченным объемным зарядом лавин и составляет сотни ватт в импульсе. Для непрерывного режима области сантиметрового диапазона наибольшее значение выходной мощности и КПД достигнуты на ЛПД с модифицированной структурой Рида на основе GaAs и составляет  $P_{\text{вых}} = 15$  Вт на частоте 6 ГГц.

На рис. 8.6 приведены характерные параметры различных типов лавинно-пролетных диодов (выходная мощность, частота и коэффициент полезного действия) как для импульсного, так и для непрерывного режима СВЧ-генерации.

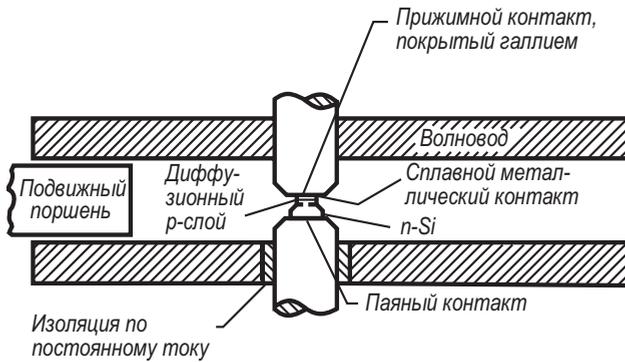


Рис. 8.4. СВЧ-резонатор для ЛПД миллиметрового диапазона длин волн [17]

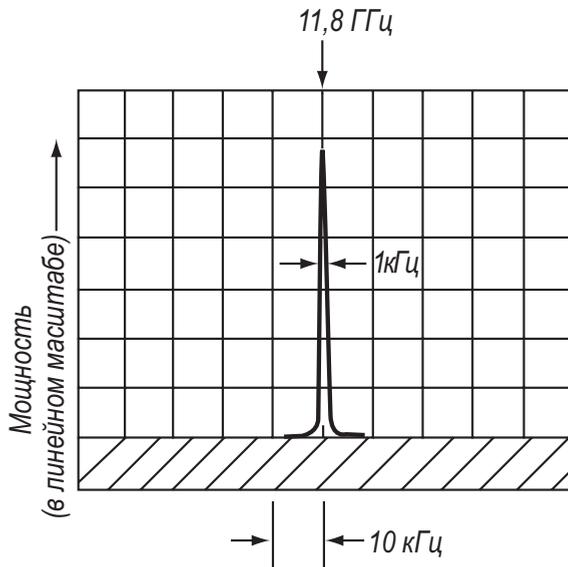
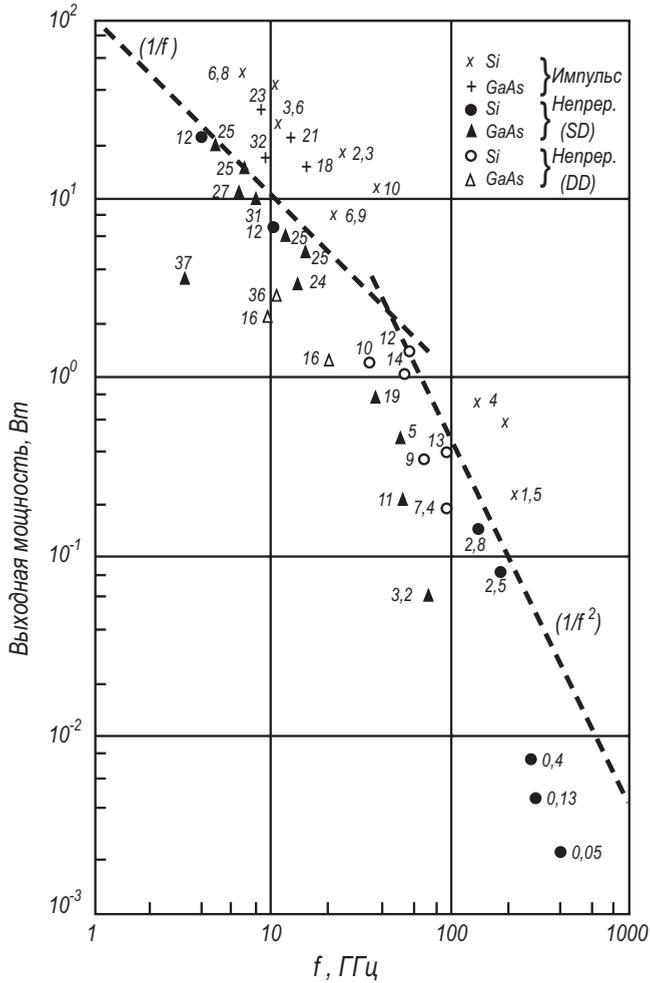


Рис. 8.5. Спектр генерируемых  $p-i-n$ -диодом колебаний ( $V_b = 54$  В) [20]



**Рис. 8.6.** Характеристики ЛПД. Рядом с экспериментальными точками указаны значения КПД в процентах [10].  
*SD* – одна область дрейфа; *DD* – две области дрейфа

## 8.5. Коммутационные *p-i-n*-диоды

Полупроводниковый диод, предназначенный для управления уровнем или фазой СВЧ-сигнала, называется переключательным СВЧ-диодом. Наряду с термином «переключательный» в отечественной литературе используют также термины «ограничительные» или «коммутационные» диоды, а в зарубежной литературе обычно используется термин *p-i-n-diodes*. [37]

Наибольшее распространение получили переключательные диоды с *p-i-n*-структурой, хотя имеются варианты на основе *p-n*-перехода и барьера Шоттки. На рис. 8.7, *a* приведена топологическая схема типового *p-i-n*-диода. *p*- и *n*-области диода обычно легированы до вырождения ( $n^+$ ,  $p^+$ ), активная *i*-область имеет удельное сопротивление  $\rho_i$  от 100 до 1000 Ом · см с достаточно большим временем жизни неравновесных носителей  $\tau_{эф}$  до 1,0 нс. Толщина *i*-слоя базы диода составляет  $W_i = 3 \div 30$  мкм.

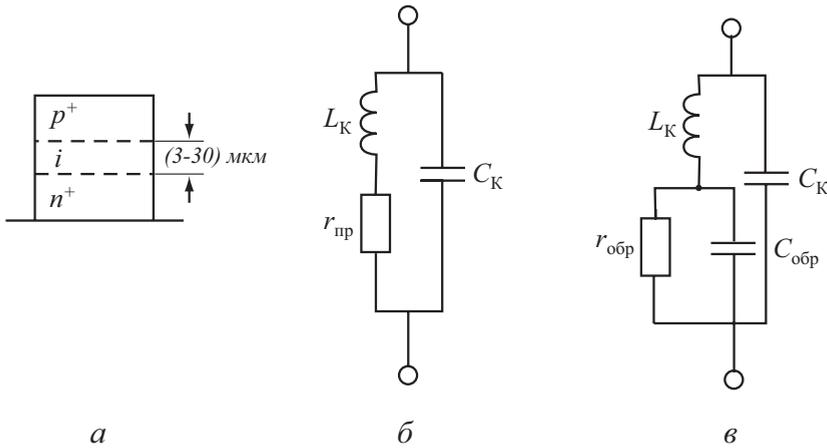


Рис. 8.7. а) Устройство коммутационного  $p-i-n$ -диода; б) эквивалентная схема на высоких частотах при прямом смещении; в) эквивалентная схема на высоких частотах при обратном смещении

Принцип действия коммутационного  $p-i-n$ -диода основан на резком изменении его полного электрического сопротивления при изменении полярности управляющего напряжения или тока. При подаче прямого напряжения  $p-i-n$ -диод для СВЧ-сигнала эквивалентен активному сопротивлению по величине, равной доли ома. При подаче обратного напряжения (а также при нулевом напряжении) сопротивление такого диода на СВЧ резко возрастает и составляет величину, равную нескольким килоомам. При обратном смещении коммутационный  $p-i-n$ -диод эквивалентен емкости (величина  $0,1-1,0$  пФ), соединенной последовательно с активным сопротивлением порядка 1 Ом. Коэффициент изменения сопротивления при переключении полярности напряжения на диоде обычно составляет  $10^3$  и более раз.

Специфические особенности  $p-i-n$ -структуры, существенные для работы диодов в СВЧ диапазоне, заключаются в следующем:

1. При работе в прямом направлении на достаточно высоких частотах  $f$ , определяемых соотношением

$$2\pi f \tau_{эфф} \gg 1, \quad (8.6)$$

диффузионная емкость  $C_{диф}$   $p^+-i$ - и  $n^+-i$ - переходов полностью шунтирует переходы.

Таким образом, эквивалентная схема  $p-i-n$  диода сводится к рис. 8.7, б, где  $r_{пр}$  — сопротивление базы, модулированное прямым током. Соотношение (8.6) заведомо справедливо на сверхвысоких частотах  $f > 10^9$  Гц.

2. При прямом смещении вследствие двойной инжекции, дырок из  $p^+$ -области и электронов из  $n^+$ -области вся база «заливается» носителями и в эквивалентной схеме (рис. 8.7, б) выполняется

$$r_{пр} \sim \frac{kT/q}{I_{пр}}. \quad (8.7)$$

Значения  $r_{пр}$  в номинальном режиме близки к величине  $\sim 1$  Ом; при изменении прямого тока величина  $r_{пр}$  может изменяться в широких пределах по закону, близкому к

$$r_{пр} \sim \frac{1}{I_{пр}}. \quad (8.8)$$

При обратном смещении эквивалентная схема *pin*-диода представляется в виде рис. 8.7, в, где  $r_{обр}$  — сопротивление *i*-базы в немодулированном состоянии, равное

$$r_{обр} = \rho_i \frac{W_i}{S_i} . \quad (8.9)$$

Реально  $r_{обр} = 0,1-10$  кОм.

3. Пробой *p-i-n*-структуры при отсутствии поверхностных утечек определяется соотношением

$$U_{проб} = E_{кр} \cdot W_i(S) , \quad (8.10)$$

где  $E_{кр}$  — критическое поле, обычно принимается  $E_{кр} = 2 \cdot 10^5$  В/см. Таким образом,

$$U_{проб} = 20 \cdot W_i \quad (8.11)$$

4. При протекании прямого тока величина накопленного заряда в базе определяется соотношением

$$Q_{нк} = I_{пр} \cdot \tau_{эфф} \quad (8.12)$$

поэтому величина  $\tau_{эфф}$  определяется расчетно по паспортному значению  $Q_{нк}$ .

5. При резком переключении полярности напряжения с прямого направления на обратное вначале протекает фаза рассасывания накопленного заряда, длительность которой равна

$$t_{рас} = \frac{Q_{нк}}{I_{рас}} = \frac{\tau_{эфф} \cdot I_{пр}}{I_{рас}} , \quad (8.13)$$

где  $I_{рас}$  — обратный ток рассасывания; длительность второй фазы — восстановления обратного сопротивления — определяется дрейфовым процессом под действием поля в базе. По порядку величина близка к значению

$$t_{восст} = \frac{W_i}{\mu_{p,n}} U_{обр} . \quad (8.14)$$

Таким образом, при работе в диапазоне СВЧ и отчасти ВЧ *p-i-n*-диод (без учета паразитных параметров  $C_k$  и  $L_k$ ) представляет собой линейный резистор, сопротивление которого при прямом смещении  $r_{пр}$  значительно меньше, чем при обратном  $r_{обр}$ , при этом  $r_{пр}$  зависит от прямого тока.

В качестве примера приведем характеристики кремниевого *p-i-n*-диода КА528АМ: прямое сопротивление потерь  $r_{пр}$  при  $P_{пл} = 30$  мВт,  $I_{пр} = 100$  мА и  $\lambda = 10$  см не более 0,5 Ом; критическая частота не менее 200 ГГц, на рис. 8.8, а–г приведены зависимости электрических параметров этого диода от режима работы [101].

Переключательные *pin*-диоды используются в качестве коммутирующих устройств различных СВЧ-устройств, в частности для фазированных антенных решеток. В этих устройствах *p-i-n*-диоды имеют два рабочих электрически управляемых состояния — одно при прямом, другое — при обратном смещении. Коммутационные СВЧ-диоды потребляют малую мощность в цепях управления, работают в непрерывном режиме при уровнях СВЧ-мощности до 1 кВт, а в импульсном — до 1 МВт. При использовании *p-i-n*-диодов в качестве антенных шлейфовых диодных СВЧ-коммутаторов для соединения поочередно приемника и передатчика с приемопередающей многоэлементной антенной происходит снижение весогабаритных показателей и повышается надежность коммутирования.

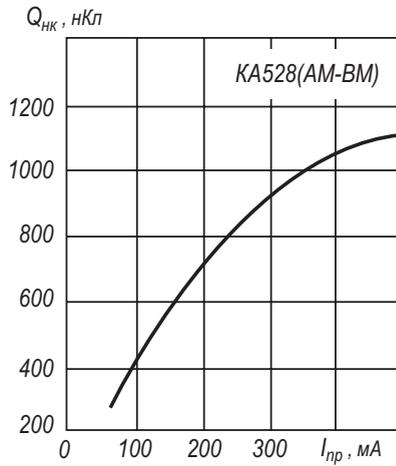
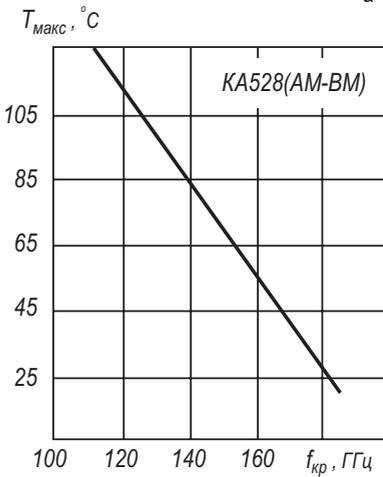
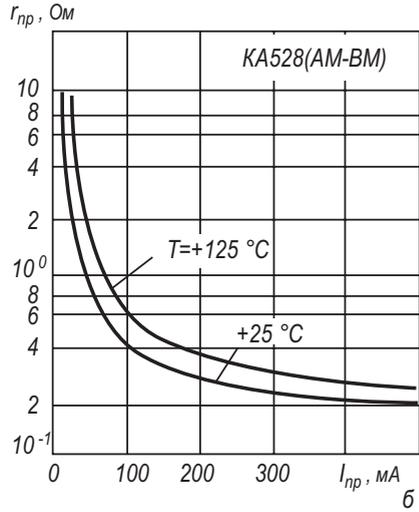
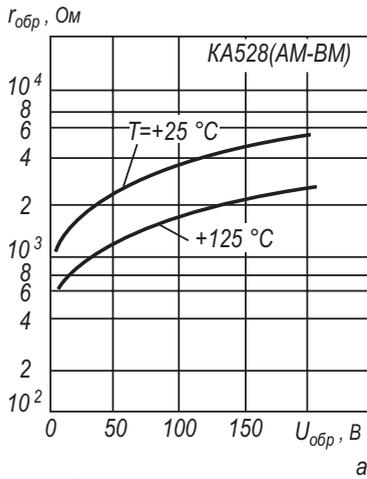


Рис. 8.8. Зависимости электрических параметров диода KA528AM от режима работы [101]: а) зависимости обратного сопротивления потерь от напряжения; б) зависимости прямого сопротивления потерь от тока; в) зависимость предельной температуры от частоты; г) зависимость накопленного заряда от тока

### Контрольные вопросы

- 8.1. Устройство лавинно-пролетных диодов Рида, какую роль в них играет область лавинного умножения?
- 8.2. Каковы условия возникновения отрицательного сопротивления в диоде Рида?
- 8.3. Почему для коммутации СВЧ-сигналов используют именно *p-i-n*-диоды, а не диоды с *p-n*-переходом?

# Глава 9

## Диоды Ганна

### 9.1. Общие сведения

*Диод Ганна* — полупроводниковый диод, состоящий из однородного полупроводника, генерирующий СВЧ-колебания при приложении постоянного электрического поля.

Физической основой, позволяющей реализовать такие свойства в диоде, является *эф-фekt Ганна*, который заключается в генерации высокочастотных колебаний электрического тока в однородном полупроводнике с  $N$ -образной вольт-амперной характеристикой [10, 59, 89]. Наличие  $N$ -образной ВАХ в однородном полупроводнике обусловлено междолинными переходами электронов в сильных электрических полях. Эти переходы называют также переходами по механизму Ридли–Уоткинса–Хилтсума.

Эффект Ганна обнаружен американским физиком Дж. Ганном (J. Gunn) в 1963 г. в кристалле арсенида галлия (GaAs) с электронной проводимостью. Ганн обнаружил, что при приложении электрического поля  $E$  ( $E_{\text{пор}} \geq 2-3$  кВ/см) к однородным образцам из арсенида галлия  $n$ -типа в образце возникают спонтанные колебания тока. Позднее он установил, что при  $E > E_{\text{пор}}$  в образце, обычно у катода, возникает небольшой участок сильного поля — «домен», дрейфующий от катода к аноду со скоростью  $\sim 10^7$  см/с и исчезающий на аноде. Затем у катода формируется новый домен, и процесс периодически повторяется. Моменту возникновения домена соответствует падение тока, текущего через образец. Моменту исчезновения домена у анода — восстановление прежней величины тока. Период колебаний тока приблизительно равен пролетному времени, т.е. времени, за которое домен дрейфует от катода к аноду.

### 9.2. Требования к зонной структуре полупроводников

Эффект Ганна наблюдается главным образом в двухдолинных полупроводниках, зона проводимости которых состоит из одной нижней долины и нескольких верхних долин [2, 89].

Для того чтобы при переходе электронов между долинами возникало отрицательное дифференциальное сопротивление, должны выполняться следующие требования:

- средняя тепловая энергия электронов должна быть значительно меньше энергетического зазора между побочной и нижней долинами зоны проводимости, чтобы при отсутствии приложенного внешнего электрического поля большая часть электронов находилась в нижней долине зоны проводимости;
- эффективные массы и подвижности электронов в нижней и верхних долинах должны быть различны. Электроны нижней долины должны иметь высокую подвижность  $\mu_1$ , малую эффективную массу  $m_1^*$  и низкую плотность состояний. В верхних побочных долинах электроны должны иметь низкую подвижность  $\mu_2$ , большую эффективную массу  $m_2^*$  и высокую плотность состояний;
- энергетический зазор между долинами должен быть меньше, чем ширина запрещенной зоны полупроводника, чтобы лавинный пробой не наступал до перехода электронов в верхние долины.

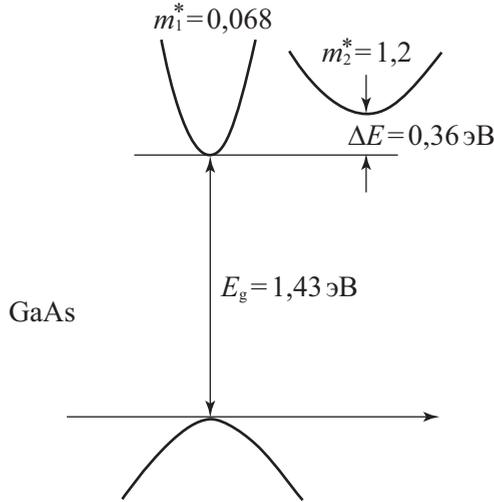


Рис. 9.1. Схематическая диаграмма, показывающая энергию электрона в зависимости от волнового числа в области минимумов зоны проводимости арсенида галлия  $n$ -типа

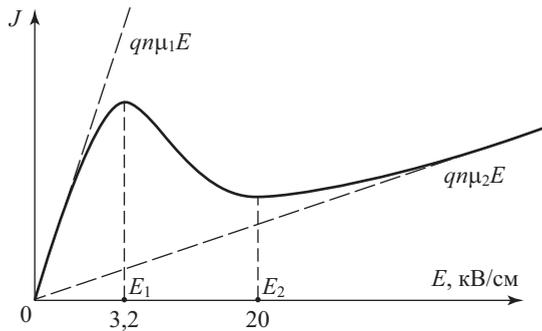


Рис. 9.2.  $N$ -образная вольт-амперная характеристика:  $E$  – электрическое поле, создаваемое приложенной разностью потенциалов;  $J$  – плотность тока

Из изученных и применяемых полупроводниковых материалов перечисленным требованиям наиболее соответствует арсенид галлия  $n$ -типа.

Рассмотрим междолинный переход электронов в арсениде галлия. Приложим к однородному образцу из арсенида галлия электрическое поле. Если напряженность поля в образце мала, то все электроны находятся в нижней долине зоны проводимости (в центре зоны Бриллюэна). Поскольку средняя тепловая энергия электронов значительно меньше энергетического зазора между дном верхней и нижней долин зоны проводимости, они не переходят в верхнюю долину (рис. 9.1).

Электроны нижней долины имеют малую эффективную массу  $m_1^*$  и высокую подвижность  $\mu_1$ . Плотность тока, протекающего через образец, определяется концентрацией электронов в нижней долине  $n_1$  ( $n_1 = n_0$ , где  $n_0$  – равновесная концентрация электронов в полупроводнике):

$$J = en_1 v_d = en_1 \mu_1 E \quad (9.1)$$

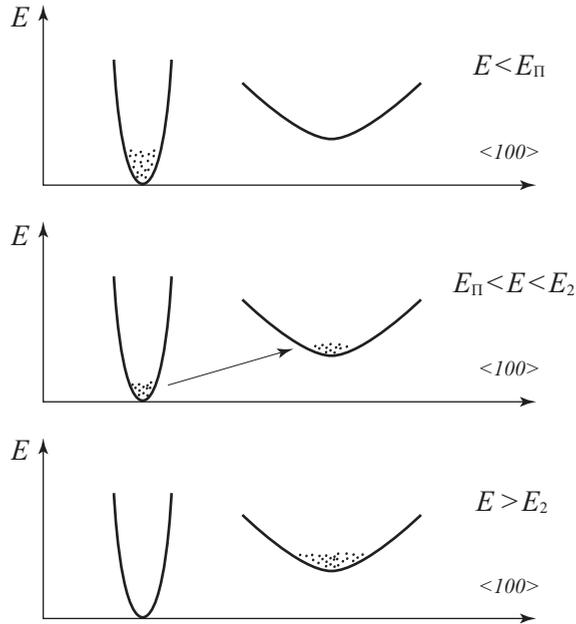


Рис. 9.3. Распределение электронов при различных значениях напряженности поля

Увеличим приложенное электрическое поле. С ростом поля возрастает скорость дрейфа электронов. На длине свободного пробега  $l$  электроны приобретают энергию  $eEl$ , отдавая при столкновениях с фонами кристаллической решетки меньшую энергию. Когда напряженность поля достигает порогового значения  $E_{\text{П}}$ , появляются электроны, способные переходить в верхнюю долину зоны проводимости.

Дальнейшее увеличение поля приводит к росту концентрации электронов в верхней долине. Переход из нижней долины в верхнюю сопровождается значительным ростом эффективной массы и уменьшением подвижности, что ведет к уменьшению скорости дрейфа. При этом на вольт-амперной характеристике образца появляется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОДС) (рис. 9.2).

Для возникновения отрицательного дифференциального сопротивления необходим одновременный переход большинства электронов из центральной долины в боковую при пороговой напряженности электрического поля (рис. 9.3). Но получить статическую ВАХ, соответствующую сплошной кривой, не удастся, так как в кристалле или около невыпрямляющих контактов всегда есть неоднородности, в результате чего возникают локальные напряженности электрического поля, превышающие среднюю напряженность. Превращение в этих местах «легких» электронов в «тяжелые» еще больше увеличивает неоднородность электрического поля. Поэтому практически не получается одновременного перехода большинства электронов в кристалле из центральной долины в боковую и статическая ВАХ остается без участка с ОДС.

### 9.3. Статическая ВАХ арсенида галлия

Получим зависимость скорости дрейфа электронов от поля  $v_{\text{д}}(E)$  для случая отрицательного дифференциального сопротивления.

Продифференцировав уравнение  $J = e(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E = en_0v_d(E)$  по напряженности электрического поля, получим:

$$\frac{dJ}{dE} = en_0 \frac{dv_d}{dE}. \quad (9.2)$$

Тогда условие существования отрицательной дифференциальной проводимости можно записать в виде:

$$\frac{dv_d}{dE} \equiv \mu_D < 0. \quad (9.3)$$

Предположим, что распределение электронов между долинами выражается следующим образом [10, 59]:

$$\frac{n_2}{n_1} = \left( \frac{E}{E_0} \right)^k \equiv F^k, \quad (9.4)$$

где  $k$  – константа;  $E_0$  – напряженность поля, при которой  $n_1 = n_2$ .

Обозначим также отношение подвижностей в нижнем и верхнем минимумах как константу:

$$\frac{\mu_2}{\mu_1} \equiv B. \quad (9.5)$$

Предположим, что подвижности  $\mu_1$  и  $\mu_2$  не зависят от поля и что локальное распределение электронов между минимумами мгновенно следует за изменениями поля как во времени, так и в пространстве. В арсениде галлия, в котором междолинные переходы электронов определяются процессами рассеяния на оптических фононах, эффективное время рассеяния имеет величину  $10^{-12}$  с. Следовательно, для рабочих частот примерно 10 ГГц или ниже междолинные переходы можно считать мгновенными.

Для концентрации  $n_1$  и  $n_2$  можно записать:

$$\begin{aligned} n_1 &= n_0(1 + F^k)^{-1}; \\ n_2 &= n_0F^k(1 + F^k)^{-1}, \end{aligned} \quad (9.6)$$

где  $n_0 = n_1 + n_2$ .

Средняя скорость при данной напряженности поля равна:

$$v_d(E) = \frac{J}{en_0} = \frac{e(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E}{e(n_1 + n_2)} = \frac{(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E}{n_1 + n_2} = \frac{\mu_1 E(1 + BF^k)}{1 + F^k}. \quad (9.7)$$

На рис. 9.4 приведена зависимость дрейфовой скорости в зависимости от напряженности электрического поля, рассчитанная по соотношению (9.7) для арсенида галлия.

Пороговая напряженность поля  $E_{п}$ , при которой начинается участок ОДС, по экспериментальным данным равна  $\sim 3,2$  кВ/см. Значение подвижности при низких полях равно  $\sim 8500$  см<sup>2</sup>/В·с, начальное значение дифференциальной отрицательной подвижности  $\sim 2400$  см<sup>2</sup>/В·с. Напряженность поля, при которой заканчивается участок вольт-амперной характеристики с ОДС, приблизительно равна 20 кВ/см.

Электронные температуры ( $T_e$ ) в обеих долинах будем считать одинаковыми. Тогда, пользуясь статистикой Максвелла–Больцмана, запишем:

$$\frac{n_2}{n_1} = \left( \frac{M_2}{M_1} \right) \left( \frac{m_2^*}{m_1^*} \right)^{3/2} \cdot \exp \left( - \frac{\Delta E_{21}}{kT_e} \right), \quad (9.8)$$

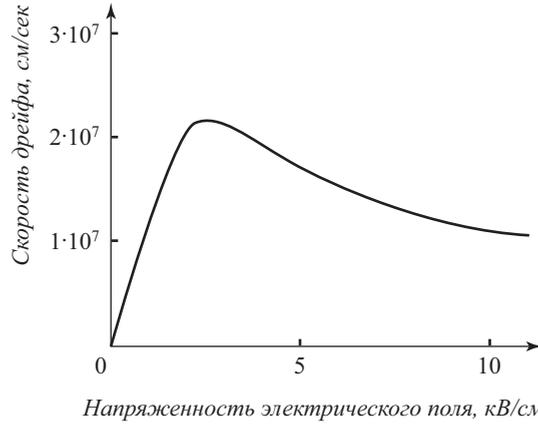


Рис. 9.4. Зависимость скорости дрейфа от напряженности поля для GaAs

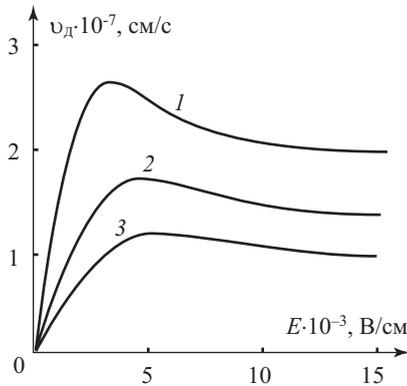


Рис. 9.5. Зависимость дрейфовой скорости электронов в GaAs от  $E$  при  $T, K$  [2, 89]:  
1 – 200, 2 – 300, 3 – 350

где  $m_1^*$ ,  $m_2^*$  – эффективные массы в долинах,  $n_1$ ,  $n_2$  – концентрации электронов в долинах,  $M_2$  – число верхних долин,  $M_1$  – число нижних долин.

{GaAs:  $M_1 = 1$ ,  $M_2 = 4$ ,  $m_1^* = 0,067m_0$ ,  $m_2^* = 0,55m_0$ ,  $\left(\frac{M_2}{M_1}\right)\left(\frac{m_2^*}{m_1^*}\right)^{3/2} = 94$ }.  
Теперь имеем:

$$v_d(E) = \frac{(n_1\mu_1 + n_2\mu_2)E}{n_1 + n_2} \cong \frac{\mu_1 E}{1 + \frac{n_2}{n_1}}, \quad (\mu_1 \gg \mu_2); \tag{9.9}$$

$$v_d(E) = \frac{\mu_1 E}{1 + \left(\frac{M_2}{M_1}\right)\left(\frac{m_2^*}{m_1^*}\right)^{3/2} \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E_{21}}{kT_c}\right)}. \tag{9.10}$$

Получим выражение для электронной температуры. Воспользуемся условием баланса энергии, приобретаемой электронами в электрическом поле в единицу времени и теряемой в это же время за счет столкновений с фононами [59]:

$$eEv_d = 3k(T_e - T) / (2\tau_e), \quad (9.11)$$

$\tau_e$  – время релаксации энергии ( $\sim 10^{-12}$  с).

$$T_e(E) = T + \frac{2e\tau_e\mu_1 E^2 / (3k)}{1 + \left(\frac{M_2}{M_1}\right) \left(\frac{m_2^*}{m_1^*}\right)^{3/2} \cdot \exp\left(-\frac{\Delta E_{21}}{kT_e}\right)}. \quad (9.12)$$

На рис. 9.5 приведена расчетная зависимость дрейфовой скорости электронов в GaAs при различных температурах, иллюстрирующая влияние температурной зависимости подвижности в обоих минимумах.

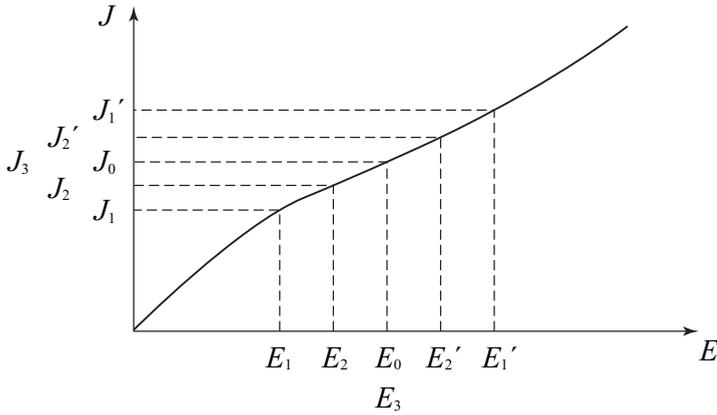
## 9.4. Зарядовые неустойчивости в приборах с отрицательным дифференциальным сопротивлением

### 9.4.1. Зарядовые неустойчивости в типичных полупроводниках

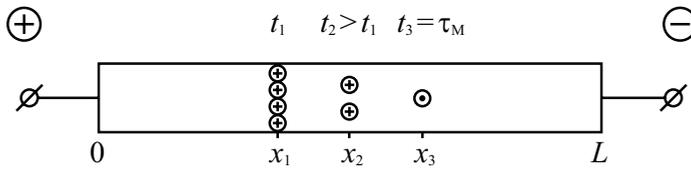
Рассмотрим однородно легированный электронный полупроводник с омическими контактами, к которому приложена разность потенциалов (рис. 9.6). Создаваемое в полупроводнике электрическое поле будет однородным и равным  $E = E_0$ . Для типичных полупроводников вольт-амперная характеристика может быть нелинейной, но, как правило, имеет монотонный вид. На рисунке 9.6а в качестве примера приведена такая типичная вольт-амперная характеристика. Значению электрического поля  $E_0$  соответствует значение тока  $J_0$ , и эти параметры одинаковы в каждой точке полупроводника.

Рассмотрим, что произойдет, если в момент времени  $t_1$  в полупроводнике длиной  $L$  в точке  $x_1$  возникнет избыточный заряд основных носителей. Выберем полярность напряжения  $V_G$  и знак заряда основных носителей, как показано на рис. 9.6, б. Наличие положительного заряда в точке  $x_1$  приведет к уменьшению электрического поля в левой части полупроводника  $x < x_1$ ,  $E_1 < E_0$  и увеличению электрического поля в правой части полупроводника  $x > x_1$ ,  $E_1' > E_0$ . Как видно из вольт-амперной характеристики, в этом случае величина тока в левой части полупроводника уменьшится  $J_1 < J_0$ , а в правой части увеличится  $J_1' > J_0$ . На рис. 9.6, в и 9.6, г показаны координатные зависимости распределения тока  $J$  и напряженности электрического поля  $E$  в момент времени  $t_1$ .

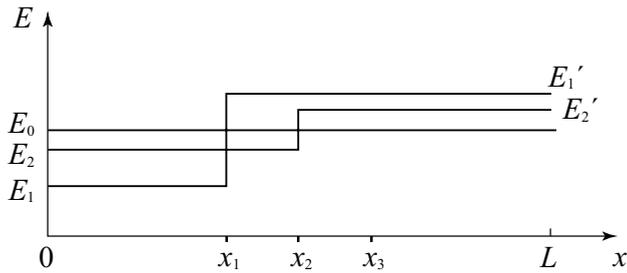
Рассмотрим, как изменится величина избыточного заряда основных носителей в момент времени  $t_2 > t_1$ . Поскольку в левой части полупроводника величина тока стала меньше, а в правой части больше, то объемный заряд будет уменьшаться. За время  $t_2 - t_1$  этот заряд переместится в точку  $x_2$  на расстояние  $x_2 - x_1$ , определяемое дрейфовой скоростью основных носителей заряда. При этом величина электрического поля  $E_2$  в левой части полупроводника увеличится по сравнению со значением  $E_1$  и приблизится к значению  $E_0$ , а величина тока  $J_2$  также увеличится по сравнению с  $J_1$ , но будет все еще меньше, чем  $J_0$ . В правой части полупроводника параметры  $E_2'$  и  $J_2'$  будут уменьшаться в сторону  $E_0$  и  $J_0$ . Но тем не менее ток слева от объемного заряда будет меньше, чем ток справа от объемного заряда, и этот заряд будет продолжать уменьшаться.



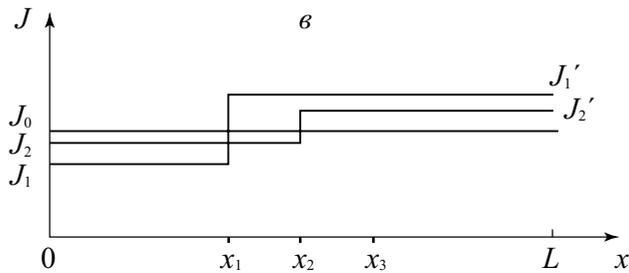
a



б



в



г

**Рис. 9.6.** Схема, поясняющая релаксацию объемного заряда в полупроводниках с типичной вольт-амперной характеристикой: *a* – нелинейная ВАХ полупроводника, *б* – пространственное и временное изменение флуктуаций заряда в полупроводнике, *в* – распределение электрического поля по координате полупроводника в различные моменты времени, *г* – распределение тока для этих же моментов времени

И наконец, в момент времени  $t_3$  объемный заряд полностью рассеется, дойдя до координаты  $x_3$ . Значения тока  $J_3$  и напряженности электрического поля  $E_3$  вернуться к средним значениям  $J_0$  и  $E_0$ .

Таким образом, зарядовая флуктуация основных носителей в полупроводниках с типичной вольт-амперной характеристикой будет всегда рассасываться. Характерное время релаксации объемного заряда основных носителей определяется максвелловским временем релаксации  $\tau_m$ , определяемого уравнением (9.13):

$$\tau_m = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{\sigma} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0}{en_0 \mu}. \quad (9.13)$$

Возникшая избыточная концентрация основных носителей (в нашем примере — дырок) должна изменяться во времени в соответствии с соотношением:

$$\Delta p(t) = \Delta p(0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_m}\right), \quad (9.14)$$

представляющим собой закон релаксации основных носителей заряда в полупроводнике.

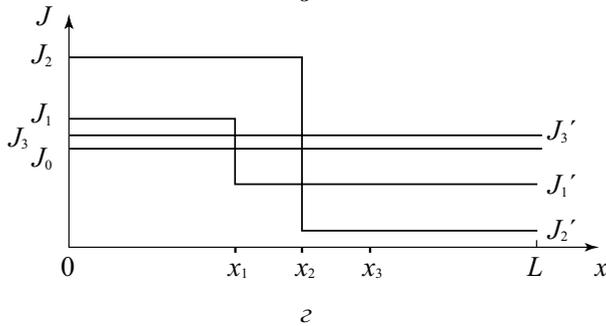
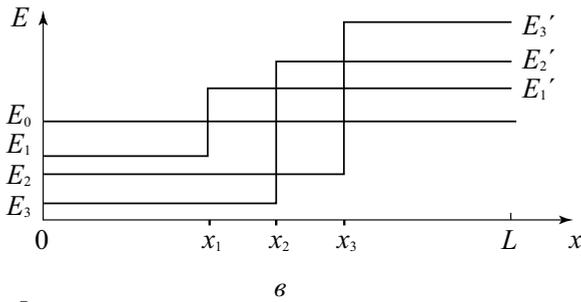
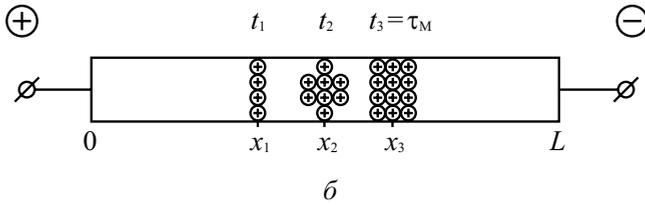
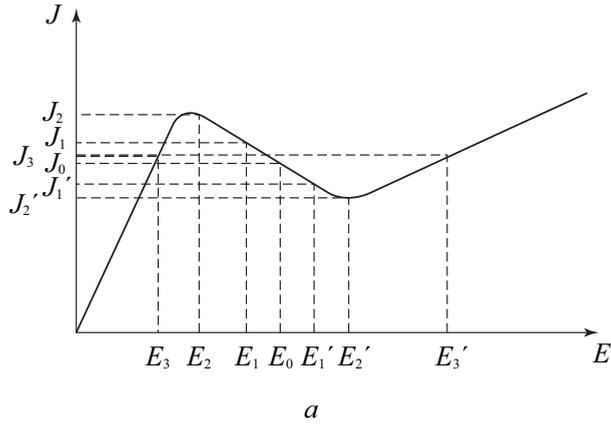
#### 9.4.2. Зарядовые неустойчивости при наличии участка отрицательного дифференциального сопротивления на ВАХ

Рассмотрим ту же ситуацию, что и в разделе 9.4.1, но для полупроводника, на вольт-амперной характеристике которого имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОДС). Конфигурация полупроводника, временные и координатные точки будут теми же самыми. Значение напряжения к приложенному полупроводнику выберем таким, чтобы величина среднего электрического поля  $E_0$  соответствовала участку ВАХ с ОДС. На рис. 9.7, а приведена вольтамперная характеристика, где указано, что значению напряженности поля  $E_0$  будет соответствовать значение тока  $J_0$ .

Рассмотрим, что произойдет, если в момент времени  $t_1$  в полупроводнике в точке  $x_1$  возникнет избыточный заряд основных носителей. Полярность напряжения  $V_G$  и знак заряда основных носителей выбраны аналогично предыдущему рассмотрению (рис. 9.7, б). Наличие положительного заряда в точке  $x_1$  приведет к уменьшению электрического поля в левой части полупроводника  $x < x_1$ ,  $E_1 < E_0$  и увеличению электрического поля в правой части полупроводника  $x > x_1$ ,  $E_1' > E_0$ . Из-за наличия участка с ОДС на вольт-амперной характеристике в этом случае величина тока в левой части полупроводника увеличится  $J_1 > J_0$ , а в правой части уменьшится  $J_1' < J_0$ . На рис. 9.7, в и 9.7, г показаны координатные зависимости распределения тока  $J$  и напряженности электрического поля  $E$  в момент времени  $t_1$ .

Рассмотрим, как изменится величина избыточного заряда основных носителей в момент времени  $t_2 > t_1$ . Поскольку в левой части полупроводника величина тока стала больше, а в правой части меньше, то объемный заряд будет расти. За время  $t_2 - t_1$  этот заряд переместится в точку  $x_2$  на расстояние  $x_2 - x_1$ , определяемое дрейфовой скоростью основных носителей заряда. При этом величина электрического поля  $E_2$  в левой части полупроводника уменьшится по сравнению со значением  $E_1$ , а величина тока  $J_2$  увеличится по сравнению с  $J_1$ . В правой части полупроводника электрическое поле  $E_2'$  увеличится, а ток  $J_2'$  — уменьшится. Следовательно, ток слева от объемного заряда будет еще больше, а ток справа от объемного заряда будет еще меньше, чем в момент времени  $t_1$ , и объемный заряд будет продолжать расти.

Разрастание флуктуаций заряда основных носителей будет до тех пор, пока токи слева и справа от области флуктуации не выравняются. На вольт-амперной характе-



**Рис. 9.7.** Схема, поясняющая разрастание объемного заряда в полупроводниках с вольт-амперной характеристикой, имеющей участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением: а – ВАХ полупроводника с участком ОДС, б – пространственная и временная динамика разрастания флуктуации заряда в полупроводнике, в – распределение электрического поля по координате полупроводника в различные моменты времени, г – распределение тока для этих же моментов времени

ристики, рис. 9.7, а, этому состоянию соответствуют значение времени  $t_3$  и величина тока  $J_3$ . Стационарному состоянию соответствует значение электрического поля слева от объемного заряда  $E_3$ , существенно меньшее, чем  $E_0$ , а справа от объемного заряда  $E_3'$ , наоборот, существенно большее, чем  $E_0$ . На ВАХ эти точки расположены на участках с положительным дифференциальным сопротивлением, слева и справа от участка с ОДС.

Таким образом, в полупроводниках, вольт-амперная характеристика которых имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, любая зарядовая неустойчивость вследствие положительной обратной связи будет разрастаться и под действием электрического поля перемещаться вдоль полупроводника. Отметим, что это общее свойство структур с ОДС, не связанное с внутренними механизмами, ответственными за появление участка с ОДС на вольт-амперной характеристике.

### 9.4.3. Домены сильного электрического поля в GaAs

Рассмотрим более детально разрастание флуктуации объемного заряда в полупроводниках с междолинными переходами по механизму Ридли–Уоткинса–Хилтсума. Выберем в качестве полупроводника арсенид галлия GaAs  $n$ -типа. Рабочая точка на ВАХ будет находиться на участке с ОДС и соответствовать значению электрического поля  $E_0$  (рис. 9.8, а).

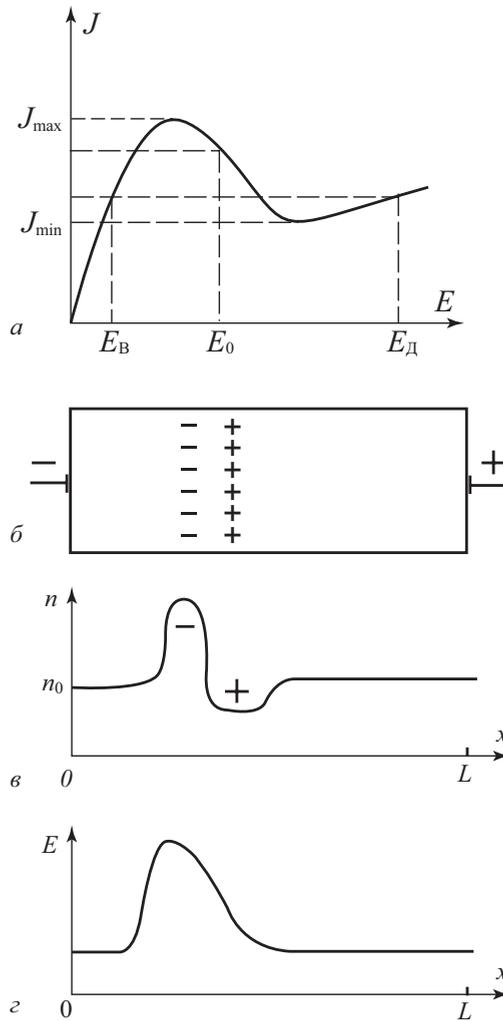
Пусть вследствие тепловой флуктуации часть основных носителей электронов сместилась в сторону катода. На рис. 9.8, б показано, что в этом случае формируется флуктуационный электрический диполь, левая часть которого обусловлена избыточным зарядом электронов, а правая часть — нескомпенсированным зарядом доноров. Электрическое поле внутри домена будет чуть выше, чем слева и справа от него (рис. 9.8, в).

Более высокое значение электрического поля внутри домена увеличивает вероятность междолинных переходов, рост концентрации электронов  $n_2$  в верхней долине и уменьшение их концентрации  $n_1$  в нижней долине. Вне домена — наоборот, концентрация электронов в верхней долине уменьшится, а в нижней долине — возрастет. Следовательно, внутри домена будет большая доля тяжелых электронов, по сравнению с областями полупроводника вне домена. В соответствии с уравнением (9.7) дрейфовая скорость внутри домена будет меньше, а вне домена — больше. Это приведет к тому, что вследствие дисбаланса токов концентрация электронов в левой части домена будет подрастать и заряд нескомпенсированных доноров в правой части домена тоже будет расти (рис. 9.8, в). Это приведет к дальнейшему росту электрического поля внутри домена и вследствие положительной обратной связи — к дальнейшему разрастанию заряда электрического диполя. Поскольку электрическое поле внутри домена становится существенно выше среднего, они получили название «домены сильного электрического поля».

Стационарному состоянию будет соответствовать ситуация, когда ток вне и внутри домена выравнивается, но значения электрического поля вне и внутри домена будут существенно отличаться (рис. 9.8, г).

Время формирования домена сильного электрического поля определяется процессами релаксации основных носителей, то есть будет определяться максвелловским временем релаксации. Наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением обуславливает тот факт, что в выражении для  $\tau_M$  положительную удельную проводимость нужно заменить на удельную отрицательную дифференциальную проводимость  $\sigma_- = en_0\mu_-$ , где  $\mu_-$  — отрицательная дифференциальная подвижность, соответствующая участку вольт-амперной характеристики с отрицательной дифференциальной проводимостью. Таким образом,

$$\tau_M = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{en_0\mu_-}. \quad (9.15)$$



**Рис. 9.8.** Статическая ВАХ арсенида галлия GaAs и распределение объемного заряда и напряженности поля при формировании домена сильного электрического поля

Из выражений (9.13) для релаксации избыточного заряда основных носителей (в нашем случае для  $\Delta n(t)$  и  $\tau_m$ ) следует, что в образце с отрицательной дифференциальной проводимостью первоначальная тепловая флуктуация концентрации электронов должна не убывать с ростом  $t$ , а увеличиваться, так как  $\mu_- < 0$ .

Таким образом, для однородных полупроводников, на вольт-амперных характеристиках которых имеется участок с ОДС по механизму Ридли–Уоткинса–Хилтсума, характерно разрастание зарядовых неустойчивостей в виде доменов сильного электрического поля.

### 9.5. Генерация СВЧ-колебаний в диодах Ганна

Рассмотрим, каким образом формирование доменов сильного электрического поля проявляется на токе во внешней электрической цепи, состоящей из источника напряжения и однородного полупроводника. Величина тока до формирования домена будет определяться выбором рабочей точки на участке ВАХ с ОДС. При формировании домена сильного поля будет проявляться спад тока в цепи, обусловленный уменьшением подвижности электронов в домене и, следовательно, увеличением сопротивления образца. Сформированное состояние домена соответствует минимальной мощности, потребляемой образцом от источника питания, при этом плотность тока в образце имеет наименьшее возможное значение  $-J_{\min}$ . Максимальная напряженность поля внутри домена сильного поля будет равняться  $E_{\text{д}}$ , а вне его  $-E_{\text{в}}$  (рис 9.8, з). Ширину (или толщину) домена ( $d_{\text{д.м}}$ ) можно оценить исходя из того, что падение напряжения на образце до и после образования домена одно и то же, т.е.

$$U = E_{\text{и}}L = E_{\text{д}}d_{\text{д.м.}} + E_{\text{в}}(L - d_{\text{д.м.}}), \quad (9.16)$$

где исходная напряженность поля  $E_{\text{и}} = E_{\text{п}}$ ,  
 $L$  — длина образца.

$$d_{\text{д.м.}} = \frac{E_{\text{и}} - E_{\text{в}}}{E_{\text{д}} - E_{\text{в}}} L. \quad (9.17)$$

Распределение напряженности электрического поля в домене зависит от концентрации электронов в данном образце. При больших  $n_0$  максимум  $E$  располагается в центре домена и зависимость  $E$  от  $x$  имеет симметричный вид. Если  $n_0$  мало, то кривая  $E = f(x)$  принимает форму, близкую к прямоугольному треугольнику.

В процессе формирования и после его окончания дипольный домен дрейфует от катода к аноду. Если предположить, что домен возникает у катода за счет неоднородности в распределении примеси, то за время полета

$$t_{\text{пр}} = \frac{W}{\bar{v}_{\text{д}}}, \quad (9.18)$$

где  $\bar{v}_{\text{д}}$  — средняя скорость дрейфа домена, домен достигнет анода и исчезнет. После этого в образце восстановится однородное распределение поля и первоначальное (до формирования домена) значение тока. Затем за счет тепловой флуктуации у катода начнет формироваться следующий домен и т.д. Периодически повторяющиеся процессы формирования домена у катода и рассасывания его у анода приведут к соответствующему изменению сопротивления образца и силы тока.

Для того чтобы первоначальная тепловая флуктуация концентрации электронов заметно возросла, необходим интервал времени, превосходящий  $\tau_{\text{м}}$ . Следовательно, периодическое изменение силы тока через образец будет возникать лишь в том случае, когда  $t_{\text{пр}} > \tau_{\text{м}}$  или

$$n_0 L > \frac{\bar{\varepsilon}_r \varepsilon_0 U_{\text{д}}}{e |\mu_{\text{э}}|}. \quad (9.19)$$

Это неравенство называют критерием Крэмера [6, 10].

Для арсенида галлия и фосфида индия  $\frac{\bar{\varepsilon}_r \varepsilon_0 U_{\text{д}}}{e |\mu_{\text{э}}|} \approx 10^{12} \text{ см}^{-2}$ .

Режим работы диода Ганна на эффекте междолинного перехода электронов, при котором выполняется неравенство

$$n_0 L > 10^{12} \text{ см}^{-2}, \quad (9.20)$$

называется пролетным режимом. Для его реализации необходимо включить диод в параллельную резонансную цепь, например, в СВЧ-генератор с высокой добротностью, настроенный на пролетную частоту ( $f = v_d/L$ ). В пролетном режиме на кривой зависимости тока от времени будут наблюдаться резкие всплески, если длина образца значительно превышает ширину домена (рис. 9.9). Для получения формы колебаний тока, близкой к синусоидальной, необходимо уменьшать длину образца или увеличивать ширину домена. Ширину домена можно увеличить, уменьшая концентрацию электронов ( $n_0$ ) в образце.

При работе диода в резонаторе к нему кроме постоянного внешнего смещения оказывается приложенным также СВЧ-поле, возникающее в резонаторе за счет колебаний тока, протекающего через диод. Предположим, что СВЧ-поле меняется во времени по гармоническому закону, а резонатор настроен на частоту выше пролетной ( $f > v_d/L$ ). Тогда при достаточно большой амплитуде СВЧ-поля дипольный домен в образце может рассосаться, не доходя до анода. Для этого необходимо, чтобы в полупериод, когда векторы напряженности постоянного и СВЧ-поля противоположны, суммарная напряженность поля была бы меньше  $E_{\text{п}}$ , а длительность полупериода была бы больше  $\tau_{\text{м}}$ , соответствующего положительной подвижности. С точностью до численного коэффициента последнее условие можно записать так:  $f^{-1} > \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{en_0 \mu_1}$ , или

$$\frac{n_0}{f} > \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{e \mu_1}. \quad (9.21)$$

Для GaAs и InP  $\frac{n_0}{f} > 10^4 \text{ с/см}^3$ . Полученное неравенство является условием реализации режима работы диода с подавлением домена. В этом режиме в каждый «положительный» полупериод СВЧ-поля в диоде  $E > E_{\text{п}}$  и у катода зарождается домен, а в каждый «отрицательный» полупериод он рассасывается на пути к аноду. Таким образом, генерация переменного тока в этом случае происходит на частоте, определяемой параметрами резонансной цепи.

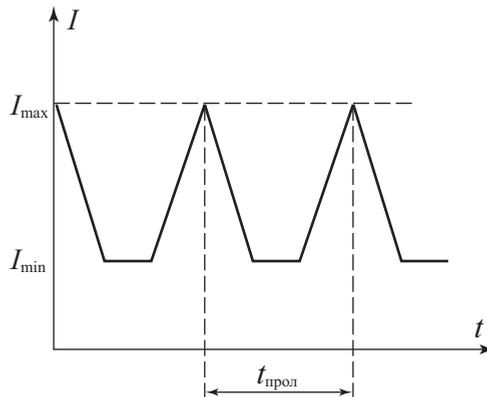


Рис. 9.9. Зависимость тока от времени при работе диода Ганна в пролетном режиме

Если обеспечить одновременное выполнение двух неравенств:

$$\frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{e \mu_1} < \frac{n_0}{f} < \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{e |\mu_-|}, \quad (9.22)$$

то диод Ганна будет работать в режиме ограниченного накопления объемного заряда (ОНОЗ). Для GaAs и InP  $10^4 < \frac{n_0}{f} < 10^5$  с/см<sup>3</sup>. Поскольку в полученном неравенстве период СВЧ-сигнала меньше  $\tau_M$ , соответствующего отрицательной дифференциальной подвижности, то в полупериод, когда  $E > E_{\text{п}}$ , домен сильного поля не успевает полностью сформироваться, а в следующий полупериод ( $E < E_{\text{п}}$ ) он полностью рассасывается. При этом будет наблюдаться возрастание сопротивления образца в один полупериод СВЧ-сигнала и спад его в другой, что вызывает эффективную генерацию мощности на частоте, определяемой параметрами внешней цепи.

Как любой генератор СВЧ-диапазона, генератор Ганна характеризуется генерируемой мощностью, длиной волны, или частотой генерируемых колебаний, коэффициентом полезного действия, уровнем шумов и другими параметрами.

Выходная непрерывная мощность генераторов Ганна в пролетном режиме обычно составляет десятки—сотни милливольт, а при импульсной работе достигает сотен ватт.

Рабочая частота в пролетном режиме обратно пропорциональна длине или толщине высокоомной части кристалла ( $f = v/l$ ). Связь между генерируемой мощностью и частотой можно представить в виде:

$$P = U^2/z = E^2 l^2 / z = \frac{E^2 v^2}{z f^2} \sim \frac{1}{f^2}. \quad (9.23)$$

Мощность генерируемых СВЧ-колебаний зависит от полного сопротивления  $z$  или от площади рабочей части высокоомного слоя полупроводника. Приведенное соотношение указывает на то, что ожидаемое изменение мощности с частотой пропорционально  $1/f^2$ .

Верхний предел рабочей частоты диодов Ганна составляет сотни гигагерц (рис. 9.10). Генераторы Ганна из арсенида галлия могут генерировать СВЧ-колебания от 1 до 50 ГГц. Несколько большие частоты получены на генераторах Ганна из фосфида индия в связи с большими значениями максимальных скоростей электронов, но качество приборов из этого материала значительно ниже из-за недостаточной отработки технологии изготовления материала. Преимущество фосфида индия перед арсенидом галлия — большее

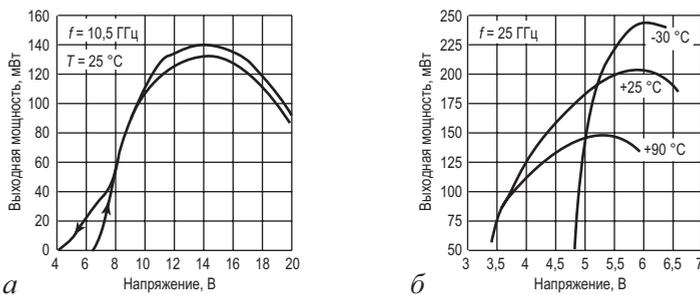


Рис. 9.10. Примеры характеристик диодов Ганна [59, 89]: а) типичная зависимость генерируемой диодом Ганна мощности от приложенного напряжения; б) зависимость генерируемой диодом Ганна мощности от приложенного напряжения и температуры



значение пороговой напряженности электрического поля (10,5 и 3,2 кВ/см соответственно). Это должно позволить создать генератор Ганна с большей выходной мощностью. Для создания больших частот генерируемых колебаний представляют интерес тройные соединения GaInSb, так как в них велики дрейфовые скорости электронов.

Эффект Ганна наблюдается, помимо GaAs и InP, в электронных полупроводниках CdTe, ZnS, InSb, InAs и др., а также в Ge с дырочной проводимостью.

Коэффициент полезного действия генераторов Ганна может быть различным (от 1% до 30%), так как технологии изготовления приборов и качество исходного полупроводникового материала существенно различаются.

В связи с возможным наличием в кристалле генератора Ганна нескольких неоднородностей зарождение домена может происходить в различные моменты времени на разном расстоянии от анода. Поэтому частота колебаний будет изменяться, т.е. могут возникать частотные шумы. Кроме частотных шумов в генераторах Ганна существуют амплитудные шумы, основной причиной появления которых являются флуктуации в скоростях движения электронов. Обычно амплитудные шумы в генераторах Ганна малы, так как дрейфовая скорость в сильных электрических полях, существующих в этих приборах, насыщена и слабо изменяется при изменении электрического поля.

Важным для практического применения генераторов Ганна является вопрос о возможности их частотной перестройки в достаточно широком диапазоне. Из принципа действия генератора Ганна ясно, что частота его должна слабо зависеть от приложенного напряжения. С увеличением приложенного напряжения несколько возрастает толщина домена, а скорость его движения изменяется незначительно. В результате при изменении напряжения от порогового до пробивного частота колебаний увеличивается всего на десятые доли процента.

Срок службы генераторов Ганна относительно мал, что связано с одновременным воздействием на кристалл полупроводника таких факторов, как сильное электрическое поле и перегрев кристалла из-за выделяющейся в нем мощности.

## Контрольные вопросы

- 9.1. В чем заключается эффект Ганна?
- 9.2. Каковы особенности зонной структуры GaAs?
- 9.3. Почему в приборах с ОДС флуктуации заряда не рассасываются?
- 9.4. Что такое максвелловское время релаксации?
- 9.5. Почему при разрушении домена сильного электрического поля возникают осцилляции тока?

# Глава 10

## Полупроводниковые лазеры и светодиоды

### 10.1. Электролюминесценция

В состоянии термодинамического равновесия распределение электронов по энергии описывается статистикой Ферми — Дирака. Функция распределения  $f_n(E)$  для электронов имеет следующий вид:

$$f_n(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{E-F}{kT}\right)+1}. \quad (10.1)$$

Функция распределения  $f_p(E)$  для дырок имеет аналогичный вид:

$$f_p(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{F-E}{kT}\right)+1}, \quad (10.2)$$

где  $F$  — энергия Ферми, одинаковая для электронов и дырок. Для равновесных концентраций электронов  $n$  и дырок  $p$  в невырожденном случае справедливы следующие выражения:

$$n = N_c \exp\left(\frac{E_c - F}{kT}\right); \quad p = N_v \exp\left(\frac{E_v - F}{kT}\right), \quad (10.3)$$

где  $E_c$  — энергия дна зоны проводимости,  $E_v$  — энергия потолка валентной зоны,  $N_c$ ,  $N_v$  — эффективные плотности состояний в зоне проводимости и в валентной зоне,  $T$  — температура системы,  $k$  — постоянная Больцмана.

В случае вырождения концентрации электронов  $n$  и дырок  $p$  выражаются через интегралы Ферми.

Рассмотрим ситуацию, когда в полупроводнике тем или иным способом созданы неравновесные носители заряда. Процесс создания неравновесных носителей называется генерацией. В неравновесном состоянии энергетическое положение уровней Ферми для электронов  $F_n$  зоны проводимости и дырок  $F_p$  валентной зоны будут различны. В рассматриваемом случае распределение неравновесных носителей заряда по энергии в каждой из зон, как и для равновесного состояния, описывается функцией Ферми—Дирака. Для сохранения формализма равновесной статистики вместо уровня Ферми вводится понятие квазиуровня Ферми для соответствующих зон. Тогда выражение (10.1) для электронов примет вид:

$$f_n^*(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{E - F_n}{kT}\right)+1}, \quad (10.4)$$

а выражение (10.2) для дырок:

$$f_p^*(E) = \frac{1}{\exp\left(\frac{F_p - E}{kT}\right) + 1}, \tag{10.5}$$

где  $F_n, F_p$  — энергетические положения квазиуровней Ферми, \* — указывает, что функция записана для неравновесного состояния.

Концентрации электронов и дырок для невырожденного случая будут

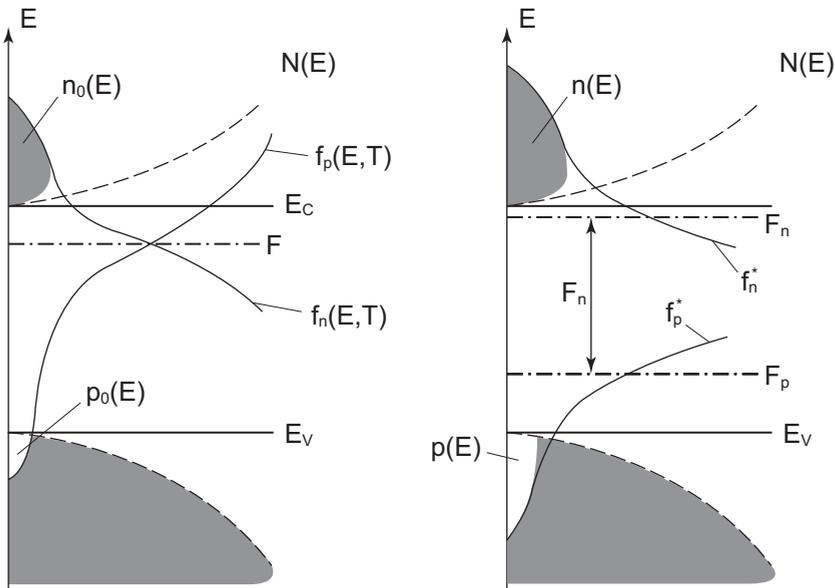
$$n = N_V \cdot \exp\left(-\frac{E_C - F_n}{kT}\right); \quad p = N_V \cdot \exp\left(-\frac{F_p - E_V}{kT}\right). \tag{10.6}$$

Физический смысл квазиуровней Ферми  $F_n, F_p$  показан на рис. 10.1. В отсутствие возбуждения уровни Ферми для электронов и дырок совпадают (рис. 10.1, слева). С увеличением интенсивности возбуждения возрастает концентрация неравновесных носителей заряда в каждой из зон и разность  $(F_n - F_p)$  увеличивается (рис. 10.1, справа).

Из произведения  $n \cdot p$  в (10.6) легко получить выражение для разности квазиуровней Ферми:

$$F_n - F_p = kT \cdot \ln\left(\frac{np}{n_i^2}\right), \tag{10.7}$$

где  $n_i$  — собственная концентрация для данного полупроводника.



**Рис. 10.1.** Распределение носителей заряда по энергии: слева — в равновесном состоянии; справа — в неравновесном состоянии при наличии возбуждения;  $N_C(E), N_V(E)$  — плотности состояний в зоне проводимости и в валентной зоне (показаны штриховыми линиями)

## 10.2. Оптические переходы

В твердых телах переходы электронов между состояниями возможны либо с испусканием, либо с поглощением квантов света. Физической основой излучения света (электромагнитного излучения) в твердых телах является рекомбинация неравновесных носителей. Процессы, приводящие к рекомбинационному излучению в полупроводниках, как правило, представляют собой совокупность нескольких явлений. Возникновение неравновесных носителей под воздействием возбуждения может сопровождаться диффузией носителей заряда, дрейфом их в электрическом поле, захватом на ловушки и т.д. Явление рекомбинационного излучения в полупроводниках получило название люминесценции. Таким образом, люминесценция в полупроводниках может быть обусловлена различными по своей природе электронными переходами.

В зависимости от начального и конечного состояния различают семь типов переходов: А — межзонные переходы, т.е. переходы электронов между состояниями, расположенными в зоне проводимости и запрещенной зоне; В — внутризонные переходы, т.е. переходы электронов между состояниями, расположенными только в зоне проводимости или только в запрещенной зоне; С — переходы между примесными состояниями, энергетические уровни которых расположены в запрещенной зоне; D — переходы между примесными состояниями и состояниями для электронов в зоне проводимости или дырок в валентной зоне; E — переходы с участием экситонов, т.е. переходы электронов между экситонным состоянием и состояниями, расположенными в валентной зоне, или для связанных экситонов с состояниями, расположенными в запрещенной зоне; I — внутрицентровые излучательные переходы, т.е. электронные переходы между двумя энергетическими уровнями, принадлежащими одному центру (рис. 10.2).

Для оптоэлектронных устройств наиболее важными являются оптические переходы типа А, типа E и типа D.

Межзонные переходы типа А обуславливают наиболее сильное поглощение или испускание света с энергией, близкой к ширине запрещенной зоны:  $h\nu > E_g$ . Эти оптические переходы также называют фундаментальными.

Рассмотрим квантовый переход электрона из состояния  $i$  в зоне проводимости в состояние  $j$  в валентной зоне с испусканием фотона  $h\nu$ . В [1, 2] на основе теории возмущения показано, что для осуществления оптического перехода как с испусканием, так и с поглощением фотона, в твердых телах необходимо выполнение двух законов сохранения — энергии и волнового вектора:

$$E_i = E_j \pm h\nu; \quad (10.8)$$

$$k_i = k_j \pm k_{D \rightarrow B}. \quad (10.9)$$

Знак плюс соответствует поглощению, а знак минус — испусканию. Импульс фотона  $k_{\text{фот}}$  с длиной волны  $\lambda = 1 \text{ мкм}$  соответствует изменению энергии электрона при параболическом законе дисперсии всего на  $10^{-7} \text{ эВ}$ . Таким образом, значением  $k_{\text{фот}}$  в выражении (10.9) можно пренебречь и считать, что оптический переход возможен лишь между состояниями с одинаковыми значениями волнового вектора. Тогда правила отбора по волновому вектору примут вид:

$$k_i = k_j. \quad (10.10)$$

На дисперсионной диаграмме (рис. 10.3, слева) такой переход изображается вертикальной линией и называется прямым переходом. Как видно из диаграммы, значения волнового вектора в начальном и конечном состояниях одинаковы.

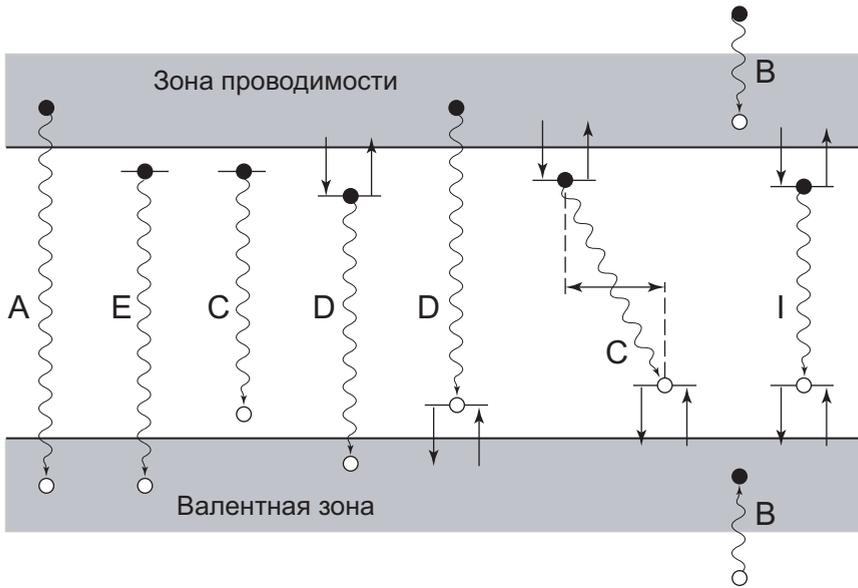


Рис. 10.2. Схематическое изображение процессов излучательной рекомбинации в полупроводниках при различных механизмах рекомбинации

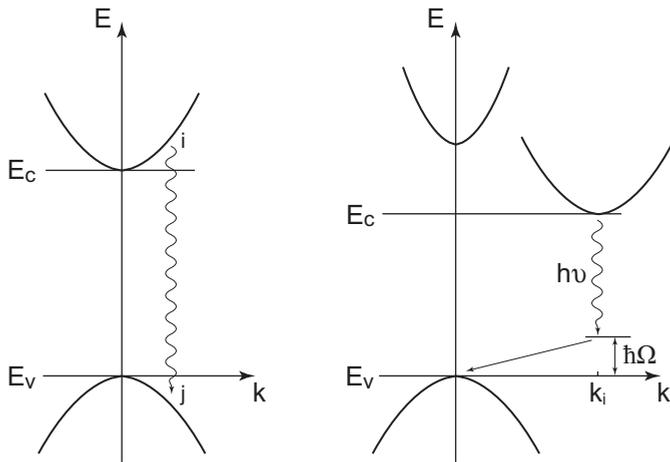


Рис. 10.3. Прямые (слева) и непрямые (справа) межзонные излучательные переходы

Закон сохранения волнового вектора (10.10) вытекает из условия трансляционной симметрии кристалла, поскольку волновые функции электронов представлены в виде функций Блоха [2]. Различные нарушения трансляционной симметрии реального кристалла, определяемые дефектами, будут выполнять роль рассеивающих центров и приводить к возможности нарушения закона (10.10).

Для реализации оптического перехода из состояния  $i$  в состояние  $j$  с различными значениями волновых векторов необходим дополнительный процесс рассеяния с участием какого-либо рассеивающего центра или квазичастицы, взаимодействие с кото-

рой способно изменить волновой вектор электрона (или дырки). Такими квазичастицами или рассеивающими центрами могут быть кванты колебаний кристаллической решетки (фононы), свободные носители заряда (электроны и дырки), примесные атомы, границы раздела и т.д.

На рис. 10.3 (справа) представлен оптический переход  $i \rightarrow j$  с испусканием фотона  $h\nu$  за счет взаимодействия с фононом  $\hbar\Omega$ . Такой переход возможен во втором приближении теории возмущений и обладает значительно меньшей вероятностью, чем прямой переход [14].

Условия осуществления такого перехода, как видно из рис. 10.3 (справа), можно записать так:

$$E_i = E_j + h\nu \pm \hbar\Omega, \tag{10.11}$$

$$k_i = k_j \pm k_{\text{фон}}. \tag{10.12}$$

Знаки в этих выражениях соответствуют поглощению или испусканию фонона. Оптические переходы между состояниями с различными значениями волнового вектора называются непрямыми.

Ширина запрещенной зоны полупроводниковых соединений зависит от вида элементов, входящих в его состав. Чем меньше длина химической связи в элементарной ячейке, тем, как правило, больше ширина запрещенной зоны. На рис. 10.4 показана зависимость ширины запрещенной зоны от длины химической связи для различных полупроводниковых соединений (нитридов, фосфидов, арсенидов и селенидов).

В зависимости от типа кристаллической структуры и характера химических связей в полупроводниках реализуется либо та, либо иная форма зависимости энергии электронов  $E$  от волнового вектора  $k$ . Все полупроводниковые соединения можно подразде-

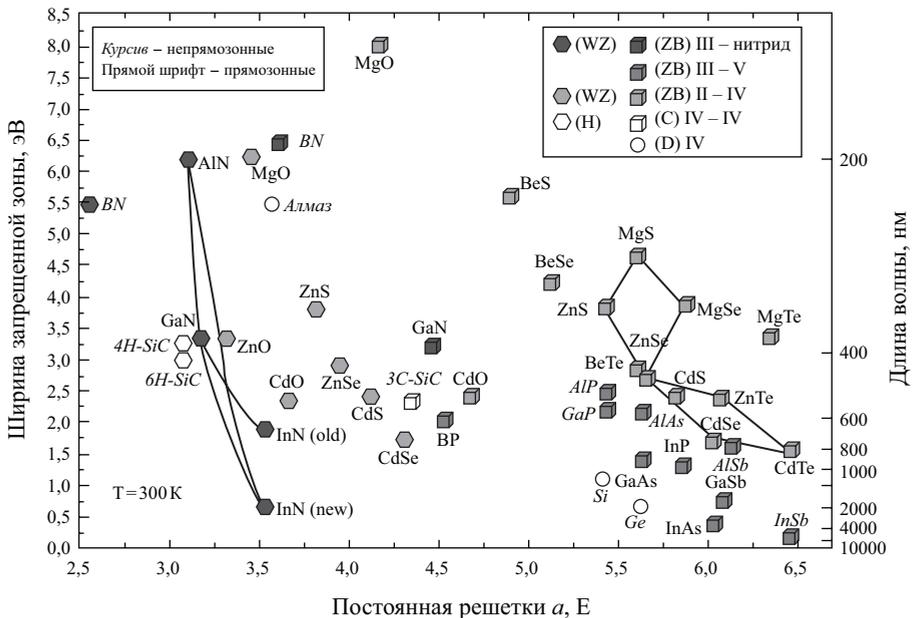


Рис. 10.4. Зависимость ширины запрещенной зоны для различных полупроводниковых соединений (нитридов, фосфидов, арсенидов и селенидов) от длины химической связи [16]

лить на два типа этой зависимости — прямозонные и непрямозонные. В прямозонных полупроводниках энергетический минимум зоны проводимости находится при  $k = 0$ , также как и соответствующий минимум валентной зоны. В непрямозонных полупроводниках энергетический минимум зоны проводимости находится при  $k$ , отличном от нуля.

К полупроводникам с прямозонной энергетической структурой относятся GaAs, GaP, GaN, InGaAsP. К полупроводникам с непрямозонной энергетической структурой относятся Ge и Si.

При межзонных переходах в непрямозонных полупроводниках необходимо участие третьей частицы с малой энергией, но большим квазиимпульсом. Такой частицей в твердых телах является акустический фонон. Поскольку вероятность излучательных переходов с участием трех частиц ниже, чем двух, то, следовательно, в непрямозонных полупроводниках вероятность излучательной рекомбинации будет всегда меньше, чем в прямозонных.

Таким образом, для оптоэлектронных устройств предпочтительнее использовать полупроводниковые соединения с прямозонной энергетической структурой, спектральный диапазон которых лежит в области фундаментального поглощения [8, 27].

## 10.3. Излучательная рекомбинация

### 10.3.1. Связь спектральной зависимости коэффициента поглощения и спектра люминесценции

Процессы люминесценции и поглощения определяются одноптичными, но противоположно направленными квантовыми переходами. Очевидно, между этими процессами должна существовать количественная связь. В условиях термодинамического равновесия число актов излучательной рекомбинации с испусканием фотонов в интервале энергий  $h\nu \dots h\nu + d(h\nu)$  равно числу электронно-дырочных пар, генерируемых термодинамически равновесным излучением той же частоты. Темп генерации, как число электронно-дырочных пар, возникающих в единице объема в единицу времени:

$$G(h\nu) = g(h\nu) \frac{\rho(h\nu)}{h\nu}, \quad (10.13)$$

где  $g(h\nu)$  — вероятность поглощения фотона с частотой  $\Omega$  в единицу времени;  $\rho(h\nu)/h\nu$  — число фотонов с частотой  $\Omega$  в единице объема в единичном интервале частот;  $\rho(h\nu)$  — спектральное распределение излучения, находящегося в термодинамическом равновесии со стенками сосуда, называемое функцией Планка:

$$\rho(h\nu) = \frac{(h\nu)^2}{\pi^2 A^3} \cdot \frac{h\nu}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1}. \quad (10.14)$$

Коэффициент поглощения фотона  $\alpha(h\nu)$  обратно пропорционален длине свободного пробега фотона  $l_{\text{фот}}$ , которая, в свою очередь, определяется скоростью движения фотона в данной среде  $c/n$  и временем его свободного пробега (временем жизни)  $\langle\tau\rangle$ :

$$\alpha(h\nu) = \frac{1}{l_{\text{фот}}} = \frac{n}{c} \cdot \frac{1}{\tau}. \quad (10.15)$$

Тогда время жизни фотона:  $\tau = \frac{1}{\alpha(h\nu)} \cdot \frac{n}{c}$ .

Вероятность поглощения фотона  $g(h\nu)$  есть величина, обратная времени жизни фотона:

$$g(h\nu) = \frac{1}{\langle \tau \rangle} = \alpha(h\nu) \frac{c}{n}. \quad (10.16)$$

В состоянии термодинамического равновесия для любого интервала частот темп генерации равен темпу рекомбинации. Темп рекомбинации в состоянии равновесия:

$$R(h\nu) = g(h\nu) \frac{\rho(h\nu)}{h\nu} = \alpha(h\nu) \frac{c}{n} \cdot \frac{\rho(h\nu)}{h\nu}. \quad (10.17)$$

Подставляя (10.14) в (10.17), получим:

$$R(h\nu) = \frac{(h\nu)^2 n^2}{\pi^2 c^2} \cdot \frac{\alpha(h\nu)}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1}. \quad (10.18)$$

Поскольку каждый акт рекомбинации сопровождается излучением, то:

$$I(h\nu) = R(h\nu).$$

С помощью этого выражения, зная спектральную зависимость коэффициента поглощения, можно найти соответствующий спектр люминесценции:

$$I(h\nu) = C \cdot (h\nu)^2 \cdot \frac{\alpha(h\nu)}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1}, \quad \text{где } C = \frac{n^2}{\pi^2 c^2}. \quad (10.19)$$

### 10.3.2. Спектры излучательной рекомбинации при фундаментальных переходах

Рассмотрим сначала нелегированный прямозонный полупроводник, например арсенид галлия (GaAs). Для определения спектра люминесценции по выражению (10.19) необходимо знать зависимость  $\alpha(h\nu)$ . Рассмотрим переход электрона из состояния с энергией  $E$  в валентной зоне в состояние с энергией  $E'$  в зоне проводимости при прямых межзонных переходах. Закон сохранения энергии:

$$E' = E + h\nu. \quad (10.20)$$

Будем рассматривать материал, у которого зона проводимости и валентная зона обладают сферической симметрией:

$$E' = E_C + \frac{\hbar^2 k^2}{2m_n^*}; \quad (10.21)$$

$$E = E_V - \frac{\hbar^2 k^2}{2m_p^*}. \quad (10.22)$$



Тогда

$$h\nu - E_g = \frac{\hbar^2 k^2}{2m_r^*}, \quad (10.23)$$

где

$$\frac{1}{m_r^*} = \frac{1}{m_n^*} + \frac{1}{m_p^*}. \quad (10.24)$$

Коэффициент поглощения согласно (10.15) и (10.16):

$$\alpha(h\nu) = \frac{1}{l_{\text{фот}}} = \frac{n}{c} \cdot \frac{1}{\tau_{\text{фот}}} = g(h\nu) \frac{n}{c}. \quad (10.25)$$

Вероятность поглощения фотона в интервале энергий  $h\nu \dots h\nu + d(h\nu)$  пропорциональна вероятности перехода электрона  $W$ , числу квантовых состояний в валентной зоне в интервале энергий  $dE$ :

$$g(h\nu) \cdot d(h\nu) = 2W(h\nu) \cdot N(E) \cdot dE, \quad (10.26)$$

коэффициент 2 учитывает два возможных направления поляризации света.

Плотность квантовых состояний в валентной зоне согласно [2] пропорциональна квадратному корню от энергии электрона:

$$N(E) = \frac{(2m_p^*)^{3/2}}{2\pi^2 \hbar^3} \cdot (E_V - E)^{1/2}, \quad (10.27)$$

тогда, используя соотношения (10.15) и (10.20), получим:

$$g(h\nu) \cdot d(h\nu) = \frac{2}{\pi^2} W(h\nu) \cdot k^2 \cdot dk. \quad (10.28)$$

Из выражения (10.21) следует, что

$$d(h\nu) = \frac{\hbar}{m_r^*} k \cdot dk; \quad (10.29)$$

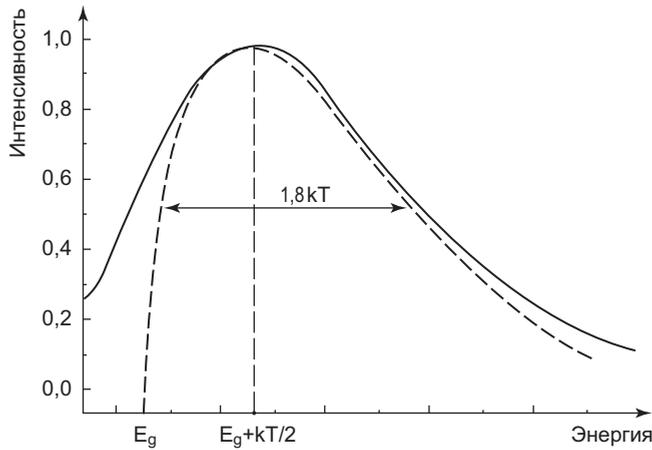
$$k = \frac{(2m_r^*)^{1/2}}{\hbar} \cdot (h\nu - E_g)^{1/2}. \quad (10.30)$$

Тогда для вероятности поглощения

$$g(h\nu) = \frac{(2m_r^*)^{1/2}}{\hbar^2 \pi^3} W(h\nu) \cdot (h\nu - E_g)^{1/2}. \quad (10.31)$$

Для прямых переходов с сохранением квазиимпульса вероятность перехода  $W$  не зависит от энергии фотона. Таким образом, коэффициент собственного поглощения выражается формулой:

$$\alpha(h\nu) = A(h\nu - E_g)^{1/2}. \quad (10.32)$$



**Рис. 10.5.** Спектр фотолюминесценции InSb при температуре 77 К: жирная линия — эксперимент, пунктир — расчет

Тогда подстановка (10.32) в (10.19) дает следующее выражение для спектральной зависимости интенсивности люминесценции:

$$I(h\nu) = C^* \cdot (h\nu)^2 \cdot (h\nu - E_g)^{1/2} \cdot \exp\left(-\frac{h\nu - E_g}{kT}\right). \quad (10.33)$$

Здесь учитывается тот факт, что  $h\nu \gg kT$ , т.е. единицей в знаменателе можно пренебречь, а множитель  $\exp(-E_g/kT)$  включен в коэффициент  $C^*$ . На рис. 10.5 приведен спектр фотолюминесценции индия при температуре 77 К, экспериментальный и рассчитанный по соотношению (10.33). Ширина линии на уровне  $0,7 I_0$  равна  $0,8 kT$ .

Как уже отмечалось, физической основой излучения света в твердых телах является рекомбинация неравновесных носителей. Процесс введения в какую-либо область твердого тела неравновесных носителей называют инжекцией. При анализе рекомбинации обычно имеют в виду, что при инжекции меняется концентрация неосновных носителей, в то время как концентрация основных носителей сохраняется. Это условие называют условием низкого уровня инжекции.

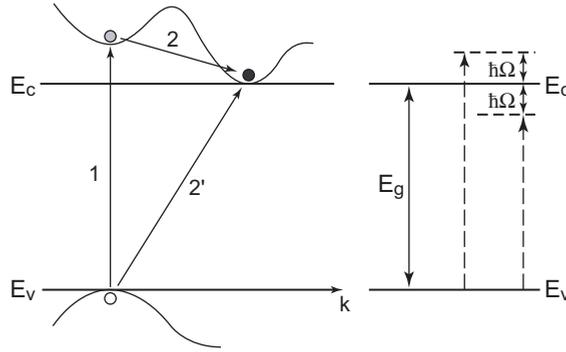
После снятия возмущения (прекращения инжекции) концентрация неравновесных носителей убывает во времени по экспоненциальному закону вследствие рекомбинации.

Поскольку от плоскости инжекции неравновесные носители распространяются на расстояние, равное диффузионной длине, то и излучательная рекомбинация, т.е. генерация квантов света, будет происходить только в этой области.

### 10.3.3. Спектры излучательной рекомбинации при непрямых переходах

Как известно, вероятность непрямых переходов существенно меньше вероятности прямых переходов. Закон сохранения квазиимпульса при непрямых переходах обеспечивается взаимодействием с фононом: непрямые переходы осуществляются с испусканием или поглощением фононов.

Рассчитать коэффициент поглощения в случае непрямых переходов можно, воспользовавшись схемой, приведенной на рис. 10.6 (слева). Электрон, находящийся вблизи потолка валентной зоны с  $k_1 = 0$ , возбуждаясь светом, переходит в зону проводимости, занимая там состояние с тем же значением волнового вектора (переход 1).



**Рис. 10.6.** Непрямые переходы: слева – схема осуществления непрямого поглощения фотона через виртуальное состояние; справа – поглощаются те фотоны, энергия которых лежит в интервале от  $E_g - \hbar\Omega$  до  $E_g + \hbar\Omega$

В результате этого в валентной зоне остается дырка с  $k_1 = 0$ . Электрон проводимости с  $k_1 = 0$  обладает большей энергией, чем если бы он находился у дна зоны проводимости с  $k_2 = 0$ . Поэтому он переходит в состояние с  $k_2 = k_{\min}$ , поглощая или испуская фотон (переход 2). Таким образом осуществляется не прямой переход  $2\Gamma$ .

Снова примем, что начальная энергия электрона в валентной зоне  $E$ , а энергия электрона в конечном состоянии в зоне проводимости  $E\Gamma$ . Энергию фотона, принимающего участие в процессе поглощения, обозначим  $\hbar\Omega$ . Тогда закон сохранения энергии для указанного процесса:

$$h\nu = E' - E \pm \hbar\Omega. \tag{10.34}$$

Знак «+» соответствует испусканию, «-» — поглощению фотона.

Примем за начало отсчета энергии  $E$  потолок валентной зоны  $E_v$ . Тогда выражение (10.20) для плотности состояний в валентной зоне  $N_v(E)$  можно записать как

$$N_v(E) = \frac{(2m_p^*)^{3/2}}{2\pi^2\hbar^3} \cdot |E|^{1/2}. \tag{10.35}$$

Плотность состояний в зоне проводимости  $N_c(E)$ :

$$N_c(E') = \frac{(2m_n^*)^{3/2}}{2\pi^2\hbar^3} \cdot (E' - E_g)^{1/2}. \tag{10.36}$$

Подставив  $E'$  из (10.27) в (10.29), получим:

$$N(E) = \frac{(2m_n^*)^{3/2}}{2\pi^2\hbar^3} \cdot (h\nu \pm \hbar\Omega - E_g + E)^{1/2}, \tag{10.37}$$

здесь знак «+» соответствует поглощению, «-» — испусканию фотона.

Коэффициент поглощения  $\alpha(h\nu)$  пропорционален интегралу от произведения плотностей начальных  $N_c(E)$  и конечных состояний  $N_c(E\Gamma)$  и вероятности взаимодействия с фононом. Интегрирование производится по всем возможным парам состояний, разделенных энергией  $h\nu \pm \hbar\Omega$ . Вероятность взаимодействия с фононом есть функция распределения фононов, которая для неравновесного случая мало отличается от равновесной и представляет собой распределение Бозе—Эйнштейна:

$$N(\hbar\Omega) = \frac{1}{\exp\left(\frac{\hbar\Omega}{kT}\right) - 1}. \quad (10.38)$$

Тогда коэффициент поглощения выражается как:

$$\alpha(h\nu) = A \cdot N(\hbar\Omega) \cdot \int_0^{-(\hbar\omega \pm \hbar\Omega - E_g)} |E|^{1/2} \cdot (h\nu \pm \hbar\Omega - E_g + E)^{1/2} dE. \quad (10.39)$$

В результате интегрирования получим:

$$\alpha(h\nu) = A \cdot N(\hbar\Omega) \cdot (h\nu \pm \hbar\Omega - E_g)^2. \quad (10.40)$$

Поглощение фотона с энергией  $h\nu$  происходит с поглощением фонона. Подставив (10.31) в (10.33), получим:

$$\alpha_a(h\nu) = \frac{A \cdot (h\nu + \hbar\Omega - E_g)^2}{\exp\left(\frac{\hbar\Omega}{kT}\right) - 1}. \quad (10.41)$$

Поглощение фотона с энергией  $h\nu$  может происходить как с поглощением, так и с испусканием фонона. Вероятность испускания фонона равна:

$$N(\hbar\Omega) + 1 = \frac{1}{1 - \exp\left(-\frac{\hbar\Omega}{kT}\right)}. \quad (10.42)$$

Тогда выражение для коэффициента поглощения с испусканием фонона будет иметь вид:

$$\alpha_e(h\nu) = \frac{A \cdot (h\nu - \hbar\Omega - E_g)^2}{1 - \exp\left(-\frac{\hbar\Omega}{kT}\right)}. \quad (10.43)$$

Таким образом, коэффициент поглощения для непрямых межзонных переходов есть сумма коэффициентов поглощения с испусканием и поглощением фонона:

$$\alpha(h\nu) = \alpha_a(h\nu) + \alpha_e(h\nu) = A \cdot \left[ \frac{(\hbar\omega + \hbar\Omega - E_g)^2}{\exp\left(\frac{\hbar\Omega}{kT}\right) - 1} + \frac{(\hbar\omega - \hbar\Omega - E_g)^2}{1 - \exp\left(-\frac{\hbar\Omega}{kT}\right)} \right]. \quad (10.44)$$

Для фотонов с энергией процесс поглощения будет происходить с поглощением фонона  $\hbar\Omega$ , и коэффициент поглощения будет представлен выражением (10.41). Подставив (10.41) в (10.19), получим:

$$\begin{aligned} I(h\nu) &= C(h\nu)^2 \cdot \frac{\alpha(h\nu)}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1} = \\ &= \frac{C''}{\exp\left(\frac{\hbar\omega}{kT}\right) - 1} \cdot (h\nu)^2 \cdot \frac{(h\nu + \hbar\Omega - E_g)^2}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT}\right) - 1}. \end{aligned} \quad (10.45)$$

Зависимость коэффициента поглощения от энергии кванта  $\alpha(h\nu)$  определяется физическим механизмом рекомбинации.

## 10.4. Методы инжекции

В дальнейшем речь пойдет об излучательной рекомбинации при электролюминесценции, которая, в свою очередь, может быть инициирована такими способами инжекции, как:

- инжекция неосновных носителей заряда через потенциальный барьер гомо- или гетероперехода;
- возбуждение ударной ионизацией в сильном электрическом поле;
- возбуждение при туннелировании через потенциальный барьер.

Основным методом создания неравновесных носителей в оптоэлектронных устройствах является инжекция неосновных носителей через прямосмещенный электронно-дырочный переход ( $p$ - $n$ - или гетеропереход).

### 10.4.1. Условие односторонней инжекции в $p$ - $n$ -переходе

Вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода для гомоструктур описывается следующим соотношением:

$$j = \left( \frac{q p_{n0} D_p}{L_p} + \frac{q n_{p0} D_n}{L_n} \right) (e^{\beta V_G} - 1). \quad (10.46)$$

При прямом смещении в токе  $p$ - $n$ -перехода присутствуют обе инжекционные компоненты: электронная и дырочная. Для большинства оптоэлектронных устройств необходимо, чтобы в инжекционном токе присутствовала только одна компонента — или электронная, или дырочная.

Из соотношения (10.46) следует, что доминирующая инжекционная компонента будет того типа, концентрация основных носителей в котором выше, т.е. в несимметричных  $p$ - $n$ -переходах будет происходить преимущественно инжекция дырок (в случае  $p^+$ - $n$ ) или электронов (в случае  $n^+$ - $p$ ) соответственно. Для несимметричных  $p$ - $n$ -переходов величина основной инжекционной компоненты в токе  $p$ - $n$ -перехода выражается соотношением:

$$\frac{j_p}{j_{p-n}} = \frac{j_p}{j_p + j_n} = \frac{1}{1 + \frac{j_n}{j_p}} = \frac{1}{1 + \frac{N_{ДБ}}{N_{АЭ}}} \approx 1 - \frac{N_{ДБ}}{N_{АЭ}}. \quad (10.47)$$

Таким образом, для реализации односторонней инжекции в  $p$ - $n$ -переходе необходимо иметь эмиттер этого перехода легированным, как правило, до вырождения, а базу — слабелегированной, по крайней мере на 3–4 порядка меньше, чем эмиттер.

### 10.4.2. Условие односторонней инжекции в гетеропереходе

Гетеропереход представляет собой контакт на атомном уровне двух различных по химическому составу материалов, осуществленный в одном кристалле. Гомопереход образуется в полупроводнике за счет распределения примесей  $N_A$ ,  $N_D$ . В гетеропереходах, помимо управления концентрацией и типом носителей заряда путем легирования, осуществляется контроль над такими параметрами материала, как ширина запрещенной зоны и показатель преломления.

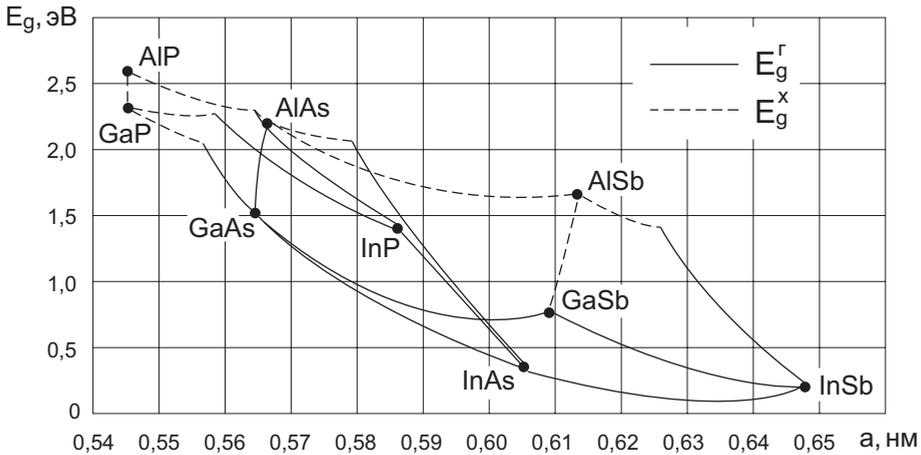


Рис. 10.7. Ширина запрещенной зоны и период кристаллической решетки для некоторых твердых растворов типа  $A^{III}B^V$  [27, 49]

В зависимости от профиля изменения основных параметров по координате различают резкие и плавные гетеропереходы. Гетеропереход называется резким, если это изменение происходит на уровне двух-трех атомных слоев. Гетеропереход называется изотипным, если он образован полупроводниками с одинаковым типом проводимости, и анизотипным, если образующие его материалы обладают разными типами проводимости.

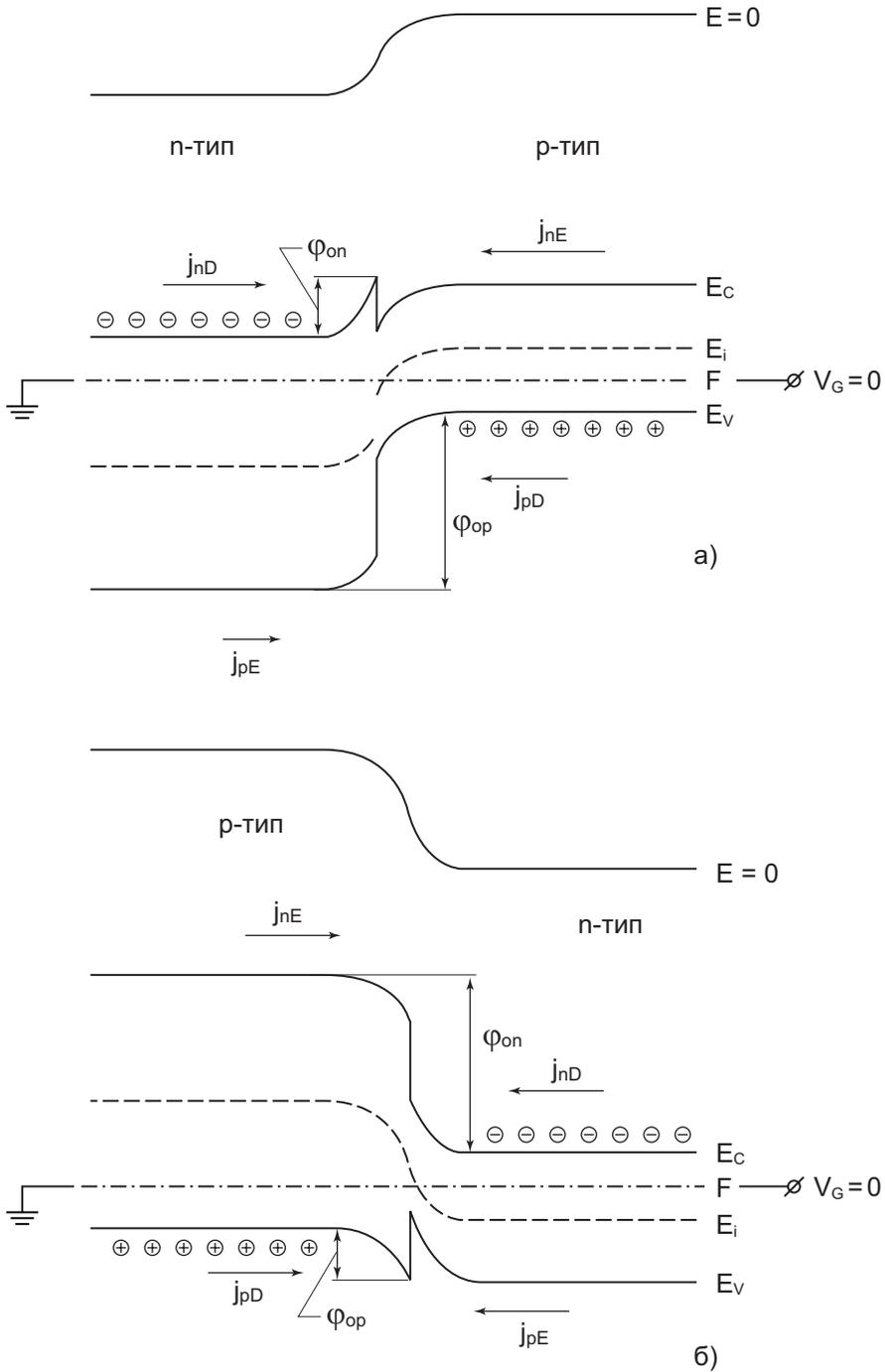
В области контакта двух различных по химическому составу материалов происходит изменение различных электрофизических параметров: ширины запрещенной зоны, диэлектрической проницаемости, электронного сродства и т.д.

На границе двух материалов возможно появление различных дефектов, особенно если велика разница в параметрах решеток и коэффициентах температурного расширения контактирующих материалов. Следовательно, для создания гетероперехода с как можно меньшей концентрацией дефектов на границе надо использовать материалы с близкими значениями параметров решеток.

Существует немало двух-, трех-, четырехкомпонентных (и более) соединений, удовлетворяющих этому требованию (рис. 10.7). Это соединения элементов  $A^{III}B^V$ : GaAs — AlAs ( $Al_xGa_{1-x}As$ ), GaSb — AlSb ( $Al_xGa_{1-x}Sb$ ), GaP — AlP ( $Al_xGa_{1-x}P$ ). В трехкомпонентных твердых растворах изменение состава приводит к изменению как периода идентичности, так и ширины запрещенной зоны. В четырехкомпонентных твердых растворах типа Ga — In — As — P ( $Ga_xIn_{1-x}P_yAs_{1-y}$ ) варьированием  $x$  и  $y$  можно в определенных пределах независимо менять параметры решетки и ширину запрещенной зоны.

Для гетеропереходов величина полного тока также выражается соотношением 10.46. При анализе вкладов дырочного и электронного инжекционного тока необходимо учесть, что  $p$ - и  $n$ -области в гетеропереходах состоят из разных полупроводников. В связи с этим значения собственной концентрации  $n_i$ , диффузионной длины и коэффициентов диффузии будут различными.

Как правило, в гетеропереходах ширина запрещенной зоны компонент гетероперехода отличается в 1,5–2 раза. Вследствие этого значение собственной концентрации  $n_i$  будет отличаться на много порядков. Например, для гетеропереходов  $n$ -Ge —  $p$ -GaAs ширины запрещенных зон  $E_g$  составляют 0,77 эВ и 1,43 эВ, а значение собственной концентрации  $n_i = 1,6 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$  и  $2 \cdot 10^7 \text{ см}^{-3}$  соответственно. Если электронное сродство оди-



**Рис. 10.8.** Зонная структура гетероперехода с различной комбинацией типа проводимости широкозонной и узкозонной части: *а)* широкозонная часть  $n$ -типа проводимости; *б)* широкозонная часть  $p$ -типа проводимости

наково, для гетеропереходов доля инжекционного тока в полном токе гетероперехода будет:

$$\frac{j_p}{j_{p-n}} = \frac{j_p}{j_p + j_n} = \frac{1}{1 + \frac{j_n}{j_p}} = \frac{1}{1 + \frac{n_{iЭ}^2}{n_{iБ}^2} \cdot \frac{N_{ДБ}}{N_{ЛЭ}}} \approx 1 - \frac{n_{iЭ}^2}{n_{iБ}^2} \cdot \frac{N_{ДБ}}{N_{ЛЭ}}. \quad (10.48)$$

Из уравнения 10.48 следует, что при прочих равных условиях инжекционная компонента тока из широкозонного полупроводника будет всегда выше, чем из узкозонного. Использование гетеропереходов может обеспечить одностороннюю инжекцию из слаболегированного полупроводника в сильнолегированный, что невозможно для  $p$ - $n$ -гомопереходов.

Если у  $p$ - $n$ -гетероперехода ширина запрещенной зоны  $n$ -полупроводника больше, чем у  $p$ -полупроводника, то потенциальный барьер для инжекции электронов из полупроводника  $n$ -типа будет меньше, чем для инжекции дырок из полупроводника  $p$ -типа. И наоборот, если ширина запрещенной зоны  $p$ -полупроводника больше, чем у  $n$ -полупроводника, то потенциальный барьер инжекции дырок из полупроводника  $p$ -типа будет меньше, чем барьер для инжекции электронов из полупроводника  $n$ -типа. В условиях термодинамического равновесия инжекционные компоненты тока уравниваются дрейфовыми компонентами и суммарный ток равен нулю.

Рассмотрим  $p$ - $n$ -гетеропереход, у которого ширина запрещенной зоны  $n$ -полупроводника больше, чем у  $p$ -полупроводника (рис. 10.8).

При приложении внешнего напряжения, смещающего  $p$ - $n$ -гетеропереход в прямом направлении, происходит возрастание инжекционной компоненты тока. Как видно из энергетической диаграммы такого перехода, приведенной на рис. 10.9, высота энергетического барьера для электронов, движущихся из  $n$ -области в  $p$ -область  $\Delta\phi_{0n}$ , гораздо больше энергетического барьера для дырок, движущихся из  $p$ -области в  $n$ -область  $\Delta\phi_{0p}$ . В таком гетеропереходе реализуется эффект односторонней инжекции дырок.

Как видно из энергетической диаграммы такого перехода, высота энергетического барьера для электронов, движущихся из  $n$ -области в  $p$ -область  $\Delta\phi_{0n}$  гораздо мень-

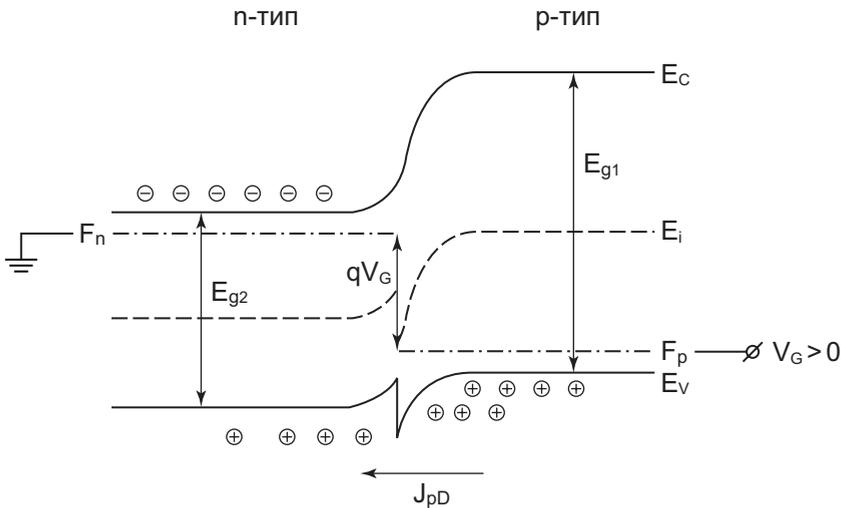


Рис. 10.9. Эффект односторонней инжекции при прямом смещении в  $p$ - $n$ -гетеропереходе

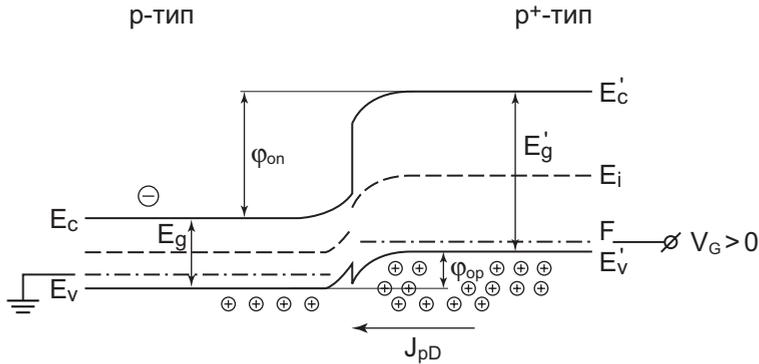


Рис. 10.10. Гетеропереход  $p-p^+$  при прямом смещении

ше энергетического барьера для дырок, движущихся из  $p$ -области в  $n$ -область  $\Delta\phi_{op}$ . Поэтому при подаче на такой гетеропереход прямого напряжения будет преобладать инжекция электронов, т.е. получится односторонняя инжекция. Этим гетеропереход принципиально отличается от гомоперехода.

Гетеропереход может быть создан на основе полупроводников одного типа проводимости ( $p-p^+$  или  $n-n^+$ ). На рис. 10.10 изображен  $p-p^+$ -гетеропереход при прямом смещении.

Высота энергетического барьера для электронов (неосновных носителей заряда), переходящих из  $p$ - в  $p^+$ -область, будет значительной, т.е. в базе ( $p^+$ -область) не будут накапливаться неосновные носители, следовательно, не требуется время на их рассасывание, а значит, повышается быстродействие.

К важнейшим эффектам, наблюдаемым в гетероструктурах и определяющим их широкое применение относятся:

1. Эффект широкозонного окна. Этот эффект позволяет с минимальными потерями вывести излучение, генерируемое в области  $p-n$ -гетероперехода, через его широкозонную часть, так как в этой части генерируемое излучение практически не поглощается.

2. Эффект односторонней инжекции. В гетеропереходах, в отличие от гомопереходов, будет осуществляться преимущественно инжекция носителей заряда из широкозонной части в узкозонную. Это свойство позволяет осуществлять преимущественно инжекцию в ту область  $p-n$ -перехода, где квантовый выход максимален.

3. Волноводный эффект. Вследствие разницы показателей преломления материалов, составляющих гетеропереход, будет наблюдаться отражение света от гетерограницы. Как правило, показатель преломления узкозонного материала больше, чем широкозонного. Поэтому световые лучи, распространяющиеся в узкозонной части под малыми углами, будут испытывать полное внутреннее отражение.

## 10.5. Светодиоды

Светодиодом, или излучающим диодом, называют полупроводниковый диод на базе  $p-n$ -либо гетероперехода, излучающий кванты света при протекании через него прямого тока.

По характеристике излучения светодиоды разделяют на две группы:

- светодиоды с излучением в видимой части спектра;
- светодиоды с излучением в инфракрасной части диапазона.

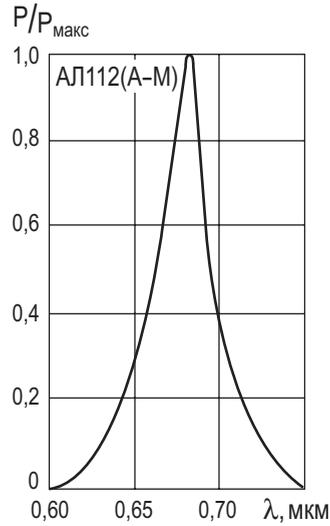


Рис. 10.11. Спектр излучения красного светодиода АЛ112 при температуре  $T = 300 \text{ К}$  [101]

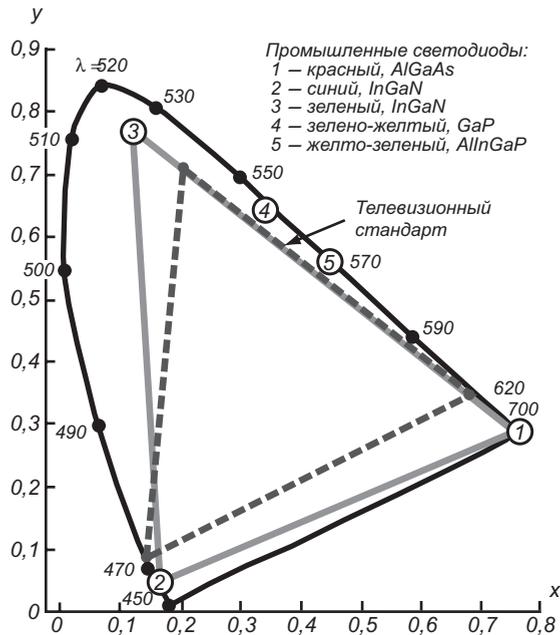


Рис. 10.12. Диаграмма хроматичности, показывающая соотношение между тремя основными компонентами цвета (красный, зеленый, синий), необходимыми для получения заданного цвета [8]

Спектральная характеристика излучения светодиода при межзонных переходах представляет собой монохроматическую линию полушириной  $kT$  и центрированную при значении  $h\nu = E_g$ , при этом интенсивность излучения описывается соотношением:

$$I(h\nu) = V^2 (h\nu - E_g)^{3/2} e^{-\frac{(h\nu - E_g)^2}{kT^2}}. \quad (10.49)$$

На рис. 10.11 приведен в качестве примера спектр излучения красного светодиода АЛ112 при комнатной температуре, который хорошо описывается этим соотношением.

### 10.5.1. Светодиоды видимого диапазона

Спектральная чувствительность человеческого глаза находится в диапазоне цветов от фиолетового до красного и имеет максимум для зеленого цвета. По длинам волн этот диапазон находится от 0,39 до 0,77 мкм, что соответствует энергии квантов света от 2,8 до 1,8 эВ. В табл. 10.1 приведены зависимости видимой чувствительности и спектральной эффективности от длины волны. Максимальное значение достигается при длине волны 555 нм.

На рис. 10.12 приведена диаграмма хроматичности, показывающая соотношение между тремя основными компонентами цвета (красный, зеленый, синий), необходимыми для получения заданного цвета. Все многообразие цветов находится во внутренних пределах выделенного контура. По осям  $x$  и  $y$  отложены доли двух компонент, определяющие вклад третьей. Вдоль контура цифрами указаны длины волн монохроматического излучения, соответствующие тому или иному цвету. Цифрами в кружочках указано расположение на диаграмме некоторых типовых светодиодов, сформированных из различных типов полупроводниковых соединений.

**Таблица 10.1.** Зависимость видимой чувствительности и спектральной эффективности от длины волны

Длина волны, нм	Видимая чувствительность, $V_\lambda$	Спектральная эффективность $K_\lambda$ , лм/Вт
380	0,0000	0,00
400	0,0004	0,27
420	0,0040	2,7
440	0,023	15,6
460	0,060	40,8
480	0,139	94,5
500	0,323	219,6
520	0,710	482,8
540	0,954	648,7
555	1,000	683,0
560	0,995	676,6
580	0,870	591,6
600	0,631	429,1
620	0,381	259,1
640	0,175	119,0
660	0,061	41,5
680	0,017	11,6

Длина волны, нм	Видимая чувствительность, $V_\lambda$	Спектрлюминесцентная эффективность $K_\lambda$ , лм/Вт
700	0,0041	2,8
720	0,00105	0,71
740	0,00025	0,17
760	0,00006	0,04
780	0,000015	0,01

Из вышеизложенного следует, что в качестве излучательной среды в светодиодах видимого диапазона необходимо использовать прямозонные полупроводники с шириной запрещенной зоны 1,8—2,8 эВ [8]. Одним из распространенных полупроводниковых соединений, удовлетворяющих перечисленным характеристикам, является твердый раствор  $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ . При изменении процентного содержания фосфора P от 0 до 1 ширина запрещенной зоны этого соединения меняется ( $x = 0$ , GaAs,  $E_g = 1,424$  эВ;  $x = 1$ , GaP,  $E_g = 2,31$  эВ). На рис. 10.13 приведены зонные диаграммы  $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$  с различными значениями компонентов фосфора P и мышьяка As. Из рисунка видно, что при  $x = 0,45$  и значении ширины запрещенной зоны  $E_g = 1,77$  эВ полупроводник переходит из прямозонного в непрямозонный.

Для повышения эффективности излучательных переходов при  $x > 0,45$  в полупроводник вводят излучательные центры, например азот (N). Атомы азота, внедренные в полупроводник, замещают атомы фосфора в узлах решетки. Азот и фосфор имеют одинаковую внешнюю электронную структуру (оба относятся к V группе элементов периодической системы), а структуры их внутренних оболочек сильно различаются. Это приводит к возникновению вблизи зоны проводимости электронного уровня захвата. Полученный таким образом рекомбинационный центр называется изоэлектронным

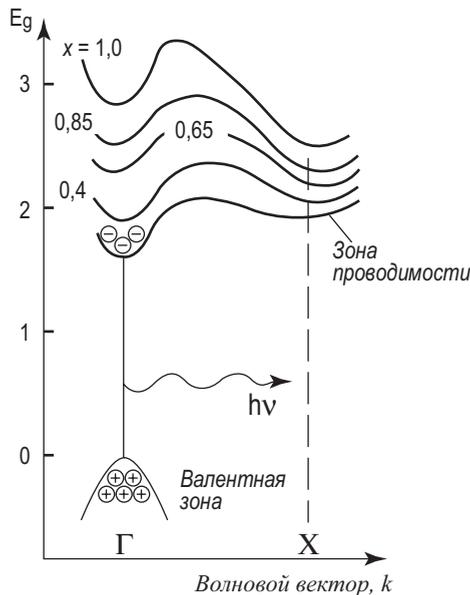


Рис. 10.13. Энергетическая зонная структура  $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$ . Значения состава соответствуют красному ( $x = 0,4$ ), оранжевому (0,65), желтому (0,85) и зеленому (1,0) цветам свечения [8, 19]

центром. В нормальном состоянии изоэлектронные центры нейтральны. В материале *p*-типа инжектированный электрон сначала захватывается на центр. Заряженный отрицательно центр затем захватывает дырку из валентной зоны, формируя связанный экситон. Последующая аннигиляция этой электронно-дырочной пары приводит к рождению фотона с энергией, примерно равной разности между шириной запрещенной зоны и энергией связи центра. Так как захваченный электрон сильно локализован на центре, его импульс рассеивается. Таким образом обеспечивается преобразование квазиимпульса, вследствие чего вероятность прямого перехода существенно возрастает. В непрямозонных материалах, таких как GaP, описанный механизм излучательной рекомбинации является преобладающим.

Для приборной реализации всей цветовой гаммы используют широкий спектр полупроводниковых материалов. Светодиоды выпускаются красного (1,8 эВ GaP: ZnO, GaAs<sub>0,6</sub>P<sub>0,4</sub>), оранжевого (GaAs<sub>0,35</sub>P<sub>0,65</sub>), желтого (GaAs<sub>0,14</sub>P<sub>0,86</sub>), зеленого (2,3 эВ GaP, ZnTe), голубого (2,4 эВ GaAs-ErYb, SiC, CdS), фиолетового (2,8 эВ GaN) цветов свечения. На рис. 10.14 приведены спектральные характеристики светодиодов видимого и инфракрасного диапазонов с указанием стехиометрии полупроводниковых соединений.

Конструктивно в светодиодах используют полупроводниковые структуры с плоской геометрией, изготовленные по планарной технологии (см. рис. 10.15). Обычно прямозонные светодиоды (красное излучение) формируются на подложках GaAs (*a*), тогда как непрямозонные (оранжевое, желтое и зеленое излучения) — на подложках GaP (*b*). При использовании подложки GaAs на нее наращивается переходный слой GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub> переменного состава с *x*, изменяющимся в пределах 0—0,4, а затем слой GaAs<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub> с постоянным составом.

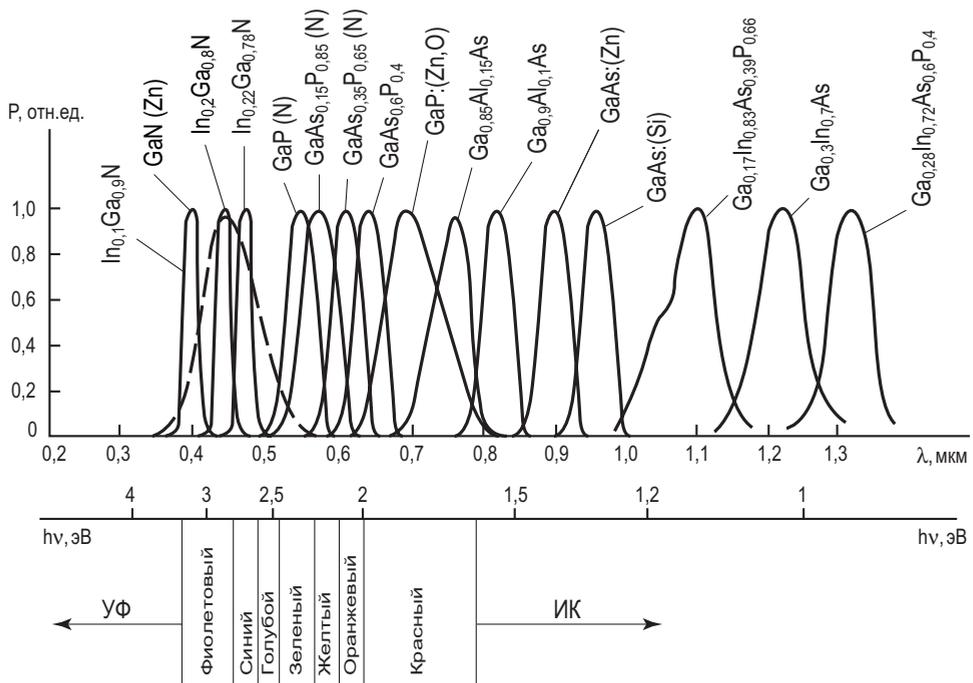
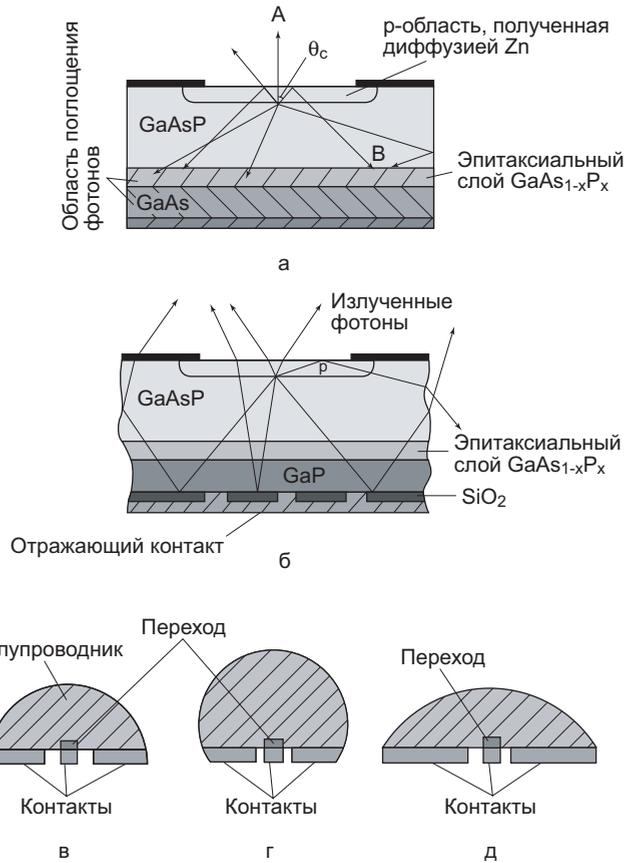


Рис. 10.14. Спектральные характеристики светодиодов, изготовленных из различных полупроводниковых материалов [8, 19]



**Рис. 10.15.** Конструкция светодиодов и разрез трех светодиодов с различными типами корпусов: *a, б* — конструкции светодиодов; *в* — полусфера; *г* — усеченная сфера; *д* — параболид

Переходная область ограничивает образование безызлучательных центров, обусловленных различием решеток. Фотоны, генерируемые в области перехода, испускаются во всех направлениях, однако наблюдателя достигает лишь та их часть, которая проходит через поверхность.

Уменьшение количества излучаемых светодиодом фотонов обусловлено поглощением в материале светодиода, потерями за счет отражения и потерями за счет полного внутреннего отражения. Потери, связанные с поглощением, весьма существенны в светодиодах на подложках GaAs (*a*), т.к. в этом случае подложка поглощает примерно 85% фотонов, излучаемых переходом. В светодиодах на подложках GaP (*б*) поглощение составляет ~25% и эффективность излучения может быть существенно увеличена.

Полная эффективность преобразования  $\eta_F$  электрического сигнала в оптический дается следующим выражением [8, 33]:

$$\eta_F = \frac{q}{P} (1-R)(1-\cos\theta_c) \frac{\int \Phi(\lambda)(1+R_1 e^{-2\alpha_1(\lambda)x_1}) e^{-\alpha_2(\lambda)x_2} d\lambda}{\int \Phi(\lambda) d\lambda}; \quad (10.50)$$

$$\eta_F \approx \frac{4n_1 n_2}{(n_1 + n_2)^2} (1-\cos\theta_c),$$

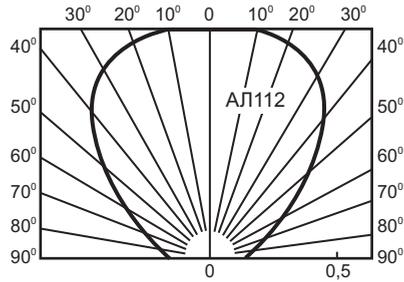


Рис. 10.16. Диаграмма направленности излучения красного светодиода АЛ112 [101]

где  $P$  — мощность на входе,

$$\frac{4n_1n_2}{(n_1+n_2)^2} — коэффициент передачи, равный \frac{4n_2}{(n_2+1)^2}$$

для границы раздела «полупроводник — воздух»,

$(1 - \cos \theta_c)$  — телесный угол,  $\Phi(\lambda)$  — скорость генерации фотонов в единицах фотон/(с · см<sup>2</sup>),  $R_1$  — коэффициент отражения от тылового контакта,  $\alpha$  и  $x$  — соответственно коэффициенты поглощения и толщина р- и n-областей прибора.

На рис. 10.15 (в, г, д) показаны поперечные разрезы светодиодов, которые имеют параболическую, полусферическую и усеченно-сферическую геометрию. Основное отличие этих трех структур от структуры с плоской геометрией состоит в том, что телесный угол для них равен 1. Таким образом, отношение эффективностей равно:

$$\frac{\eta}{\eta_F} \approx \frac{1}{1 - \cos \theta_c} = \frac{1}{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{n_2^2}}}; \quad \frac{\eta}{\eta_F} = 2n_2^2 \text{ при } n_2 \gg 1. \quad (10.51)$$

Это означает, что для структур на фосфиде галлия GaP с показателем преломления  $n_2 = 3,45$  при данной геометрии можно ожидать увеличения эффективности излучения на порядок. На рис. 10.16 в качестве примера приведена диаграмма направленности излучения красного светодиода АЛ112 [101].

### 10.5.2. Светодиоды инфракрасного диапазона

Областями применения светодиодов ИК-излучения являются оптоэлектронные устройства коммутации, оптические линии связи, системы дистанционного управления. Наиболее распространенный в настоящее время инфракрасный источник — это светодиод на основе GaAs ( $\lambda = 0,9$  мкм). Он обладает наибольшей эффективностью электролюминесценции в основном благодаря тому, что среди всех прямозонных полупроводников GaAs является технологически наиболее освоенным. Для изготовления инфракрасных светодиодов используются многие другие полупроводники, имеющие запрещенную зону шириной менее 1,5 эВ. К ним относятся твердые растворы, в состав которых входят три или четыре элемента III и V групп периодической системы. Среди них твердый раствор переменного состава GaInAsP ( $\lambda = 1,0 - 1,3$  мкм), наиболее популярный  $\text{Ga}_{0,28}\text{In}_{0,72}\text{As}_{0,6}\text{P}_{0,4}$  ( $\lambda = 1,26$  мкм).

### 10.5.3. Светодиоды коротковолнового диапазона

Современное состояние оптоэлектроники требует материалов с преобладающим излучением в синем и ультрафиолетовом спектральных диапазонах. В настоящее время

наиболее перспективными для создания светоизлучающих структур в этой области спектра считаются нитрид галлия (а также твердые растворы на его основе) и оксид цинка. Особенно важно получение данных полупроводниковых материалов и структур на их основе с монохроматическим свечением в экситонной или краевой области спектра. Для этого необходимо получение тонких пленок или кристаллов широкозонных полупроводников ZnO и GaN высокого кристаллического качества, поскольку собственные дефекты кристаллической решетки и неконтролируемые примесные доноры или акцепторы могут вызвать длинноволновый сдвиг люминесценции и появление широких неоднородно уширенных полос свечения в так называемой примесной области спектра.

Нитрид галлия и оксид цинка — прямозонные материалы, гексагональная модификация которых имеет при комнатной температуре ширину запрещенной зоны 3,428 и 3,37 эВ соответственно. Ультрафиолетовое свечение может быть обусловлено рекомбинацией свободных экситонов гексагональной фазы. Согласно [3] в ZnO энергия связи электрона и дырки в экситоне составляет 60 мэВ, а в GaN — 25 мэВ. Поэтому экситоны в оксиде цинка термически стабильны при комнатной температуре и возможно получение лазерного эффекта при рекомбинации экситонов.

#### *«Голубые» светодиоды на соединениях нитрида галлия*

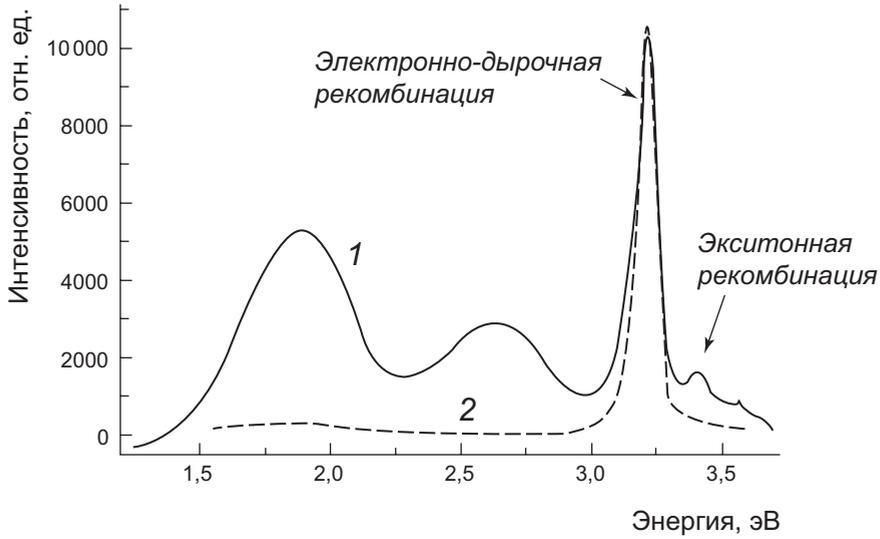
Нитриды элементов третьей группы (GaN, AlN, InN) и тройные соединения на их основе являются широкозонными полупроводниками с прямыми оптическими переходами. На рис. 10.7 показаны значения ширины запрещенной зоны для этих полупроводников. Как следует из данных, приведенных на рисунке, нитрид галлия и тройные соединения на его основе являются наиболее перспективными материалами для изготовления голубых светодиодов и светодиодов ультрафиолетовой области света.

Реализация этих преимуществ значительное время сдерживалась технологическими трудностями получения высококачественных пленок GaN. Эти трудности были обусловлены высокой температурой плавления GaN, рассогласованием параметров решеток и коэффициентов теплового расширения GaN с сапфиром, кремнием и другими базовыми полупроводниковыми подложками.

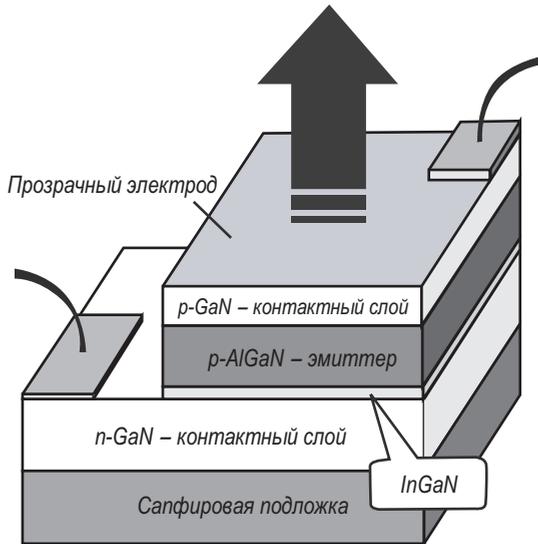
Экситонный механизм лазерной генерации довольно эффективен, что позволяет получать низкие пороговые мощности оптической накачки от 24 кВт/см<sup>2</sup> и выше. В нитриде галлия при комнатной температуре экситоны термически нестабильны и вынужденное излучение в краевой области получается, как правило, при рекомбинации электронно-дырочной плазмы (ЭДП), что обуславливает резкий рост пороговой мощности накачки до 1,2 МВт/см<sup>2</sup> и использование лазерных резонаторов микрометрового размера.

На рис. 10.17 представлены два спектра фотолюминесценции нанокристаллов GaN при комнатной температуре [9]. В качестве источников возбуждения использовались ксеноновая лампа (кривая 1) и азотный лазер (кривая 2). Как видно, характер спектра ФЛ сильно зависит от плотности оптического возбуждения. При малой мощности возбуждения (50 Вт/см<sup>2</sup>) линией 300 нм ксеноновой лампы хорошо различимы два пика люминесценции с максимумами при 1,88 и 2,63 эВ в примесной области спектра и два пика люминесценции с максимумами при 3,2 и 3,4 эВ в краевой спектральной области (кривая 1).

С увеличением мощности оптической накачки до 50 кВт/см<sup>2</sup> в спектре ФЛ начинает преобладать одна интенсивная линия с максимумом при 3,2 эВ (кривая 2), обусловленная излучательной межзонной рекомбинацией. Красное и синее свечения в нитриде галлия связаны с протяженными кристаллическими дефектами и вакансиями азота соответственно [9]. Самый коротковолновый пик при 3,4 эВ обусловлен рекомбинаци-



**Рис. 10.17.** Спектры фотолюминесценции нанокристаллов GaN при возбуждении линией 300 нм ксеноновой лампы (1) и линией 337,1 нм азотного лазера (2) при температуре 300 К



**Рис. 10.18.** Типовая структура светодиода с планарной генерацией излучения на основе гетероструктур InGaN/GaN [19]

ей свободных экситонов гексагональной фазы полупроводникового материала GaN. Эта полоса имеет малую интенсивность при комнатной температуре из-за термической диссоциации экситонов.

В середине 90-х годов был реализован светодиод на основе гетероструктуры InGaN/GaN с эмиссией излучения в планарном направлении. Особенностью таких светодио-

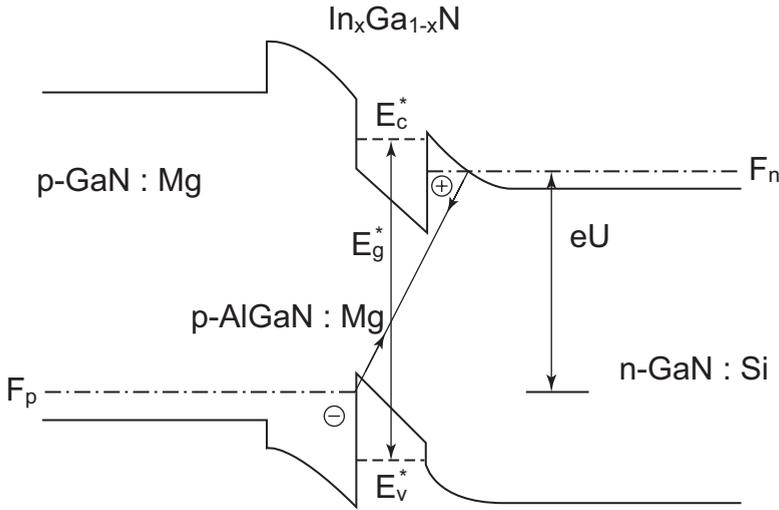


Рис. 10.19. Энергетическая диаграмма  $p$ - $n$ -гетероструктуры типа  $\text{InGaN}/\text{AlGaMg}/\text{GaN}$  при прямом смещении

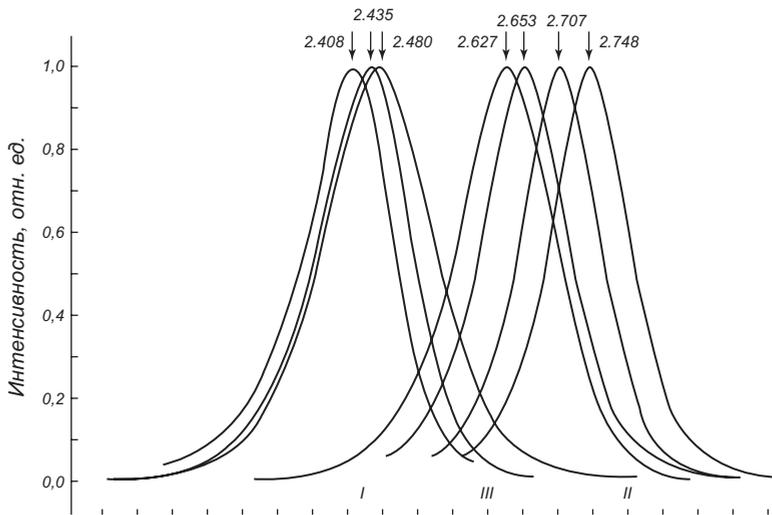
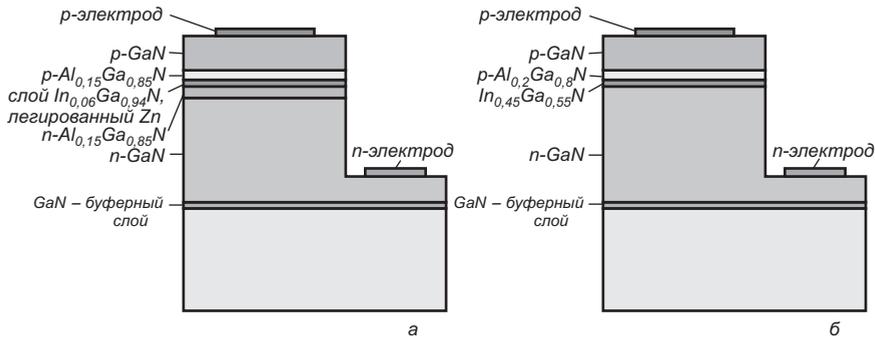


Рис. 10.20. Спектры люминесценции гетероструктур  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}/\text{Al}_y\text{Ga}_{1-y}\text{N}/\text{GaN}$  с квантовыми ямами при комнатной температуре и токе  $J = 10 \text{ mA}$  (цифрами указаны энергии излучательных переходов при различных элементных составах)

дов является высокая интенсивность люминесценции, достигающая 2–3 кд и высоким значением квантового выхода  $\eta = 5,4\%$  [27]. На рис. 10.18 показана типичная структура светодиода с планарной генерацией излучения на основе GaN.

Внутренний слой  $\text{InGaN}$  имеет меньшую ширину запрещенной зоны, чем наружный слой  $\text{GaN}$ , поэтому верхний электрод является прозрачным для оптического излучения видимого диапазона.



**Рис. 10.21.** Светодиоды на основе гетероструктур InGaN/GaN [9, 27]: а) голубой светодиод с двойной гетероструктурой; б) зеленый светодиод с квантовой ямой

Наибольший интерес представляют структуры с тонким (порядка 2–3 нм) активным слоем из InGaN, обладающие внешним квантовым выходом до 10%. В структурах с тонким активным слоем существенны квантоворазмерные эффекты, флуктуации потенциалов в квантовых ямах и легирование прилегающих широкозонных областей.

Зонная диаграмма светодиодной гетероструктуры типа InGaN/AlGaIn/GaN при прямом смещении представлена на рис. 10.19.

Эффективная ширина запрещенной зоны в активном слое  $E_g^*$  равна:

$$E_g^* = E_g + \Delta E_{IC} + \Delta E_{IV} + \Delta E_p + \Delta E_{D,A} + E_{exc}, \quad (10.52)$$

где  $E_g$  — ширина запрещенной зоны в активном слое,  $\Delta E_{IC}$ ,  $\Delta E_{IV}$  — уровни размерного квантования в квантовых ямах зоны проводимости и валентной зоны,  $\Delta E_p$  — изменение  $E_g$  вследствие деформаций из-за различия в постоянных решетки в слоях гетероструктуры,  $E_{exc}$  — энергия связи двумерного экситона,  $\Delta E_{D,A}$  — сдвиги краев эффективной запрещенной зоны, обусловленные потенциалом доноров и акцепторов.

На рис. 10.20 представлены спектры излучения трех типов светодиодов, соответствующих зеленой (I), сине-зеленой (III) и сине-фиолетовой (II) областям спектра. Числа над пиками означают энергию фотонов в максимуме интенсивности. Таким образом, светодиоды на основе InGaN/AlGaIn/GaN перекрывают весь коротковолновый диапазон. При малых токах ( $J = 0,2$  мА) существенную роль играют туннельные процессы безызлучательной рекомбинации.

Рабочая структура синих и зеленых светодиодов на основе соединений GaN приведена на рис. 10.21.

В синих светодиодах используется активный слой  $In_{0,06}Ga_{0,94}N$ , легированный цинком (рис. 10.21, а). В зеленых светодиодах активный слой толщиной 3 нм имеет состав  $In_{0,2}Ga_{0,8}N$ . При реализации зеленого светодиода был использован гетеропереход  $p-AlGaIn$  и  $n-GaN$ , выращенный на сапфире. Тонкий слой InGaN, с одной стороны, является демпфером между  $p-AlGaIn$  и  $n-GaN$ , сводя к минимуму рассогласование решеток, а с другой стороны, формирует одиночную квантовую яму, где происходит эффективная излучательная рекомбинация. Изменение толщины активного слоя меняет энергетический спектр 2D-электронов и позволяет управлять длиной волны излучения светодиода. Такая приборная реализация позволяет повысить силу света до 10 кд на длине волны 520 нм с квантовой эффективностью 6,3% и временем жизни светодиода 50 тысяч часов.

Эффективность преобразования энергии электрического тока в оптическое излучение уменьшается в коротковолновом диапазоне спектра. На рис. 10.22. показана

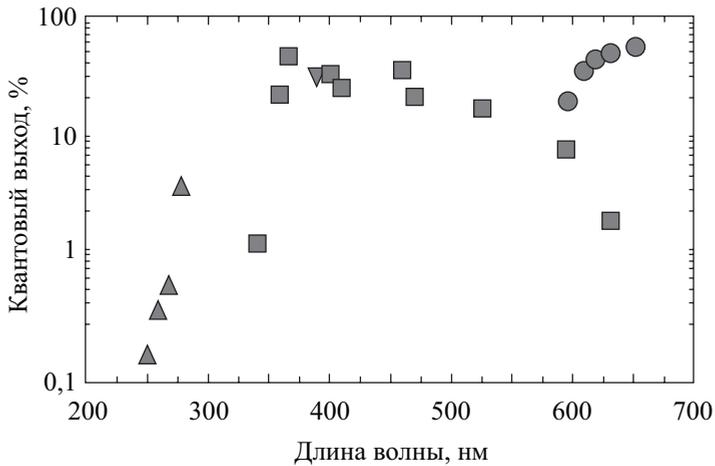


Рис. 10.22. Эффективность преобразования энергии для светодиодов различного спектрального диапазона. Разные значки соответствуют различным производителям

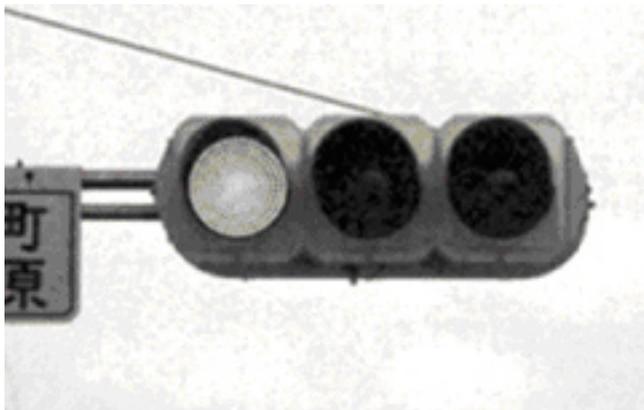
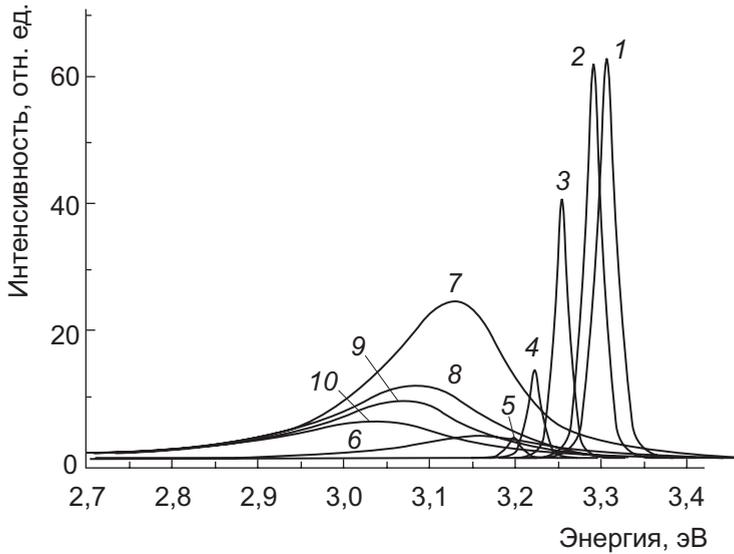


Рис. 10.23. Светофор, использующий светодиоды на основе GaN

эффективность преобразования энергии для светодиодов различного спектрального диапазона и различных компаний – изготовителей светодиодов. Максимальная эффективность достигает 60 % для ближнего ИК-диапазона, а для УФ-диапазона эффективность составляет 0,2 %.

Возможность создания экономичных и долговечных светодиодов на основе нитрида галлия, согласованных по спектру с естественным освещением и чувствительностью человеческого глаза, открывает новые перспективы для их нетрадиционного использования. Среди них использование светодиодов в транспортных многосекционных светофорах, индивидуальных микромощных лампочках освещения (при мощности 3 Вт световой поток составляет 85 лм), в осветительных приборах автомобилей. На рис. 10.24 показан транспортный светофор, использующий светодиоды на основе GaN. Эти светофоры обладают более высокими эксплуатационными характеристиками.



**Рис. 10.24.** Спектры фотолюминесценции ZnO:N при различных температурах  $T$ , К: 1 – 77, 2 – 130, 3 – 200, 4 – 260, 5 – 300, 6 – 370, 7 – 400, 8 – 460, 9 – 500, 10 – 550

#### Светодиоды на основе оксида цинка

Широкозонный полупроводник ZnO интенсивно исследуется в связи с возможностью создания на его основе коротковолновых светоизлучающих устройств. Являясь полным аналогом нитрида галлия по своим оптическим, электрическим и структурным параметрам, оксид цинка существенно проще в технологии получения и более стабилен в эксплуатации. Оксид цинка является прямозонным полупроводником с шириной запрещенной зоны 3,37 эВ. Как показано в [8, 9], основным излучательным механизмом в УФ-области является экситонная рекомбинация. Энергия связи экситонов достигает 60 мэВ, что в два раза больше, чем у нитрида галлия. Экситонная рекомбинация позволяет получать интенсивное УФ-свечение при комнатной температуре и выше (до 550 К).

В зависимости от качества кристалла и состава точечных собственных дефектов в ZnO в спектре люминесценции при комнатной температуре преобладает экситонное (с максимумом при 3,25 эВ), зеленое (с максимумом при 2,43 эВ) или красное (с максимумом при 1,91 эВ) свечение.

На рис. 10.25 приведены спектры фотолюминесценции ZnO:N, возбуждаемой импульсным азотным лазером ( $\lambda = 337,1$  нм, плотность мощности возбуждения  $\sim 23$  МВт/см<sup>2</sup>) в зависимости от температуры [27]. Узкая линия стимулированного излучения сохраняется вплоть до 300 К. Затем преобладающим становится не экситонный механизм рекомбинации, а межзонный механизм рекомбинации ЭДП. Дальнейшее увеличение температуры дает широкую фиолетовую полосу спонтанного характера (кривые 6–10). Максимум свечения сдвигается в длинноволновую область спектра от 3,3 эВ при 77 К до 3,03 эВ при 550 К.

Нелегированный оксид цинка обладает  $n$ -типом проводимости благодаря преобладанию дефектов, связанных с избытком цинка в кристаллической решетке. Легирование ZnO донорными примесями галлия и алюминия позволяет существенно увеличить электронную проводимость. Показано, что лишь легирование азотом приводит к появлению проводимости  $p$ -типа, однако избыток атомов цинка в значительной степени компенсирует дырочную проводимость. В результате сопротивление дырочно-

го материала все же слишком высокое для создания эффективных приборов оптоэлектроники.

### 10.6. Полупроводниковые лазеры

Полупроводниковым лазером называют оптоэлектронное устройство, генерирующее когерентное излучение при пропускании через него электрического тока.

Генерация стимулированного когерентного излучения, или лазерный эффект, была разработана для газовых лазеров и хорошо описана с использованием представления об электронных уровнях в атомных системах [19, 27, 37, 77, 80].

Рассмотрим два энергетических уровня  $E_1$  и  $E_2$ .  $E_1$  характеризует основное, а  $E_2$  — возбужденное состояние (рис. 10.25).

Любой переход между этими состояниями сопровождается испусканием или поглощением фотона с частотой  $\nu_{12}$ , определяемой из соотношения  $h\nu_{12} = E_2 - E_1$ . При обычных температурах большинство атомов находится в основном состоянии. Эта ситуация нарушается в результате воздействия на систему фотона с энергией, равной  $h\nu_{12}$ . Атом в состоянии  $E_1$  поглощает фотон и переходит в возбужденное состояние  $E_2$ . Это и составляет процесс поглощения излучения. Возбужденное состояние является нестабильным и через короткий промежуток времени без какого-либо внешнего воздействия атом переходит в основное состояние, испуская фотон с энергией  $h\nu_{12}$  (спонтанная эмиссия). Время жизни, связанное со спонтанной эмиссией (т.е. среднее время возбужденного состояния), может изменяться в широком диапазоне, обычно в пределах  $10^{-9} - 10^{-3}$  с, в зависимости от параметров полупроводника, таких как структура зон (прямая или непрямая) и плотность рекомбинационных центров. Столкновение фотона, обладающего энергией  $h\nu_{12}$ , с атомом, находящимся в возбужденном состоянии, стимулирует мгновенный переход атома в основное состояние с испусканием фотона с энергией  $h\nu_{12}$  и фазой, соответствующей фазе падающего излучения (стимулированное излучение).

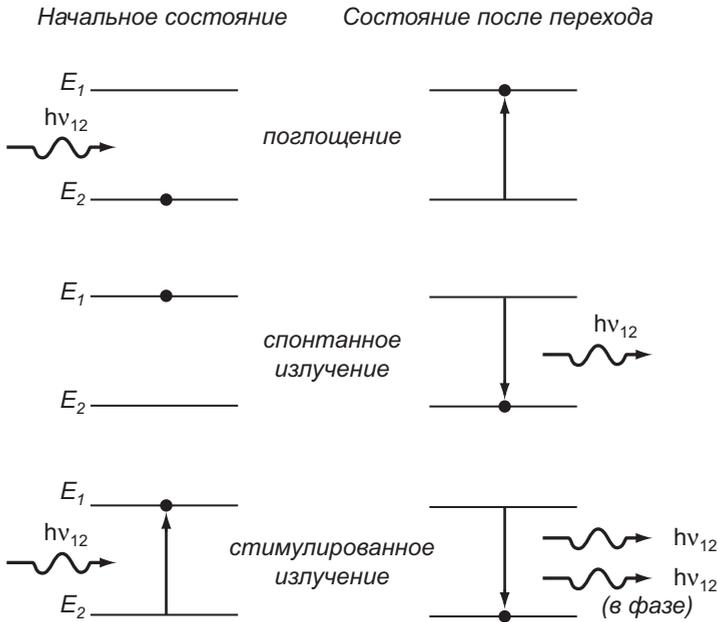


Рис. 10.25. Схема энергетических уровней, иллюстрирующая спонтанное и стимулированное излучение

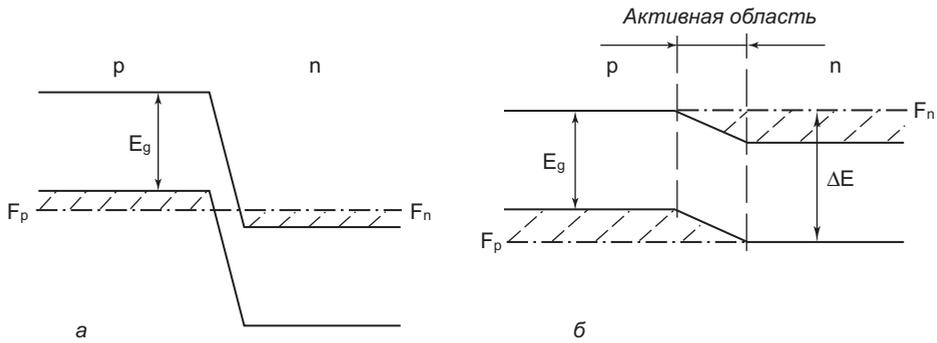


Рис. 10.26. Принцип действия полупроводникового лазера на основе  $p$ - $n$ -перехода: а) при отсутствии смещения; б) при смещении в прямом направлении

### 10.6.1. Зонная диаграмма и конструкция полупроводникового лазера

Принцип действия и конструктивные особенности полупроводниковых лазеров во многом сходны с полупроводниковыми светодиодами.

Инверсная населенность, необходимая для стимулированного когерентного излучения, формируется путем инжекции через прямосмещенный  $p$ - $n$ -переход. Резонатор, необходимый для усиления когерентного излучения, формируется путем шлифовки граней кристалла. Для того чтобы переходы с излучением преобладали перед переходами с поглощением, необходимо область рекомбинации в полупроводниковом лазере легировать до вырождения. В подобных лазерах  $p$ - и  $n$ -области выполнены на одном материале. Причем обе области являются вырожденными полупроводниками с концентрацией носителей порядка  $10^{20}$  ат/см<sup>3</sup>. При такой концентрации уровень Ферми  $F_n$  для  $p$ -области попадает в валентную зону, а уровни Ферми  $F_n$  для  $n$ -области — в зону проводимости (рис. 10.26, а). В отсутствие напряжения оба уровня имеют одну и ту же энергию. Когда напряжение будет приложено, то оба уровня расщепляются на величину  $\Delta E = eU$ . Зонная структура примет вид, изображенный на рис. 10.26, б. Из рисунка видно, что в области  $p$ - $n$ -перехода, а также на расстоянии порядка диффузионной длины в квазинейтральном объеме возникает инверсная заселенность. В силу того что энергия оптических переходов с излучением меньше, чем энергия переходов с поглощением, вероятность первых переходов выше, чем вторых. Дальнейший процесс рекомбинации вызовет лазерную генерацию.

Конструктивно активный слой из  $p$ - $n$ -перехода помещается между двумя металлическими электродами. Типичный размер активной области не превышает 200–500 мкм, отражающие поверхности создаются путем скалывания выходных граней полупроводникового монокристалла. В таком виде полупроводниковый лазер имеет недостаток, заключающийся в том, что размер лазерного пучка (~5 мкм) значительно превышает активную область в поперечном направлении ( $d \sim 1$  мкм). В активной области поглощение не происходит, в результате чего излучение проникает далеко в  $p$ - и  $n$ -области, где испытывает сильное поглощение. По этой причине пороговая плотность тока достигает большой величины (~ $10^5$  А/см для GaAs) и лазер быстро выходит из строя от перегрева. Работоспособен такой лазер только в импульсном режиме, а для непрерывного режима излучения необходимо глубокое охлаждение.

При прямом смещении в  $p^+$  и  $n^+$  происходит инжекция неравновесных носителей, и в этих областях на расстояниях порядка диффузионной длины  $L_p$ ,  $L_n$  будет проис-

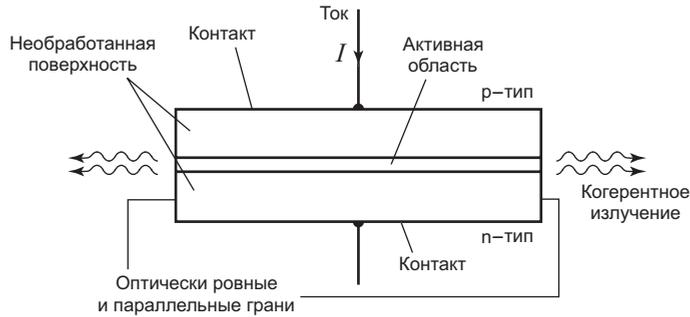


Рис. 10.27. Структура полупроводникового лазера на гомопереходе

ходить рекомбинация неравновесных носителей. При малых плотностях тока (низкий уровень инжекции) высока вероятность спонтанного излучения и спектральная линия достаточно широкая. При высоких уровнях тока (высокий уровень инжекции) вероятность стимулированного излучения возрастает как по отношению к вероятности спонтанного излучения, так и по отношению к вероятности поглощения, и на спектральной характеристике появляется узкая линия когерентного излучения. Значение тока, при котором появляется линия когерентного излучения, называют пороговым током.

На рис. 10.27 показана базовая структура лазера с  $p^+-n^+$ -переходом. Две боковые грани структуры скалываются или полируются перпендикулярно плоскости перехода. Две другие грани делаются шероховатыми для того, чтобы исключить излучение в направлениях, не совпадающих с главным. Такая структура называется резонатором Фабри—Перо.

Смещение лазерного диода в прямом направлении вызывает протекание тока. Вначале, при низких значениях тока, возникает спонтанное излучение, распространяющееся во всех направлениях. При увеличении смещения ток достигает порогового значения, при котором создаются условия для стимулированного излучения, и  $p$ - $n$ -переход испускает монохроматичный луч света, направленный в плоскости  $p$ - $n$ -перехода.

### 10.6.2. Лазеры на гетероструктурах

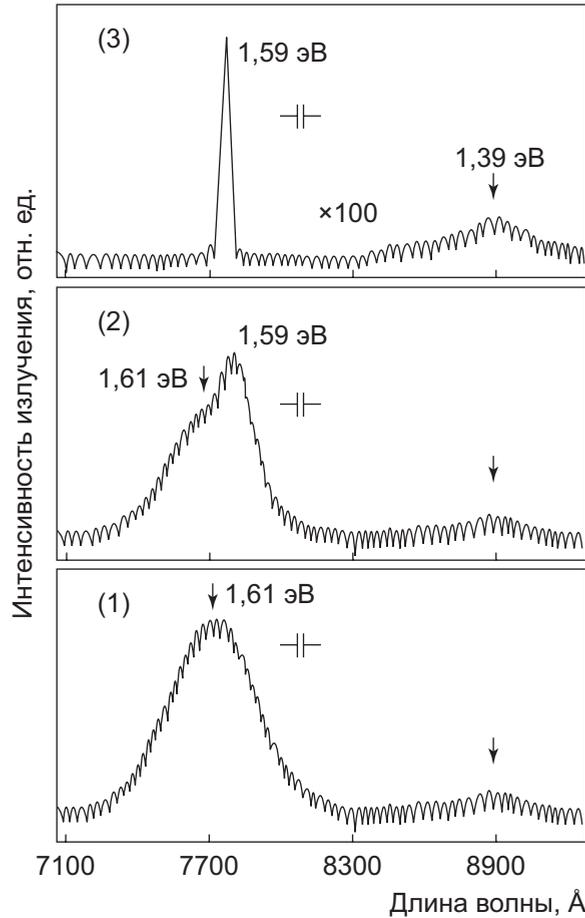
С целью уменьшения пороговой плотности тока были реализованы лазеры на гетероструктурах (с одним гетеропереходом —  $n$ -GaAs —  $p$ -Ge,  $p$ -GaAs —  $n$ -Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As; с двумя гетеропереходами —  $n$ -Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As —  $p$ -GaAs —  $p^+$ -Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As). Использование гетероперехода позволяет реализовать одностороннюю инжекцию при слабелегированном эмиттере лазерного диода и существенно уменьшить пороговый ток.

На рис. 10.28 приведен спектр генерации первого низкопорогового AlGaAs — ДГС-лазера.

#### Явление сверхинжекции в гетеропереходах

Использование гетеропереходов позволяет реализовать явление сверхинжекции, не наблюдаемое в гомопереходах. Сверхинжекцией называют процесс инжекции через прямосмещенный гетеропереход, позволяющий получить концентрацию инжектированных неосновных носителей в базе выше, чем основных носителей в эмиттере. Схематично явление сверхинжекции приведено на рис. 10.29.

Сверхинжекция электронов может наблюдаться при инжекции из материала с меньшим сродством к электрону в материал с большим сродством. Механизм сверхинжекции иллюстрируется зонной картиной  $p$ - $n$ -перехода в системе  $p$ -GaAs —  $n$ -AlGaAs, приведенной на рис. 10.29 при прямом смещении гетероперехода. Изображены линии, отвечающие положению краев зон ( $E_c$  и  $E_v$ ) и положению квазиуровней Ферми ( $F_n$  и  $F_p$ ), а также раз-



**Рис. 10.28.** Спектр генерации первого низкогопорогового AlGaAs — ДГС-лазера, работающего при комнатной температуре (300 К).  $J_{th} = 4300 \text{ А/см}^2$ . Ток возрастает от 0,7 А (1) до 8,3 А (2) и 13,6 А (3)

рывы зон. Условию квазиравновесия отвечает постоянство квазиуровней Ферми в слое пространственного заряда. Благодаря скачку дна зоны проводимости  $E_c$  электронный квазиуровень  $F_n$  в узкозонном полупроводнике  $p$ -типа оканчивается выше дна зоны проводимости  $E_c$ . Поэтому, если условия квазиравновесия выполняются, то концентрация электронов в узкозонном полупроводнике оказывается больше, чем в широкозонном эмиттере. Так возникает неравновесный вырожденный электронный газ в полупроводнике  $p$ -типа, причем концентрация неравновесных электронов оказывается даже выше, чем в  $n$ -полупроводнике. Такой рост концентрации неравновесных электронов  $n_p$  в  $p$ -полупроводнике при протекании инжекционного тока и называют сверхинжекцией.

Для невырожденных полупроводников максимальная величина коэффициента сверхинжекции (отношение концентрации инжектированных неосновных носителей к их концентрации в эмиттере) может быть оценена как  $\exp(\Delta E_c/kT)$ .

Сверхинжекция может также наблюдаться и в плавных гетеропереходах.

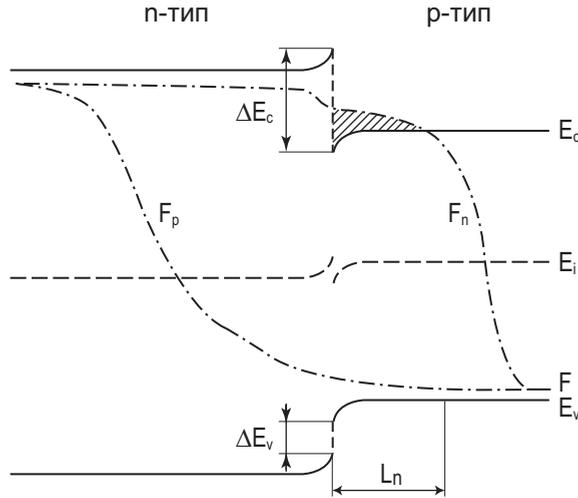


Рис. 10.29. Зонная диаграмма *p-n*-гетероперехода при прямом смещении, иллюстрирующая явление сверхинжекции

### 10.6.3. Полупроводниковые лазеры с двойным гетеропереходом

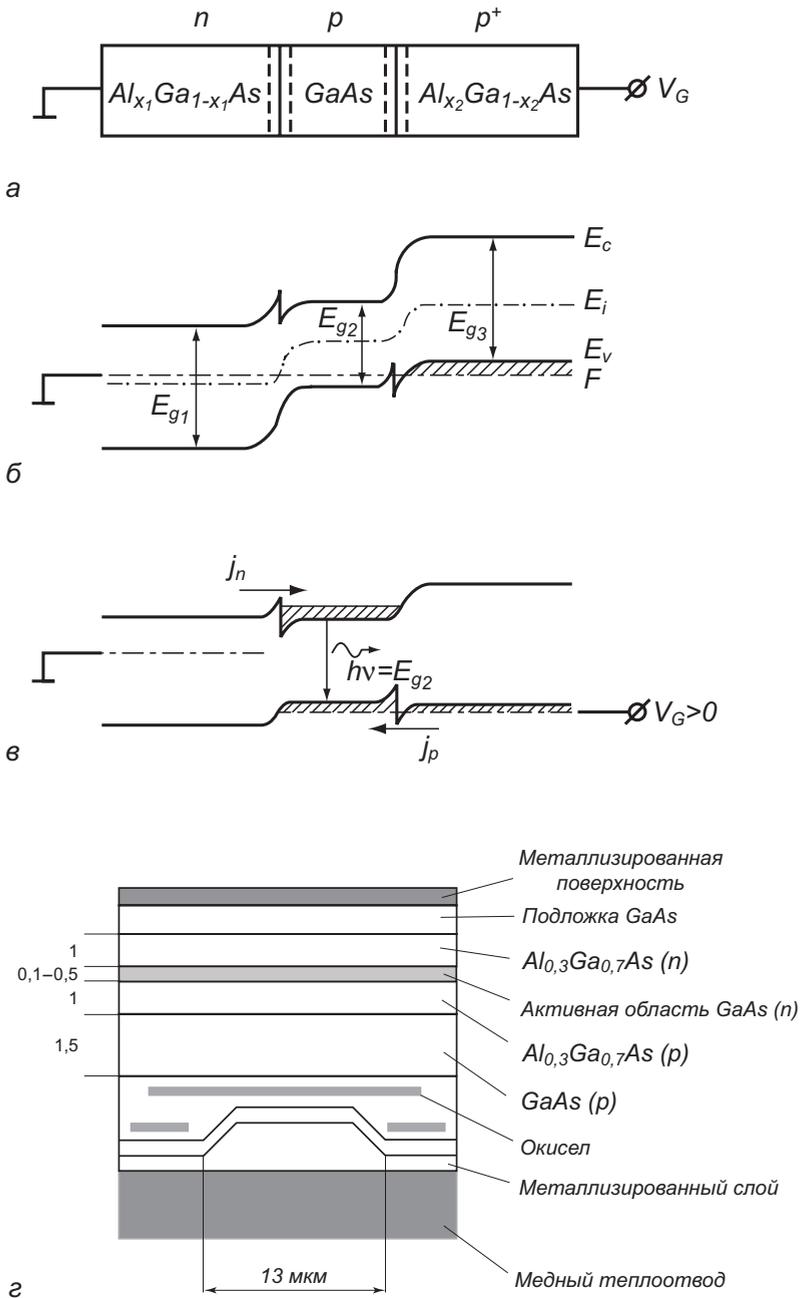
Схематично одна из типичных конструкций такого лазера с двойным гетеропереходом (ДГС) изображена на рис. 10.30. В структуре с двумя гетеропереходами носители сосредоточены внутри активной области  $d$ , ограниченной с обеих сторон потенциальными барьерами; излучение также ограничено этой областью вследствие скачкообразного уменьшения показателя преломления за ее пределы. Эти ограничения способствуют усилению стимулированного излучения и соответственно уменьшению пороговой плотности тока. В области гетероперехода возникает волноводный эффект, и излучение лазера происходит в плоскости, параллельной гетеропереходу.

Активная область представляет собой слой *n*-GaAs толщиной всего 0,1–0,3 мкм. В такой структуре удалось снизить пороговую плотность тока почти на два порядка ( $\sim 10^3$  А/см<sup>2</sup>) по сравнению с устройством на гомопереходе. В результате лазер получил возможность работать в непрерывном режиме при комнатной температуре. Уменьшение пороговой плотности тока происходит из-за того, что оптические и энергетические характеристики слоев, участвующих в переходах таковы, что все инжектированные электроны и оставшиеся дырки эффективно удерживаются только в активной области; лазерный пучок сосредоточен также только в активной области, где и происходит его основное усиление и распространение; лазерный пучок не испытывает по этим причинам поглощения в областях, соседних с активной. Длина волны излучения такого лазера ( $\lambda = 0,85$  мкм) попадает в диапазон, в котором оптический волоконный кварц имеет минимум потерь.

Пороговую плотность тока по генерации рассчитываем по следующему соотношению:

$$J_{\text{пор}} = \frac{eB}{A_0^2} \frac{d}{\xi^2} \left[ \alpha_\omega^0 \xi + \beta_\omega + \frac{1}{L} \ln \frac{1}{R} \right]^2, \quad (10.53)$$

где  $B$  — эффективный коэффициент рекомбинации,  $d$  — толщина активного слоя ДГС-лазера,  $\beta_\omega$  — показатель объемных потерь, он в основном определяется поглощением на свободных носителях заряда на частоте генерации  $\Omega$ ;  $\xi$  — безразмерный коэф-



**Рис. 10.30.** Зонная диаграмма (а, б, в) и структура (г) полупроводникового лазера на двойном гетеропереходе: а) чередование слоев в лазерной двойной  $n$ - $p$ - $p^+$ -гетероструктуре; б) зонная диаграмма двойной гетероструктуры при нулевом напряжении; в) зонная диаграмма лазерной двойной гетероструктуры в активном режиме генерации лазерного излучения; г) приборная реализация лазерного диода  $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$  ( $p$ ) —  $GaAs$  ( $n$ ) —  $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$  ( $n$ ), активная область — слой из  $GaAs$  ( $n$ ) [19, 27]

эффициент, называемый коэффициентом удержания света или параметром оптического ограничения и представляющий собой отношение энергии световой моды, заключенной внутри активного слоя, к ее полной энергии,  $A_0$  — коэффициент пропорциональности;  $L$  — длина резонатора;  $R$  — коэффициент отражения зеркальных граней.

Величина  $\alpha_\Omega^0 \xi$  — показатель усиления моды, причем  $\alpha_\Omega^0 = A_0(n - n_0)$ , где  $n_0$  имеет смысл концентрации носителей, при которой поглощение между зонами гасится и возникает усиление. По порядку величины это может составить  $n_0 \approx 5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ .

Из формулы (10.53) видно, что пороговая плотность тока падает с уменьшением толщины  $d$  активного слоя. Это имеет ясный физический смысл, поскольку усиление определяется объемной концентрацией носителей в активном слое. Но прямая пропорциональность будет соблюдаться лишь тогда, когда все входящие в (10.53) величины от  $d$  не зависят. Обратимся к рис. 10.30, з. Если толщина волноводного слоя  $d$  будет меньше половины длины волны света в веществе, то волна будет просачиваться за стенки волновода, так что при  $d < \lambda/2n$  ( $n$  — показатель преломления) резко уменьшится коэффициент удержания света  $\xi$  и возрастет  $J_{\text{пор}}$ .

На рис. 10.31 приведены типичные зависимости пороговой плотности тока от толщины активной области при комнатной температуре для ДГС-лазеров, работающих на длинах волны  $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$  (GaInAsP/InP-лазер) и  $\lambda = 0,86 \text{ мкм}$  (Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As/GaAs-лазер).

Поскольку в определенной области  $J_{\text{пор}} \sim d$ , то для оценки качества лазера применяют понятие номинальной пороговой плотности тока  $J_{\text{пор. ном.}} \sim d$ , которая определяется как отношение  $J_{\text{пор}}/d$  и измеряется в [кА/(см<sup>2</sup> · мкм)].

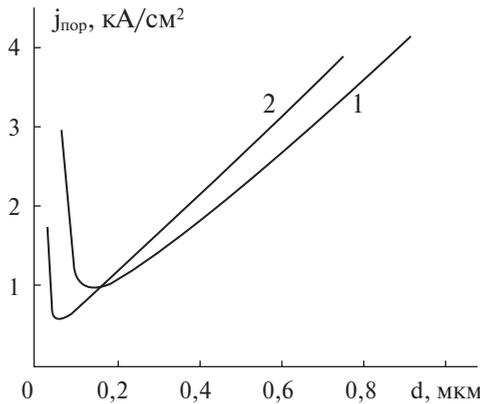


Рис. 10.31. Зависимости пороговой плотности тока при комнатной температуре от толщины активной области ДГС-лазеров: 1 —  $\lambda = 1,3 \text{ мкм}$ ; 2 —  $\lambda = 0,86 \text{ мкм}$

Оценочное значение  $J_{\text{пор. ном.}}$  для ДГС-лазера длиной  $L = 300 \text{ мкм}$  с активной областью из арсенида галлия может составить  $J_{\text{пор. ном.}} \approx 5 \text{ кА}/(\text{см}^2 \cdot \text{мкм})$ . Вообще, если в ДГС-лазерах при комнатной температуре  $J_{\text{пор. ном.}} \approx 3...5 \text{ кА}/(\text{см}^2 \cdot \text{мкм})$ , то такой лазер считается хорошего качества.

В настоящее время разработаны и широко внедряются лазеры на материалах GaAs с присадками In, P и т.д. с  $\lambda = 1,3$  и  $1,6 \text{ мкм}$ , также попадающие в окна прозрачности оптического кварца. Уменьшением ширины полоски лазеров с полосковой геометрией удалось довести пороговый ток до 50 мА, КПД до 60% (величина, рекордная для всех видов существующих в настоящее время лазеров).

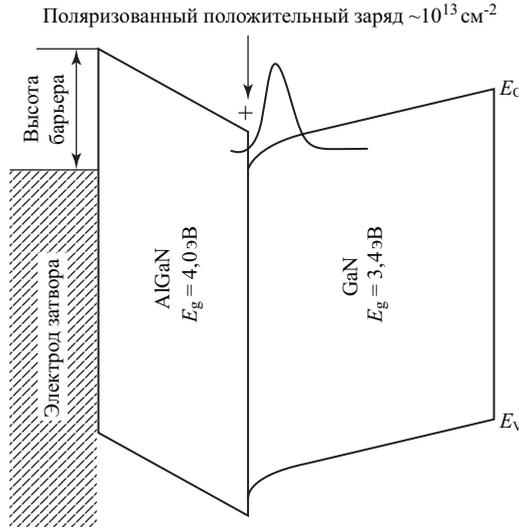


Рис. 10.32. Зонная диаграмма, показывающая формирование поляризационного положительного заряда на металлургической границе гетероперехода

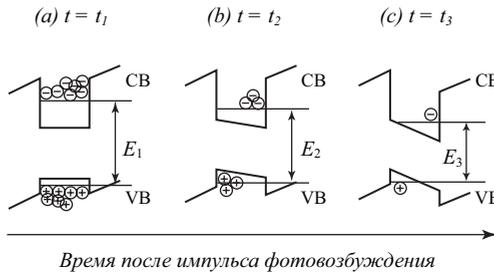
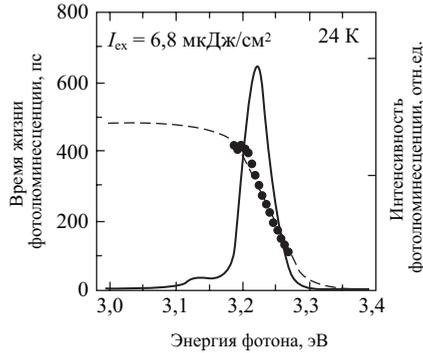


Рис. 10.33. Влияние пьезоэлектрического поля на пространственное и энергетическое распределение неравновесных носителей в квантовой яме после их генерации коротким импульсом. Время после импульса  $t_3 > t_2 > t_1$

При использовании в структуре ДГС-лазера гетеропереходов в виде квантовых ям наблюдаются особенности в спектре излучения лазера, связанные с наличием пьезоэлектрического поля. Различия в температурных коэффициентах расширения материалов гетероперехода вызывает после формирования гетероструктур ( $T = 800\text{ }^\circ\text{C}$ ) при охлаждении их до комнатной температуры упругие деформации в слоях полупроводников и, как следствие этого, электрическую поляризацию. На рис. 10.32 приведена зонная диаграмма гетероперехода, показывающая локализацию поляризационного положительного заряда на металлургической границе гетероперехода.

Из-за поляризационного поля неравновесные носители, генерированные в квантовой яме, ведут себя по-разному при различных концентрациях. В начальный момент времени, когда концентрация неравновесных носителей высока и они равномерно распределены по квантовой яме, время жизни минимально и энергия излучения максимальна. По мере уменьшения концентрации неравновесных носителей появляется пространственная неоднородность их локализации в квантовой яме, время жизни возрастает, а энергия излучения уменьшается. На рис. 10.33. показано влияние пьезоэлек-



**Рис. 10.34.** Спектральное распределение излучения лазера и зависимость времени жизни неравновесных носителей от энергии излучения при наличии пьезоэлектрического поля [27]

трического поля на пространственное и энергетическое распределение неравновесных носителей в квантовой яме после их генерации коротким импульсом.

Пьезоэлектрическое поле приводит к уширению спектральной характеристики излучения и увеличению времени излучения лазера. На рис. 10.34 приведено спектральное распределение излучения лазера и зависимость времени жизни неравновесных носителей от энергии излучения при наличии пьезоэлектрического поля.

#### Полосковые ДГС-лазеры

Полосковым лазером называют инжекционный гетеролазер, в котором активная область выполнена в виде узкой полоски. Такая конструкция обеспечивает уменьшение рабочего тока (при неизменном  $J_{\text{пор}}$ ), эффективную селекцию поперечных мод в направлении, параллельном  $p$ - $n$ -переходу, и устойчивую работу лазера.

Простейшим способом ограничения ширины активной области в плоскости  $p$ - $n$ -перехода является создание омического контакта не по всей площади, а в виде узкой полоски. Эта полоска шириной от единиц до десятков микрон может быть изготовлена обычными методами фотолитографии. В качестве примера на рис. 10.35 показана рабочая структура контактного полоскового лазера на основе гетероструктуры GaInAsP/InP. В отличие от лазера на рис. 10.30 здесь реальный элемент содержит пять слоев, из которых три центральных образуют непосредственно рабочую ДГС-структуру. Лазер изготавливается следующим образом. На подложку низкоомного  $n$ -InP толщиной около 150 мкм эпитаксиальным методом наращивают слой  $n$ -InP, служащий широкозонным  $n$ -эмиттером. На него наращивается тонкий слой твердого раствора  $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}_y\text{P}_{1-y}$  с составами  $x$  и  $y$ , отвечающими условию изопериодичности с InP. Этот слой слабого  $p$ -типа (иногда  $n$ -типа) образует активную область. На него наращивается широкозонный  $p$ -In-эмиттер, который покрывается тонким слоем низкоомного  $p^+$ -InGaAsP для обеспечения хорошего омического контакта. На этот слой наносится слой диэлектрика (например,  $\text{SiO}_2$ ), в котором методом фотолитографии протравливается узкое окно. Верхний омический контакт напыляется на всю структуру. Такая многослойная структура создается на всей площади InP подложки. Затем из этой структуры параллельно полосковым контактам нарезаются полосы шириной 200...300 мкм, из которых затем методом скола по плоскостям {110} выкальваются рабочие лазерные структуры. Эти структуры напаиваются на массивный держатель, выполняющий роль теплоотвода и служащий омическим контактом к  $n$ -области. Верхний контакт также делается достаточно массивным для улучшения теплоотвода. Иногда всю структуру помещают на термоэлектрический холодильник.

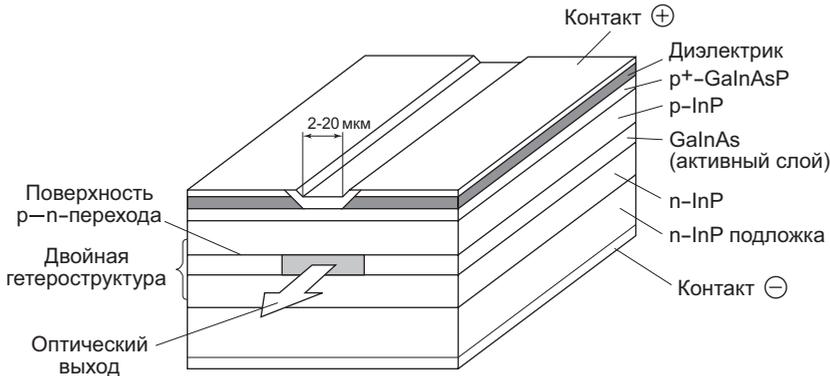


Рис. 10.35. Структура контактного полоскового ДГС-лазера

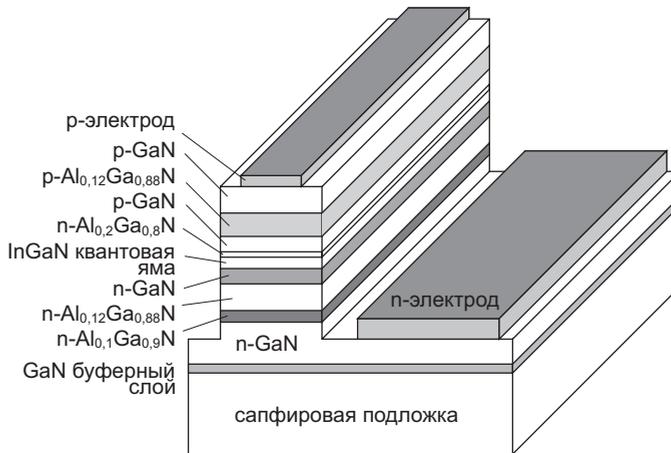


Рис. 10.36. Схема «голубого» инжекционного лазера на основе нитрида галлия с двойной гетероструктурой и квантовой ямой [9, 27]

### ДГС-лазеры с квантовой ямой

Дальнейшее развитие лазеров на двойной гетероструктуре лежит в области новых полупроводниковых материалов на основе нитрида галлия с использованием квантовых ям в качестве областей рекомбинации. Генерация лазерного излучения в такого сорта лазерных диодах проходит в направлении, перпендикулярном плоскости гетеропереходов, поскольку внешний слой GaN имеет большую ширину запрещенной зоны и является оптически прозрачным. На рис. 10.36 приведена структура «голубого» инжекционного лазера на основе нитрида галлия с квантовой ямой.

Использование новых технологий (ДГС с квантовыми ямами, проволоками, точками) позволяет:

- увеличить диапазон длин волн излучения;
- уменьшить значения порогового тока;
- увеличить дифференциальное усиление приборов;
- уменьшить температурную зависимость порогового тока;
- увеличить рабочие частоты.

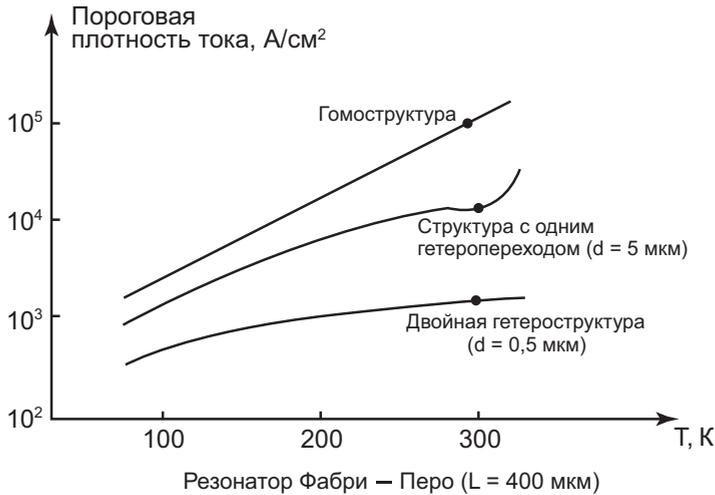


Рис. 10.37. Зависимость пороговой плотности тока от температуры для различных типов полупроводниковых лазеров [10]

Типичные параметры полупроводниковых лазеров с двойной гетероструктурой, генерирующих в области 0,8—0,9 мкм, следующие: ширина линии генерации 0,2—5 нм, размеры излучающей области 0,5...30 мкм<sup>2</sup>, средняя угловая расходимость излучения 5...30° (в плоскости, параллельной *p-n*-переходу) и 30...60° (в плоскости, перпендикулярной *p-n*-переходу), выходная мощность 1...10 мВт, пороговый ток 20...200 мА.

На рис. 10.37 приведена зависимость пороговой плотности тока  $J_{th}$  от рабочей температуры для трех лазерных структур. Самая слабая зависимость от температуры наблюдается для лазеров на двойных гетероструктурах (ДГС-лазерах). Поскольку  $J_{th}$  в ДГС-лазерах при 300 К может достигать значений порядка  $10^3$  А/см<sup>2</sup> и менее, оказывается возможным реализовать режим непрерывной генерации при комнатной температуре. Благодаря этому лазеры нашли широкое применение в науке и промышленности, в частности в ВОЛС.

Лазер на гомопереходе интересен в чисто историческом (так были устроены первые полупроводниковые лазеры) и физическом смыслах, а также тем, что позволяет лучше оценить преимущества ДГС-лазеров, которые работают в непрерывном режиме и при комнатной температуре.

Спектр применений ДГС-лазеров интенсивно расширяется. В настоящее время эти лазеры используются в качестве считывающего элемента в компакт-дисковых системах, лазерных указках, источниках излучения для волоконно-оптической связи. Лазеры на соединениях AlGaInP излучают в видимой области спектра, что позволяет считывать более плотно записанную информацию. Срок службы лазеров на двойных гетероструктурах достигает  $5 \cdot 10^5$  часов.

#### 10.6.4. Полупроводниковые лазеры для УФ-диапазона

Спектральный диапазон, начинающийся от 400 нм и заканчивающийся 200 нм, относится к ближнему УФ-диапазону спектра. Традиционно в этом диапазоне использовались эксимерные лазеры, наиболее распространенными из которых были лазеры на основе ХеСl с длиной волны генерируемого излучения 308 нм и лазеры на основе АгF с длиной волны генерируемого излучения 193 нм. Прогресс в технологии выращивания и обработки нитрида галлия GaN и гитрида алюминия AlN, а также твердых растворов переменного со-

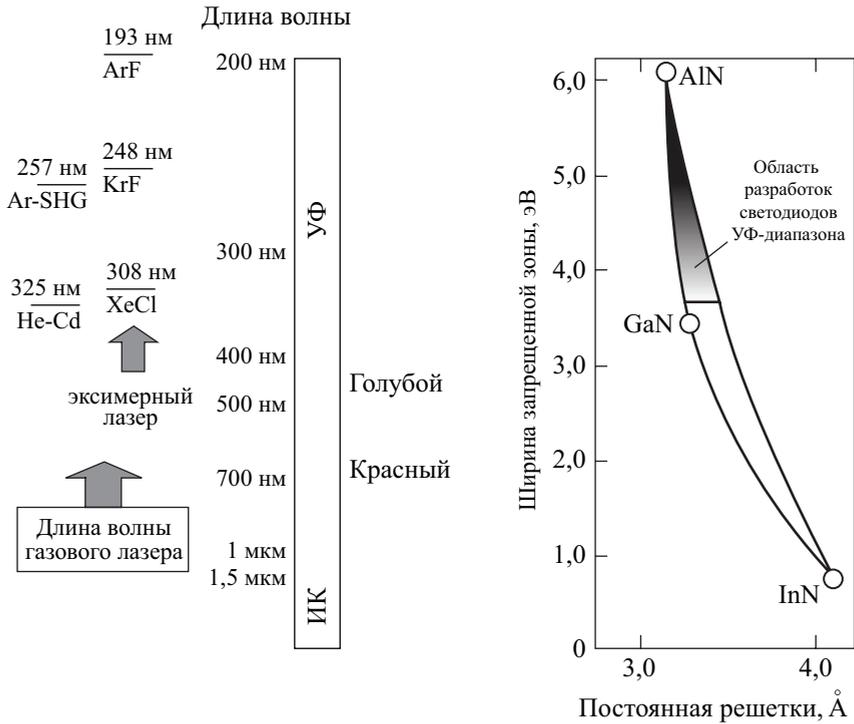


Рис. 10.38. Спектральные области УФ-диапазона, перекрываемые эксимерными лазерами и перспективные полупроводниковые материалы для этих целей

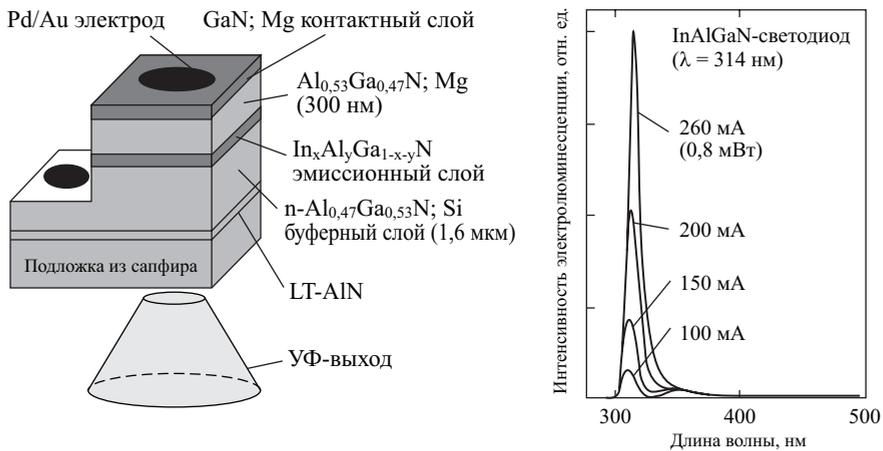


Рис. 10.39. Структура полупроводникового лазера для УФ-диапазона и его спектральная характеристика при различных значениях прямого тока

става  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  позволил реализовать полупроводниковые ДГС-лазеры для УФ-диапазона. На рис. 10.38 показаны спектральные области УФ-диапазона, перекрываемые эксимерными лазерами, и перспективные полупроводниковые материалы для этих целей.

Типичная структура полупроводникового лазера на гетеропереходах с квантовой ямой  $\text{InAlGaN}$  и его спектральная характеристика приведены на рис. 10.39. Относительно низкие пороговые плотности тока, вызывающие лазерную генерацию, позволяют использовать этот лазер как в импульсном режиме, так и в режиме непрерывной генерации. Сапфировая подложка и широкозонные окна обеспечивают планарный выход генерируемого излучения.

Перспективной областью применения является для УФ полупроводниковых лазеров использование для записи с высокой плотностью на оптических дисках, высокоскоростная очистка воды от диоксинов, пестицидов и других загрязнителей, использование в медицине для диагностики внутренних органов.

### 10.6.5. Полупроводниковые лазеры на фотонных кристаллах

К лазерам нового поколения относятся многокаскадные полупроводниковые лазеры, использующие в качестве активной среды фотонные кристаллы. Полученный лазер обладает уникальными свойствами. Например, его излучение может быть направлено в любом заранее выбранном направлении, что позволяет встраивать его в обычную полупроводниковую микросхему.

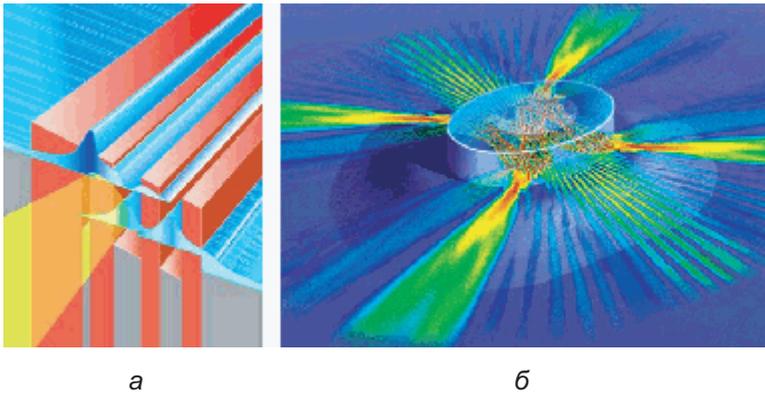
Обычный многокаскадный полупроводниковый лазер, представляющий собой набор слоев из тонких полупроводниковых пластин, может излучать свет лишь в стороны, как показано на рис. 10.40, а. Лазер на фотонных кристаллах избавлен от этого недостатка и может излучать свет в любом заранее выбранном направлении.

Фотонный кристалл, являющийся неотъемлемой частью нового лазера, представляет собой полупрозрачный диэлектрик с периодической структурой и уникальными оптическими свойствами. Уникальность его заключается в том, что фотонный кристалл обеспечивает почти полное управление движением проходящего через него света. Такие возможности достигаются за счет наличия в кристалле диэлектрика равномерно распределенных мельчайших отверстий. Их диаметр подобран таким образом, что они пропускают световые волны лишь определенной длины, а остальные частично отражают или поглощают. При различных физических воздействиях на кристалл, например звуковыми волнами, длина световой волны, пропускаемой кристаллом, и направление ее движения могут значительно меняться.

Многокаскадный полупроводниковый лазер представляет собой «сэндвич», состоящий из нескольких (более двух), в несколько нанометров толщиной, чередующихся слоев полупроводника с различной проводимостью. Если приложить к концам такого «сэндвича» электрическое напряжение, то электроны потекут сквозь эти слои весьма специфичным образом: накопив достаточно энергии, они синхронно «перепрыгивают» сквозь слой, излучая затраченную на переход энергию в виде фотонов. Характерной особенностью подобного лазера является то, что он излучает непрерывно и равномерно, строго параллельно плоскости, в которой лежат слои полупроводников (см. рис. 10.40, б).

В новом лазере удалось совместить эти две разработки. На сайте Physics Web со ссылкой на журнал Science Express опубликована статья, в которой сообщается, что сотрудниками Bell Labs был создан первый образец подобного прибора.

На слоях полупроводников, используемых при изготовлении полупроводникового лазера, формировалась гексагонально-симметричная структура, характерная для фотонного кристалла. Для этого использовалась электронно-лучевая литографическая установка. Полученный в итоге лазерный излучатель имеет размер всего 50 микрон.



**Рис. 10.40.** Формирование направленного лазерного излучения:  
*а* — полосковый лазер с двойным гетеропереходом;  
*б* — лазер на фотонных кристаллах

При помощи встроенных фотонных кристаллов удалось направить поток излучения от боков к поверхности пленки и заставить лазер излучать в вертикальном направлении. Таким образом, для использования нового лазера не нужны дополнительные устройства фокусировки, что позволяет расширить область применения полупроводниковых лазеров. Например, теперь их можно будет встраивать в микросхемы. Новый лазер появился исключительно благодаря объединению разрозненных разработок в разных областях физики в одном устройстве.

Велика вероятность того, что в будущем микросхемы, содержащие огромные массивы подобных лазерных излучателей, будут широко применяться в оптических телекоммуникациях, а также в качестве чувствительных сенсоров для различных датчиков. Разработчики пытаются добиться повышения мощности нового лазера, а также его модернизировать. Если удастся заполнить отверстия фотонного кристалла какой-нибудь жидкостью или другим веществом, то можно получить совершенно новые физические эффекты, которые откроют для этого лазера новые области применения.

### 10.6.6. Применение полупроводниковых лазеров

Полупроводниковые лазеры находят применение в различных областях оптоэлектроники и систем записи и считывания информации. Впервые в широких масштабах эти лазеры начали использоваться в качестве считывающей головки в компакт-дисковых системах. Область применения включает в себя оптические диски для запоминающих устройств. Лазеры на твердых растворах GaInP или AlGaInP имеют излучение в видимой области оптического спектра, что позволило считывать плотно записанную информацию.

Вторая область применения — волоконно-оптическая связь, где чаще всего используются лазеры ИК диапазона на основе GaAs. В будущем для этих целей более перспективен лазер на твердом растворе InGaAsP со сроком службы  $5 \cdot 10^5$  часов. Широко применяются лазеры на GaAs для накачки твердотельных Nd-YAG-лазеров при продольной конфигурации. Для этого используются линейки из диодных лазеров, в которых при некоторых конструктивных решениях (разработка линеек диодов с отдельными лазерными каналами, но синхронизированными по фазе) удалось поднять выходную мощность от 50 мВт до 2 Вт.

В качестве примера из повседневной жизни можно привести использование полупроводникового лазера в лазерных указках. Лазерная указка состоит из лазерного светодиода и компактного источника питания.

## Контрольные вопросы

- 10.1. Каковы критерии выбора полупроводниковых материалов для оптоэлектронных приборов?
- 10.2. В какой области светодиодов происходит генерация оптического излучения?
- 10.3. Назовите три условия, необходимые для генерации когерентного излучения в полупроводниковых лазерах на основе  $p$ - $n$ -перехода.
- 10.4. Как можно реализовать одностороннюю инжекцию в гомо- и гетеропереходах?
- 10.5. Чем отличаются спектры излучения светодиода и полупроводникового лазера?
- 10.6. В чем преимущество полупроводникового лазера с двойным гетеропереходом перед полупроводниковым лазером с одним гетеропереходом?

## Задачи

- 10.1. Эффективность преобразования внешней (электрической) мощности планарного GaAs-светодиода  $\eta$  равна 1,5% при прямом токе  $I = 50$  мА и разности потенциалов  $U = 2$  В. Оценить генерируемую прибором оптическую мощность  $P_i$ , если коэффициент отражения  $R$  на границе GaAs — воздух равен  $R = 0,8$ . Коэффициент преломления GaAs  $n = 3,6$ .
- 10.2. Оценить эффективность преобразования внешней мощности планарного GaAs светодиода  $\eta$ , когда внутренняя оптическая мощность  $P_i$  составляет 30% от приложенной электрической мощности. Коэффициент преломления GaAs  $n = 3,6$ .
- 10.3. Рекомбинационное время жизни неосновных носителей заряда фотодиода  $\tau = 5$  нс. При протекании постоянного тока оптическая выходная мощность  $P_{dc} = 300$  мкВт. Определить выходную мощность  $P_p$ , когда сигнал через диод модулирован на частоте 20 МГц и 100 МГц.
- 10.4. Ширина запрещенной зоны слабелегированного GaAs при комнатной температуре 1,43 эВ. Когда материал сильно легирован (до вырождения), появляются «хвосты состояний», которые эффективно уменьшают ширину запрещенной зоны на 8%. Определить разницу в излучаемой длине волны света в случае слабого и сильного легирования.

# Глава 11

## Фотоприемники

### 11.1. Статистические параметры фотодетекторов

Фотодетекторы — полупроводниковые приборы, регистрирующие оптическое излучение и преобразующие оптический сигнал на входе в электрический сигнал на выходе фотодетектора.

Термину «фотодетектор» соответствует как эквивалентный термин «фотоприемник», так и термин «приемник оптического излучения».

Поскольку основная задача фотоприемников — регистрация, то существует набор статических характеристик, которыми описываются основные характеристики фотоприемника. Если регистрируемый сигнал на выходе фотоприемника — напряжение, то вводят понятие «вольтовая чувствительность», показывающая, на сколько изменится напряжение  $\Delta U$  на выходе фотоприемника при единичном изменении мощности  $\Delta P$  падающего лучистого потока:

$$S_v = \frac{\Delta U}{\Delta P}, \left[ \frac{\text{В}}{\text{Вт}} \right]. \quad (11.1)$$

Если на выходе фотоприемника изменяется ток, то фотоприемник характеризуется токовой чувствительностью  $S_i$ . Токовая чувствительность — величина, характеризующая изменение тока  $\Delta I$ , регистрируемого в цепи фотоприемника при единичном изменении мощности  $\Delta P$  падающего оптического излучения:

$$S_i = \frac{\Delta I}{\Delta P}, \left[ \frac{\text{В}}{\text{Вт}} \right]. \quad (11.2)$$

На фотоприемнике всегда есть хаотический сигнал, связанный с флуктуациями микропараметров приемника. Этот сигнал характеризуется средним квадратичным значением шумового напряжения:

$$\sqrt{U_m^2}. \quad (11.3)$$

Наличие шумового напряжения на фотоприемнике является физической границей регистрации внешнего сигнала. Параметр, описывающий этот эффект, получил название пороговой чувствительности. Пороговая чувствительность — это минимальная энергия оптического излучения  $P_m$ , которая вызовет на выходе фотоприемника сигнал, находящийся в заданном отношении ( $m$ ) к шуму:

$$m = \frac{\Delta U}{\sqrt{U_m^2}} = \frac{P_m S_v}{\sqrt{U_m^2}}, \quad (11.4)$$
$$P_m = \frac{m \sqrt{U_m^2}}{S_v}, \quad [\text{Вт}].$$

При  $m = 1$  мощность оптического излучения  $P_m = P_{\min}$  называется минимальной пороговой чувствительностью. Поскольку шумовая ЭДС пропорциональна полосе частот, то пороговую чувствительность рассматривают для единичной полосы частот  $\Delta f = 1$ , при этом

$$\sqrt{U_m^2} \Rightarrow \sqrt{U_{m0}^2}; \tag{11.5}$$

$$P_{\min} = \frac{\sqrt{U_{m0}^2}}{S_v}.$$

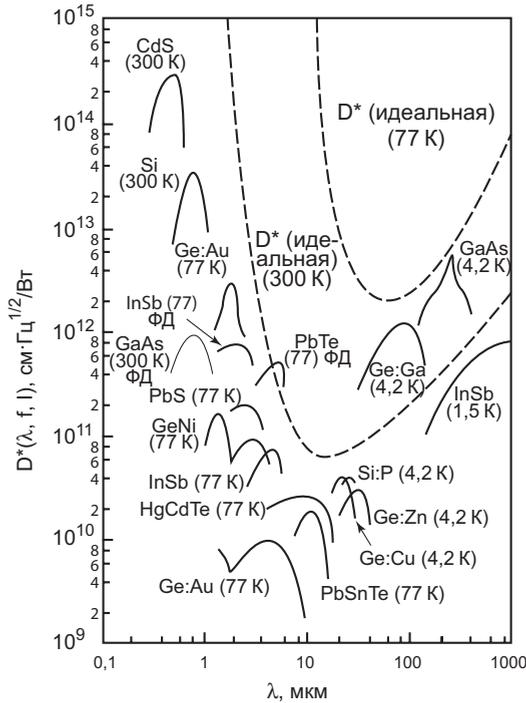


Рис. 11.1. Зависимость обнаружительной способности  $D^*$  от длины волны излучения для различных фоторезисторов и фотодиодов (ФД); штрихованными кривыми представлена теоретическая идеальная  $D^*$  при 77 и 300 К и угле  $2\pi$  [8]

Величина, обратная пороговой чувствительности, называется обнаружительной способностью:

$$D = \frac{1}{P_{\min}}. \tag{11.6}$$

Удельная обнаружительная способность  $D^*$  — величина, нормированная на единицу площади фотоприемника и на полосу частот:

$$D^* = \frac{S_v \sqrt{A \cdot \Delta f}}{\sqrt{U_0^2}}, \left[ \frac{\text{см} \cdot \text{Гц}^{1/2}}{\text{Вт}} \right]. \tag{11.7}$$

Таким образом, удельная обнаружительная способность  $D^*$  — это величина, обратная мощности оптического излучения, которая при полосе частот  $\Delta f = 1$  и площади фотоприемника  $A = 1$  вызывает на выходе фотоприемника сигнал, равный шуму.

На рис. 11.1 приведена зависимость обнаружительной способности  $D^*$  от длины волны излучения для различных фоторезисторов и фотодиодов [8, 10].

## 11.2. Материалы для фотоприемников

Так же как и для всех оптоэлектронных устройств, для фотоприемников важно использовать прямозонные полупроводники и фундаментальное поглощение вблизи края запрещенной зоны. Последнее условие вызывает наличие красной границы в регистрации сигнала.

Граничная длина волны  $\lambda_{гр}$ , выше которой отсутствует регистрация излучения, при межзонных переходах определяется из следующих простых соотношений:

$$h\nu_{гр} = E_g; \quad \lambda_{гр} = \frac{2\pi\hbar c}{E_g}; \quad \lambda_{гр}(\text{мкм}) = \frac{1,22}{E_g(\text{эВ})}. \quad (11.8)$$

В табл. 11.1 приведены значения ширины запрещенной зоны для различных полупроводников и граничная длина волны, рассчитанная по соотношениям (11.8).

При выборе фотоприемников значение также имеет спектр пропускания среды между приемником и источником. Обычно этой средой является или атмосфера, или оптоволокно. Ниже на рис. 11.2 и 11.3 приведены эти характеристики.

**Таблица 11.1.** Длина волны  $\lambda_{гр}$ , соответствующая началу межзонного поглощения, для различных полупроводников

Материал	Карбид кремния (SiC)	Фосфид галлия (GaP)	Арсенид галлия (GaAs)	Кремний (Si)	Германий (Ge)	Арсенид индия (InAs)	Антимонид индия (InSb)	КРТ CdHgTe
Ширина запрещенной зоны $E_g$ , эВ	3,0	2,26	1,42	1,12	0,66	0,36	0,17	0,10
Длина волны $\lambda_{гр}$ , мкм	0,4	0,54	0,86	1,09	1,85	3,4	7,2	12,2

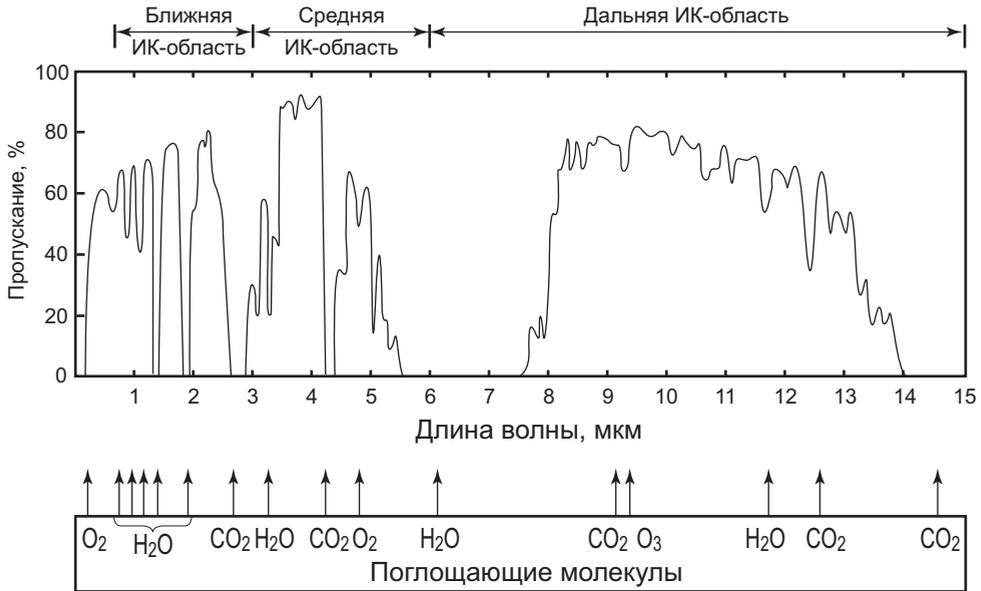


Рис. 11.2. Спектр пропускания атмосферы [8, 31]

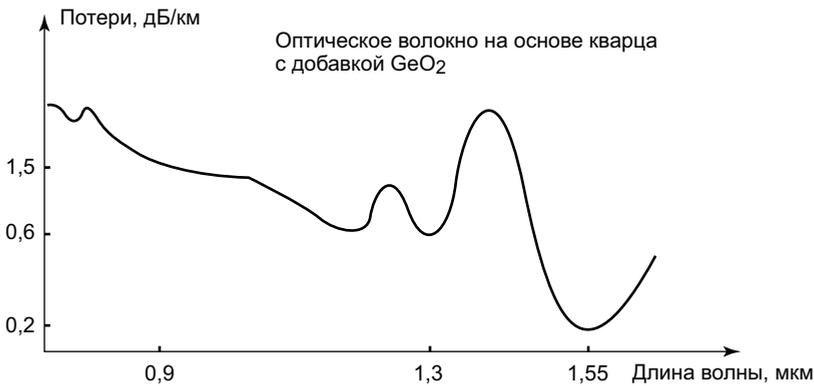


Рис. 11.3. Спектр пропускания оптического волокна на основе кварца [19]

### 11.3. Фоторезисторы

При генерации в однородном полупроводнике, например *n*-типа проводимости, электронно-дырочных пар при его освещении в полосе собственного поглощения происходит изменение концентрации основных  $n_{no}$  и неосновных  $p_{no}$  носителей. В том случае если изменение концентрации основных носителей  $\Delta n_{no}$  сопоставимо с их начальной концентрацией  $n_{no}$ , то суммарная концентрация основных носителей  $n_n = \Delta n_{no} + n_{no}$  возрастает а следовательно, возрастает и величина удельной проводимости. В том случае, если увеличение концентрации основных носителей существенно больше, чем

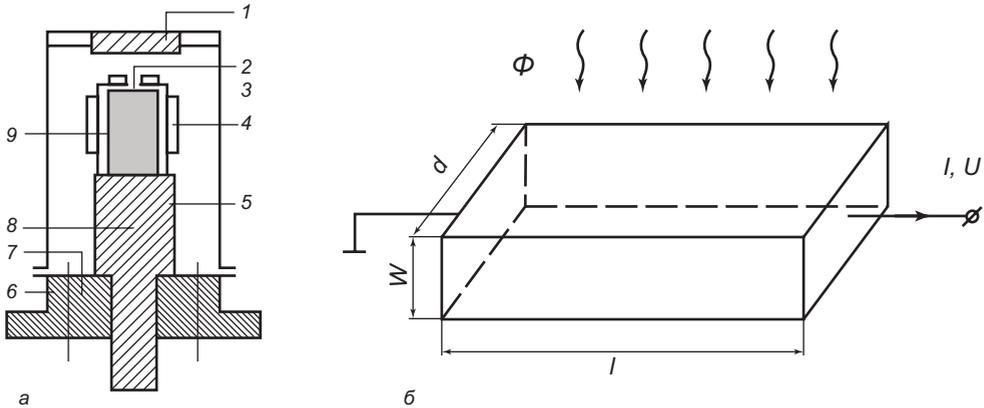


Рис. 11.4. а) Конструкция охлаждаемого фоторезистора:

1 — входное окно; 2 — фоточувствительный элемент; 3 — контактная колодка; 4 — предусилитель; 5 — теплоотвод; 6 — электрические выводы; 7 — основание; 8 — терморезистор; 9 — термоэлектрический охладитель.

б) топология фоторезистора для расчета токовой чувствительности

стационарная концентрация, то суммарная проводимость будет определяться только фотопроводимостью.

Это физическое явление лежит в основе принципа действия фоторезисторов. Полупроводниковые резисторы, изменяющие свое электрическое сопротивление под действием оптического излучения, называются фоторезисторами. Поскольку фоторезисторы предназначены для регистрации слабых световых потоков, зачастую величина полезного сигнала сравнима с шумовым током. В связи с этим для фоторезисторов с целью уменьшения шумов используют специальные конструкции, позволяющие охладить фоторезистор. На рис. 11.4, а приведена такая конструкция с термоэлектрическим охлаждением.

Рассмотрим основные характеристики фоторезисторов. На рис. 11.4, б приведена топология рассматриваемых фоторезисторов и геометрия их освещения. Как было указано в предыдущем разделе, одной из основных характеристик фоторезистора является токовая чувствительность  $S_I$ .

Изменение удельной фотопроводимости  $\Delta\sigma_0$  резистора при освещении вследствие изменения концентрации неравновесных носителей будет описываться соотношением:

$$\Delta\sigma_0 = q(\Delta n\mu_n + \Delta p\mu_p) = q\Delta p\mu_p(1 + b), \quad (11.9)$$

где  $b$  — отношение подвижностей электронов и дырок.

Полный ток  $I$  через резистор при величине внешнего напряжения  $U$  будет определяться суммой темного  $I_T$  тока и фототока  $I_\Phi$ :

$$I = U(\sigma + \Delta\sigma_0) = I_T + I_\Phi. \quad (11.10)$$

Величина темного тока  $I_T$  определяется темновым омическим сопротивлением резистора и при использовании геометрии фоторезистора, приведенной на рис. 11.4, б, будет:

$$I_T = \sigma_0 \frac{wd}{l} U, \quad (11.11)$$

где  $w$  — толщина,  $d$  — ширина,  $l$  — длина фоторезистора.

В стационарных условиях при освещении фоторезистора из уравнения непрерывности получаем:

$$\frac{dn}{dt} = G - \frac{\Delta n}{\tau_n} = 0. \quad (11.12)$$

Следовательно, изменение концентрации основных носителей  $\Delta n_n$  будет:

$$\Delta n_n = G\tau_n = \eta\alpha\Phi\tau_n, \quad (11.13)$$

поскольку темп генерации в случае однородного поглощения света в фоторезисторе будет:

$$G = \eta\alpha\Phi. \quad (11.14)$$

В выражениях (11.13) и (11.14) использованы следующие обозначения:  $\eta$  — квантовый выход (число неравновесных носителей, генерируемых при поглощении одного кванта),  $\alpha$  — коэффициент поглощения,  $\Phi$  — световой поток (число падающих фотонов на единицу площади).

При освещении изменение фотопроводимости  $\Delta\sigma$  будет:

$$\Delta\sigma = \Delta\sigma_0 \frac{wd}{l}. \quad (11.15)$$

Согласно определению токовой чувствительности для фоторезистора получаем:

$$S_i = \frac{\Delta I}{P} = \frac{\Delta I_\phi}{P} = \frac{wd}{l} U \frac{\Delta\sigma_0}{P} = \frac{wd}{l} U q \mu_p (1+b) \eta \alpha \frac{\Phi}{P}. \quad (11.16)$$

Используем для связи светового потока  $\Phi$  и энергии оптического излучения, падающего на фоторезистор,  $P$  при энергии кванта  $h\nu$  соотношение:

$$\Phi = \frac{P/S}{h\nu} = \frac{P/dl}{h\nu}; \quad \nu = \frac{1}{T} = \frac{c}{\lambda}. \quad (11.17)$$

Подставляя это выражение в формулу (11.16), получаем для токовой чувствительности  $S_i$  фоторезистора

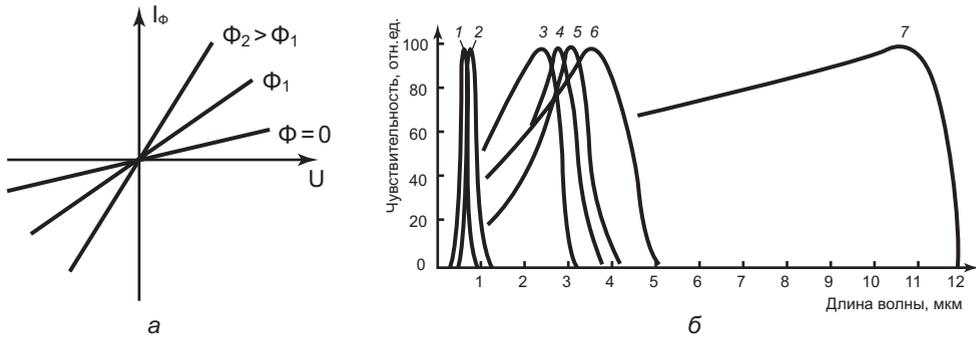


Рис. 11.5. Характеристики фоторезисторов: а) вольт-амперные характеристики фоторезистора при различных уровнях освещения; б) спектральная чувствительность фоторезисторов на основе CdS (кривая 1), CdSe (2), PbS (3), твердого раствора PbS-PbSe (4, 5), PbSe (6), PbSn(Te) (7) [19]



$$S_i = \frac{q}{hc} (\eta \alpha \lambda) [\tau_p \mu_p (1+b)] \frac{w}{l^2} U. \quad (11.18)$$

Из уравнения (11.18) следует, что токовая чувствительность фоторезистора зависит от характеристик оптического излучения  $\lambda$ ,  $\eta$ ; геометрии фотоприемника  $w$ ,  $l$ ; характеристик полупроводникового материала  $\mu_p$ ,  $b$ ,  $\alpha$  и выбора рабочей точки  $U$ .

На рис. 11.5, а показаны вольт-амперные характеристики фоторезистора при различных уровнях освещения.

Для фоторезисторов характерны стабильность фотоэлектрических характеристик во времени, малая инерционность, простота устройства, допускающая различные конструктивно-технологические решения. Выбор полупроводникового материала позволяет получить избирательную фоточувствительность. Фоторезисторы на основе CdS и CdSe чувствительны к видимому и УФ-излучению, а фоторезисторы на основе InSb и CdHgTe — к длинноволновому ИК-излучению. На рис. 11.5, б приведены спектральные зависимости фоточувствительности различных фоторезисторов.

## 11.4. Фотодиоды на основе *p-n*-перехода

### 11.4.1. Общие сведения

При попадании кванта света с энергией  $h\nu$  в полосу собственного поглощения в полупроводнике возникает пара неравновесных носителей — электрон и дырка. При регистрации электрического сигнала необходимо зарегистрировать изменение концентрации носителей. Очевидно, что при прочих равных условиях зарегистрировать изменение концентрации неосновных носителей проще.

Так, например, в *n*-GaAs с легирующей концентрацией  $10^{14}$  концентрация основных носителей электронов составляет  $10^{14}$  см<sup>-3</sup>, а концентрация неосновных носителей — дырок — 1 см<sup>-3</sup>. Поэтому если при оптическом поглощении в фотоприемнике на основе GaAs возникает  $10^{10}$  неравновесных носителей, то проще зарегистрировать изменение концентрации неосновных носителей. В фотоприемных устройствах, как правило, используется принцип регистрации неосновных носителей заряда. Наиболее распространенные фотоприемники реализуются на основе диодных структур. Среди них фотодиоды на основе *p-n*-переходов, барьеров Шоттки и гетеропереходов. На рис. 11.6 приведена конструкция наиболее распространенных фотодиодов.

### 11.4.2. Вольт-амперная характеристика фотодиода

Рассмотрим физический механизм регистрации оптического излучения в фотодиодах на основе *p-n*-перехода, обусловленный неосновными носителями. На рис. 11.7 приведены схематическое изображение фотодиода на основе *p-n*-перехода и его зонная диаграмма в темноте и при освещении. Отметим, что ширина обедненной области *p-n* перехода  $W_n$  и  $W_p$  существенно меньше, чем диффузионные длины  $L_n$ ,  $L_p$ . В типичных полупроводниках  $W_n$  равняется 1–2 мкм, а  $L_n$  равняется 100–300 мкм. По этой причине поглощением света в ОПЗ *p-n*-перехода и ролью этих процессов в формировании фототока можно пренебречь.

Обратный ток *p-n*-перехода обусловлен дрейфовыми компонентами тока неосновных носителей:

$$j_0 = \frac{q p_{n0} D_p}{L_p} + \frac{q n_{p0} D_n}{L_p}, \quad (11.19)$$

где  $p_{n0}$  и  $n_{p0}$  — концентрации неосновных носителей.

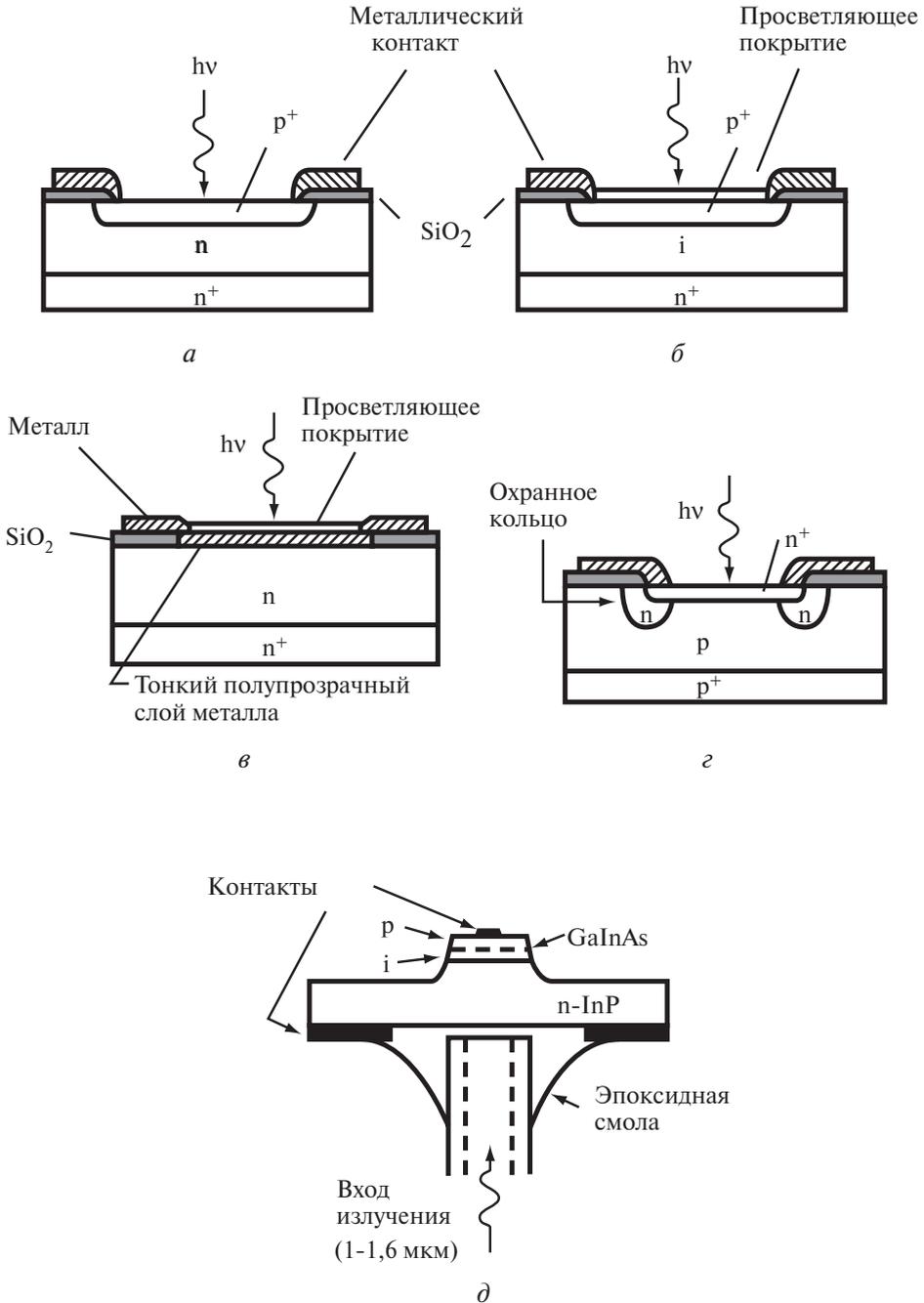
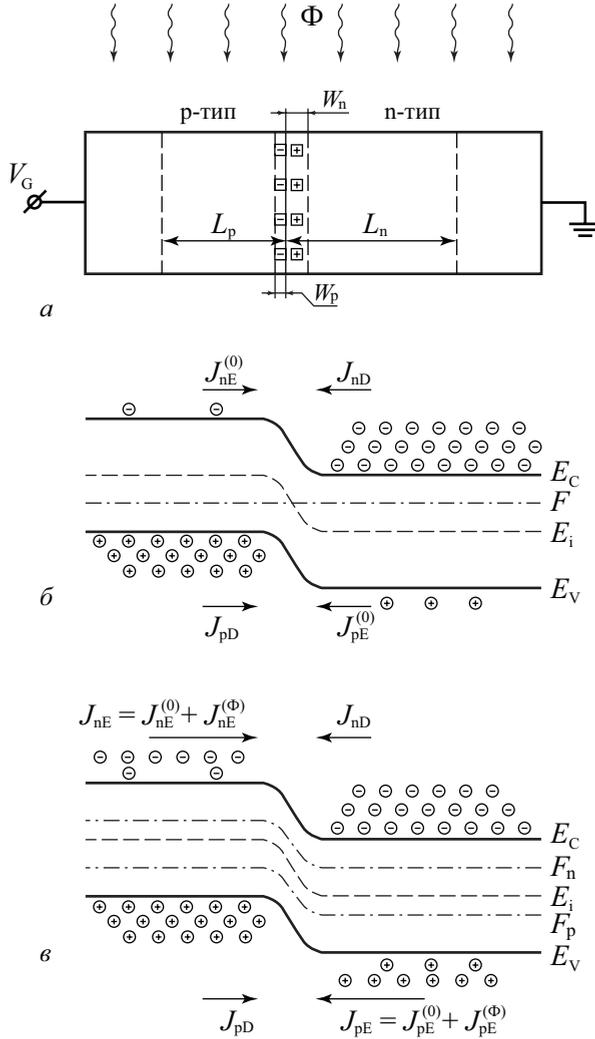


Рис. 11.6. Конструкции наиболее распространенных фотодиодов: а) фотодиод на основе  $p-n$ -перехода; б)  $p-i-n$ -фотодиод; в) фотодиод на основе барьера Шоттки; г) фотодиод на основе  $p-n$ -перехода с лавинным умножением; д) фотодиод на основе  $p-i-n$ -гетероструктуры



**Рис. 11.7.** *a* – Схематическое изображение фотодиода; *б* – зонная диаграмма фотодиода в темноте; *в* – зонная диаграмма фотодиода при освещении  
*p* – эмиттер, *n* – база фотодиода

В условиях термодинамического равновесия (внешнее напряжение равно нулю, освещение отсутствует) дрейфовая и диффузионная компоненты друг друга уравновешивают и суммарный ток в диоде равен нулю. На рис. 11.7, *б* приведена зонная диаграмма *p-n*-перехода для этого случая.

При освещении *p*- и *n*-областей полупроводника термодинамическое равновесие нарушается. В стационарном случае при освещении в *p*- и *n*-областях возникает дополнительная концентрация неосновных носителей. При низком уровне возмущения концентрация основных носителей не меняется.

Изменение концентрации неосновных носителей при освещении вызывает изменение дрейфовой компоненты тока неосновных носителей. Диффузионная компонента тока при

этом не изменятся. То есть появление фототока обусловлено только ростом дрейфовой компоненты тока неосновных носителей. Поскольку величина дрейфовой компоненты тока не зависит от полярности и величины внешнего напряжения, то фототок также не будет зависеть от полярности и величины внешнего напряжения. На рис. 11.7, в приведена зонная диаграмма  $p$ - $n$ -перехода при освещении, где показаны эти особенности.

Величина фототока фотодиода при освещении выражается соотношением:

$$j_{\Phi} = q \frac{\Delta p D_p}{L_p} + q \frac{\Delta p D_n}{L_n} = q \frac{\Delta p L_p}{\tau_p} + q \frac{\Delta n L_n}{\tau_n}, \quad (11.20)$$

где  $\Delta p$  и  $\Delta n$  — неравновесная концентрация фотогенерированных неосновных носителей на расстоянии диффузионных длин  $L_n$ ,  $L_p$  от области пространственного заряда в квазинейтральном объеме эмиттера и базы диода.

Отметим, что поскольку в дрейфовой компоненте тока принимает участие неосновные носители, находящиеся на расстоянии диффузионных длин  $L_n$ ,  $L_p$  от области пространственного заряда, то для фототока диода важна концентрация фотогенерированных неосновных носителей именно в этой области.

Суммарный ток в фотодиодах на основе  $p$ - $n$ -перехода будет складываться из обычного тока диода и постоянной по величине добавки фототока. Для обратной ветви ВАХ диода темновой ток может быть суммой дрейфовой компоненты тока и генерационной компоненты, а прямой ток — суммой диффузионной и рекомбинационной компонент. При этом на обратной ветви ВАХ диода темновой ток и фототок будут суммироваться, а на прямой ветви ВАХ из темнового тока будет вычитаться фототок. На рис. 11.8 приведена ВАХ фотодиода при различных уровнях освещения, где показаны эти компоненты.

В реальных фотодиодах регистрируемый световой поток попадает на планарную сторону прибора, как было показано на рис. 11.6, то есть перпендикулярно плоскости  $p$ - $n$ -перехода. По этой причине у  $p^+$ - $n$ -фотодиода  $p^+$ -эмиттер делают тонким,  $l \ll L_p$ ,  $L_n$ , так, чтобы поглощение света происходило в  $n$ -базе фотодиода.

Величина фототока в этом случае из выражения (11.20) получается

$$j_{\Phi} = q \frac{\Delta p D_p}{L_p} = q \frac{\Delta p L_p}{\tau_p}, \quad (11.21)$$

где  $\Delta p$  — неравновесная концентрация фотогенерированных (неосновных) носителей.

Поскольку

$$\Delta p = G \tau_p, \quad (11.22)$$

то величина фототока будет:

$$J_{\Phi} = q G L_p, \quad (11.23)$$

где  $G$  — темп генерации неравновесных носителей.

$$G = \eta \alpha \Phi, \quad (11.24)$$

где  $\eta$  — квантовый выход,  $\alpha$  — коэффициент поглощения и  $\Phi$  — падающий световой поток.

Величина фототока  $J_{\Phi}$  после подстановки имеет величину

$$J_{\Phi} = q \eta \alpha L_p \Phi. \quad (11.25)$$

Фототок  $J_\Phi$  постоянен, не зависит от полярности и величины приложенного напряжения  $V_G$  и направлен от  $n$ -области к  $p$ -области полупроводника.

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

Две характеристики  $p$ - $n$ -фотодиодов ограничивают их применение в большинстве волоконно-оптических приложений. Во-первых, обедненная зона составляет достаточно малую часть всего объема диода, и большая часть поглощенных фотонов не приводит к генерации тока во внешнем контуре. Возникающие при этом электроны и дырки рекомбинируют на пути к области сильного поля. Для генерации тока достаточной силы требуется мощный световой источник. Во-вторых, наличие медленного отклика, обусловленного медленной диффузией, замедляет работу диода, делая его непригодным для средне- и высокоскоростных применений. Это позволяет использовать диод только в килогерцовом диапазоне.

Уравнение для активного режима работы фотодиода при наличии внешнего напряжения  $V_G$  принимает вид:

$$J = J_\Phi + J_S (e^{\beta V_G} - 1). \quad (11.26)$$

**Разомкнутая цепь.** При разомкнутой внешней цепи ( $R = \infty$ ), когда внешнее напряжение отсутствует, ток через внешнюю цепь не протекает. В этом случае напряжение на выводах фотодиода будет максимальным. Эту величину  $V_G$  называют напряжением холостого хода  $V_{xx}$ . Из уравнения (11.26), при условии  $J = 0$  получаем уравнение, позволяющее по известным значениям фототока  $J_\Phi$  и тока нагрузки  $J_S$  рассчитать напряжение холостого хода  $V_{xx}$ :

$$V_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{J_\Phi}{J_S} + 1 \right). \quad (11.27)$$

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

**Режим короткого замыкания.** В режиме короткого замыкания напряжение на выводах фотодиода  $V_G = 0$ . Тогда из уравнения (11.26) следует, что ток короткого замыкания  $J_{кз}$  во внешней цепи равен фототоку  $J_\Phi$ :

$$J_{кз} = J_\Phi. \quad (11.28)$$

На рис. 11.8 показано семейство ВАХ фотодиода как при отрицательной, так и при положительной поляризации фотодиода, рассчитанных по уравнению (11.26). При положительных напряжениях  $V_G$  ток фотодиода быстро возрастает (пропускное направление) с увеличением напряжения. При освещении же общий прямой ток через диод уменьшается, так как фототок направлен противоположно току от внешнего источника.

ВАХ  $p$ - $n$ -перехода, располагаясь во II квадранте ( $V_G > 0, I < 0$ ), показывает, что фотодиод можно использовать как источник тока. На этом основан принцип работы солнечных батарей на основе  $p$ - $n$ -переходов.

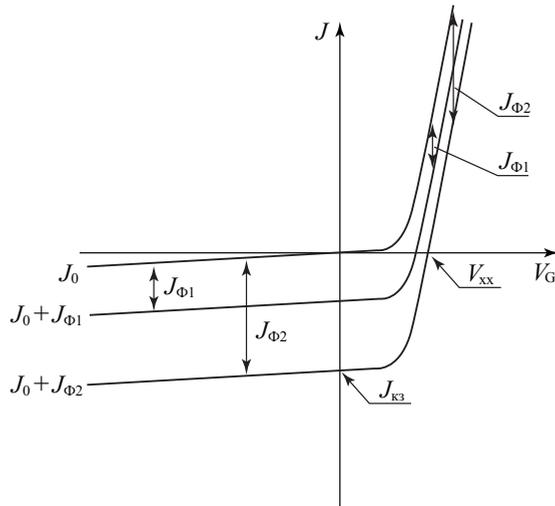


Рис. 11.8. Вольт-амперные характеристики фотодиода при различных уровнях освещения

**Световая зависимость.** Световая характеристика представляет собой зависимость величины фототока  $J_{\Phi}$  от светового потока  $\Phi$ , падающего на фотодиод. Сюда же относится и зависимость  $V_{xx}$  от величины светового потока. Количество электронно-дырочных пар, образующихся в фотодиоде при освещении, пропорционально количеству фотонов, падающих на фотодиод. Поэтому фототок будет пропорционален величине светового потока:

$$J_{\Phi} = K\Phi, \quad (11.29)$$

где  $K$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров фотодиода.

При обратном смещении фотодиода, как следует из уравнения (11.25), ток во внешней цепи пропорционален световому потоку и не зависит от напряжения  $V_G$ .

Коэффициент пропорциональности  $K$  в уравнении (11.29) получил название интегральной чувствительности фотодиода.

### 11.4.3. Спектральная чувствительность

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

$$J_{\Phi}(\lambda) \sim \eta(\lambda) \cdot \alpha(\lambda). \quad (11.30)$$

Зависимость спектральной чувствительности от длины волны является сложной. Она имеет максимум при некоторой длине волны, причем спад в области длинных волн связан с зависимостью квантового выхода  $\eta(\lambda)$  от длины волны, а в области коротких длин волн — с зависимостью коэффициента межзонного поглощения  $\alpha(\lambda)$  от длины волны. Обе зависимости имеют красную границу, поскольку при энергии квантов  $h\nu$  меньше ширины запрещенной зоны  $E_g$  межзонное поглощение света не происходит.

На рис. 11.9 приведена зависимость спектральной чувствительности для германиевого и кремниевого фотодиодов.

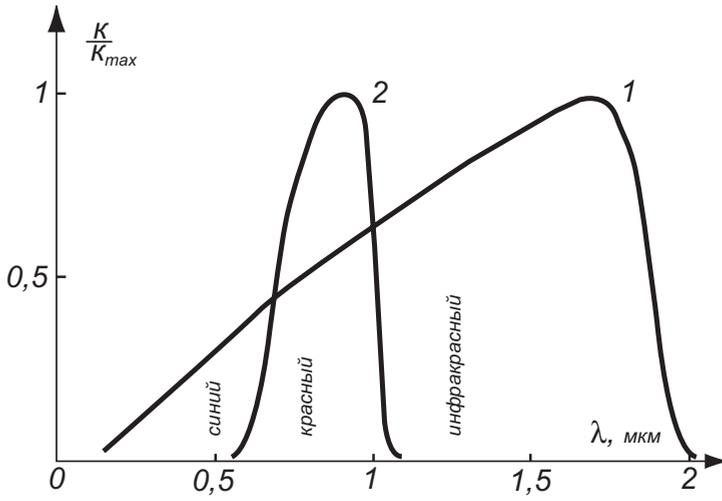


Рис. 11.9. Кривые спектральной чувствительности германиевого (1) и кремниевое (2) фотодиодов [7, 16]

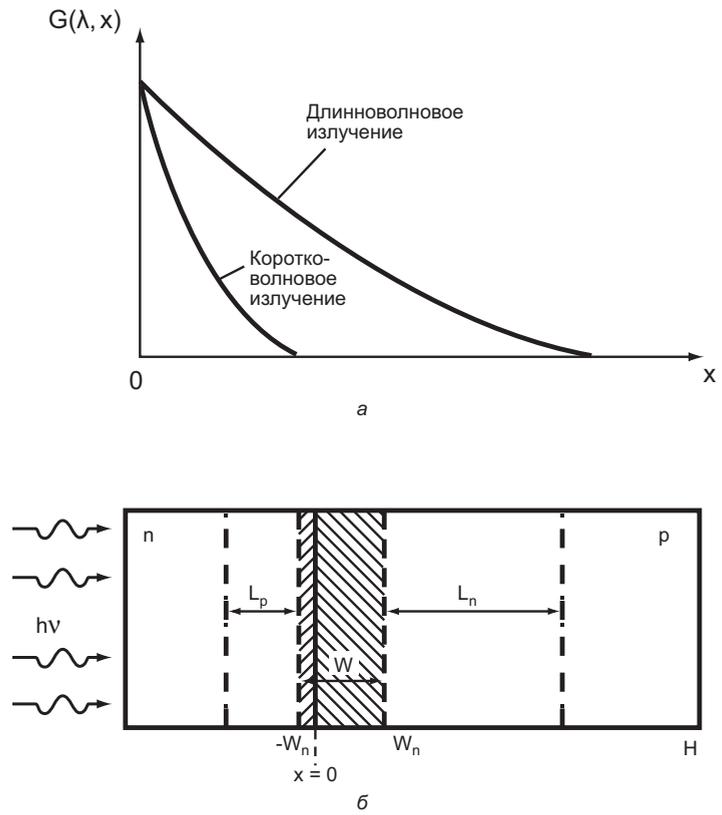


Рис. 11.10. Зависимость скорости генерации электронно-дырочных пар от расстояния от поверхности для длинноволнового и коротковолнового света (а); размеры фотодиода и характерные длины диффузии неосновных носителей (б)

Влияние неоднородного поглощения по глубине фотодиода на спектральную чувствительность показано на рис. 11.10. Коротковолновое излучение имеет высокое значение коэффициента поглощения  $\lambda$ , поэтому поглощается в основном в приповерхностной области эмиттера фотодиода. Очевидно, что в этом случае фототок будет мал, поскольку область поглощения света удалена от  $p$ - $n$ -перехода. В случае длинных волн поглощение происходит по всей глубине фотодиода на расстояниях, равных или больших диффузионной длины. В этом случае эффективность преобразования будет максимальной. Наконец, при очень больших значениях  $\lambda$  фототок уменьшается из-за приближения к красной границе фотоэффекта.

#### 11.4.4. $p$ - $i$ - $n$ -фотодиоды

Указанные недостатки фотодиода на основе  $p$ - $n$ -перехода устраняются в фотодиодах, где между  $p$ - и  $n$ -областями расположен  $i$ -слой с собственной проводимостью. Толщина этого слоя выбирается достаточно большой  $W \gg L_p$  с тем, чтобы поглощение света происходило в этой области. Поскольку в  $i$ -слое свободные носители отсутствуют, при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода все приложенное напряжение будет падать на  $i$ -слое. Фотогенерированные носители в  $i$ -слое будут разделяться в сильном электрическом поле, и фотоотклик таких диодов будет быстрым. На рис. 11.11 приведена конструкция и энергетическая диаграмма, иллюстрирующая принцип работы  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиодов.

Структура  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиода спроектирована так, чтобы избежать недостатков фотодиода  $p$ - $n$ -типа. Но все основные принципы регистрации сохраняются.

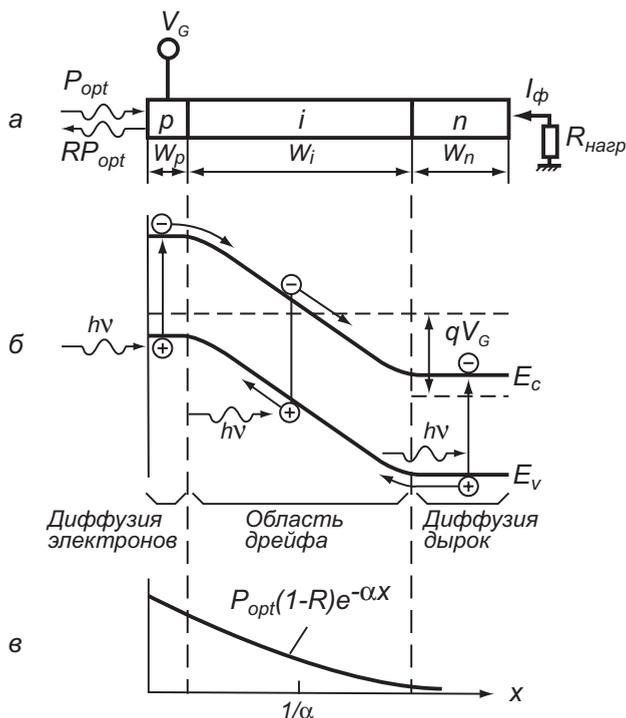


Рис. 11.11. Принцип работы  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиода:  $a$  — поперечный разрез диода;  $b$  — зонная диаграмма в условиях обратного смещения;  $в$  — распределение интенсивности излучения

Введение слоя собственного полупроводника между  $p$ - и  $n$ -слоями примесного полупроводника позволяет существенно увеличить размер области пространственного заряда.

В  $i$ -слое свободные носители практически отсутствуют и силовые линии электрического поля, начинающиеся с доноров в  $n$ -области, без экранировки проходят через  $i$ -слой и заканчиваются на акцепторах  $p$ -области.

Ширина  $i$ -слоя составляет обычно 500—700 мкм. В отличие от  $i$ -зоны, легированные слои сделаны очень тонкими. Все вместе это сделано для того, чтобы все оптическое излучение поглощалось в  $i$ -слое и сокращалось время переноса зарядов из  $i$ -зоны в легированные области.

В результате падающие фотоны возбуждают ток во внешнем контуре более эффективно и с меньшим запаздыванием. Носители, образующиеся внутри обедненной зоны, мгновенно сдвигаются в сильном электрическом поле к  $p$ - и  $n$ -областям диода соответственно.

Квантовая эффективность таких диодов обычно достигает 80%. Для диодов, сконструированных для применения в оптоволоконных линиях, емкость перехода равна 0,2 пФ при рабочей поверхности диода 200 мкм.

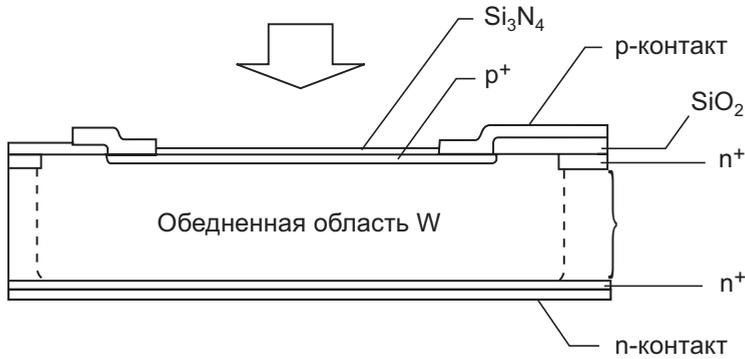


Рис. 11.12. Конструкция  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиода

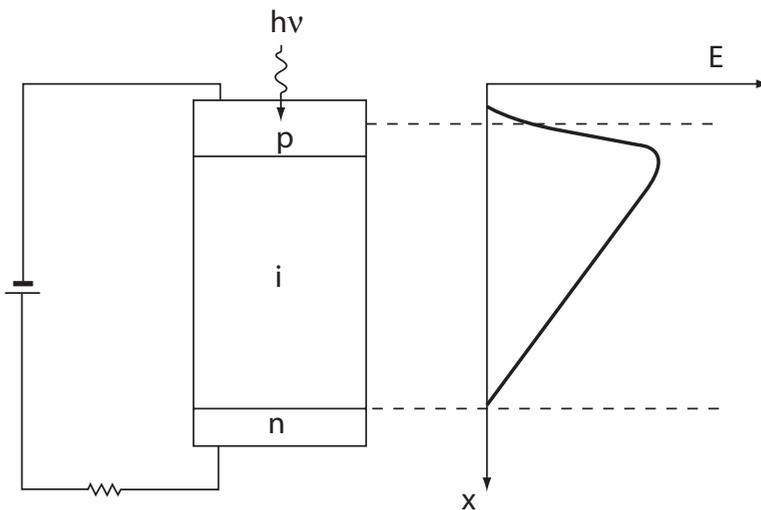


Рис. 11.13. Принцип действия  $p$ - $i$ - $n$ -фотодиода



Рис. 11.14. *p-i-n*-фотодиод SHF 202 [24]

Итак, основное преимущество ***p-i-n*-фотодиода** заключается в **высоких скоростях переключения**, так как поглощение излучения происходит в *i*-слое, где за счет дрейфового переноса реализуются высокие скорости для носителей заряда.

Другим преимуществом является высокая квантовая эффективность, поскольку толщина *i*-слоя обычно больше обратного коэффициента поглощения и все фотоны поглощаются в *i*-слое.

Использование гетеропереходов для *p-i-n*-фотодиодов позволяет избежать поглощения света в базе фотодиода.

#### 11.4.5. Лавинные фотодиоды

Лавинный фотодиод — это фотоприемник, в котором повышение квантовой эффективности реализуется за счет внутреннего усиления благодаря лавинному умножению в обратносмещенном *p-n*-переходе.

Для реализации лавинного умножения необходимо выполнить два условия:

1) электрическое поле  $E$  области пространственного заряда должно быть достаточно большим, чтобы на длине свободного пробега  $\lambda$  электрон набрал энергию большую, чем ширина запрещенной зоны  $E_g$ :

$$qE\lambda > \frac{3}{2}E_g; \quad (11.31)$$

2) ширина области пространственного заряда  $W$  должна быть существенно больше, чем длина свободного пробега  $\lambda$ :

$$W \gg \lambda. \quad (11.32)$$

Значение коэффициентов внутреннего усиления составляет  $M = 10\text{—}100$  в зависимости от типа фотодиодов.

На рис. 11.16 представлен лавинный фотодиод на германиевой подложке для длин волн 1300 нм. Данный вид лавинного фотодиода является одним из самых распространенных ввиду своей простоты в изготовлении и высоких характеристик.

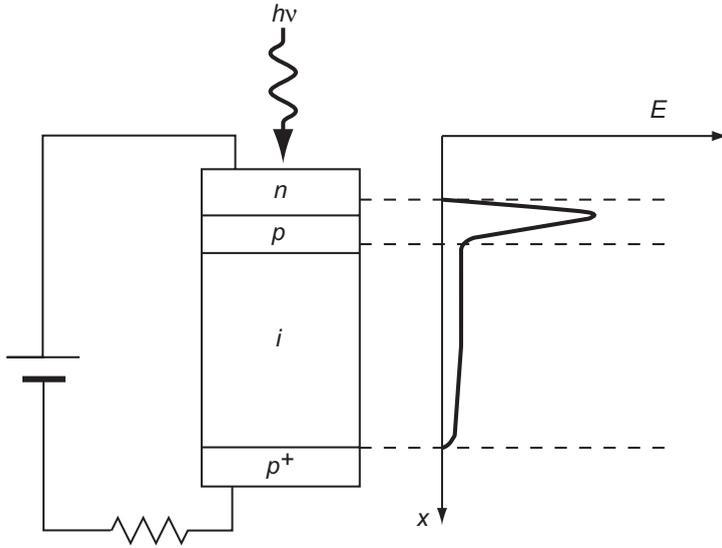


Рис. 11.15. Принцип действия лавинного фотодиода

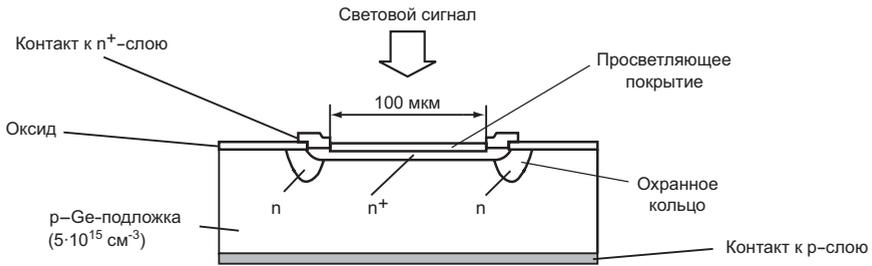


Рис. 11.16. Конструкция лавинного фотодиода

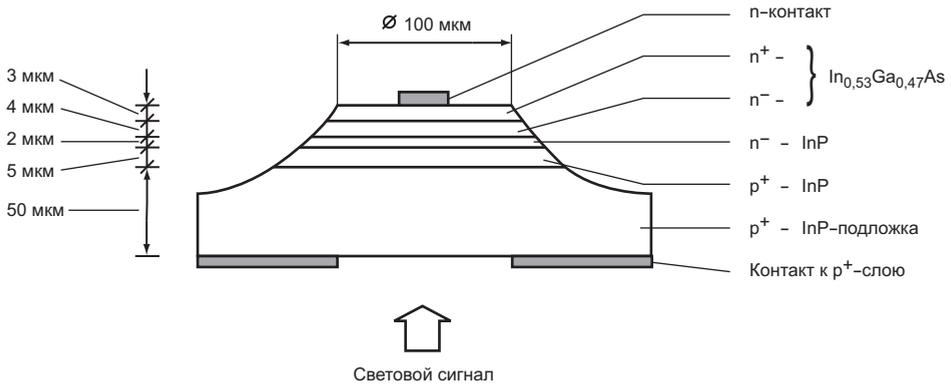


Рис. 11.17. Конструкция лавинного фотодиода на гетероструктуре

Диод сформирован на германиевой подложке  $p$ -типа ( $p \sim 5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ ) с последующим созданием  $n^+$ -слоя на поверхности, полученного при помощи диффузии или ионной имплантации. Чтобы избежать поверхностного пробоя,  $n^+$ -слой окружен слабо легированным охранным кольцом  $n$ -типа.

Область регистрации инфракрасного света имеет диаметр 100 мкм, из-за присутствия охранный кольца она меньше, чем площадь поверхности  $n^+$ -слоя. Просветляющее покрытие увеличивает квантовую эффективность этого диода.

Требование высоких значений внутреннего усиления накладывает достаточно жесткие ограничения на качество и однородность полупроводникового материала, поскольку коэффициент умножения экспоненциально сильно зависит от напряженности электрического поля.

Требование высоких обратных напряжений и прецизионной установки напряжения питания усложняют их эксплуатацию. Обычно сочетают преимущества лавинного и  $p$ - $i$ - $n$ -фотоприемника. На рис. 11.17 приведена конструкция лавинного фотодиода, где гетероструктура InGaAsP на подложке InP позволяет реализовать быстродействующие фотоприемные устройства с напряжением питания от 300 до 400 вольт.

## 11.5. Фототранзисторы

Фототранзистор относится к полупроводниковым фотоэлектрическим приборам с внутренним усилением фототока. Структура фототранзистора эквивалентна структуре обычного биполярного  $p$ - $n$ - $p$ -транзистора, включенного в схеме с общим эмиттером. В отличие от биполярного транзистора у фототранзистора отсутствует электрический контакт к базе, а управление током базы осуществляется путем изменения ее освещенности. По этой причине конструктивно фототранзистор имеет только два вывода — эмиттер и коллектор.

На рис. 11.18 показана схема включения фототранзистора и зонная диаграмма в активном режиме работы.

Как уже отмечалось, управление током фототранзистора осуществляется путем освещения базовой области. Рассмотрим для определенности  $p$ - $n$ - $p$ -фототранзистор. При попадании светового потока на  $n$ -область базы в ней генерируются неравновесные электроны и дырки. Дырки будут являться неосновными носителями, увеличение их концентрации приведет к росту дрейфовой компоненты тока из базы в коллектор. Величина первичного «затравочного» фототока будет выражаться такими же соотношениями, как и фототок диода на основе  $p$ - $n$ -перехода. Отличие только в том, что неравновесные носители, участвующие в фототоке в фототранзисторе, собираются с области базы, ширина которой  $W$  меньше, чем диффузионная длина  $L_p$ . Поэтому плотность первичного «затравочного» фототока будет

$$j_{\phi} = q \frac{\Delta p W}{\tau_p}. \quad (11.33)$$

Вследствие того что неравновесные дырки уходят из базы в коллектор, база заряжена отрицательно относительно эмиттера, что эквивалентно прямому смещению эмиттерного перехода фототранзистора. При прямом смещении эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода появляется инжекционная компонента тока из эмиттера в базу. При коэффициенте передачи эмиттерного тока  $\alpha$  в базе рекомбинируют  $(1 - \alpha)$  инжектированных носителей или в  $\beta$  раз меньше, чем число инжектированных носителей. В условиях стационарного тока число прорекомбинировавших носителей в базе должно быть равно их числу, ушедшему с первоначальным фототоком. Поэтому инжекционный ток должен быть

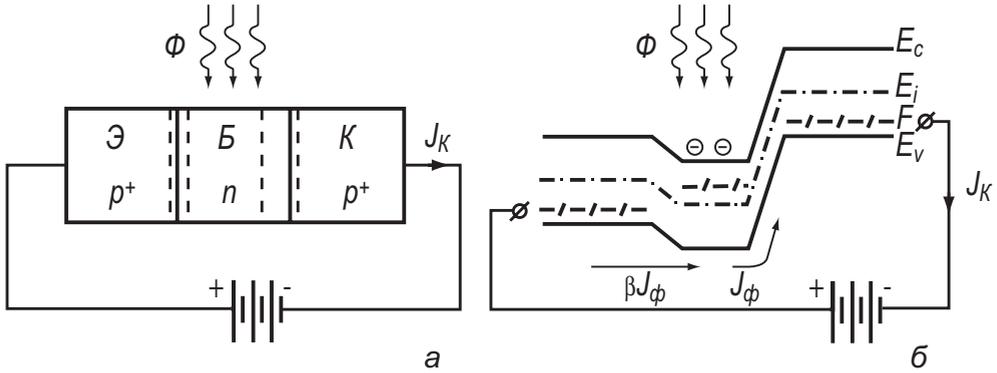


Рис. 11.18. Фототранзистор: а) схема фототранзистора со структурой *p-n-p*; б) зонная диаграмма фототранзистора в активном режиме работы

в  $\beta$  раз больше, чем первичный фототок. Ток коллектора  $I_K$  будет состоять из трех компонент: первичного фототока  $I_\phi$ , инжекционного  $\beta I_\phi$  и теплового  $I_{K0}$  тока:

$$I_K = I_\phi + \beta I_\phi = (\beta + 1)I_\phi + I_{K0}. \tag{11.34}$$

Используя выражение для коэффициента усиления  $\beta$  базового тока через конструктивно-технологические параметры биполярного транзистора, получаем

$$I_K = I_\phi \frac{2L_p^2}{W^2} + I_{K0}. \tag{11.35}$$

Величина первичного фототока  $I_\phi$  выражается через параметры светового потока и характеристики полупроводникового материала стандартным образом:

$$I_\phi = q\Delta p \frac{W}{\tau_p} = qGW = qW\eta\alpha\Phi. \tag{11.36}$$

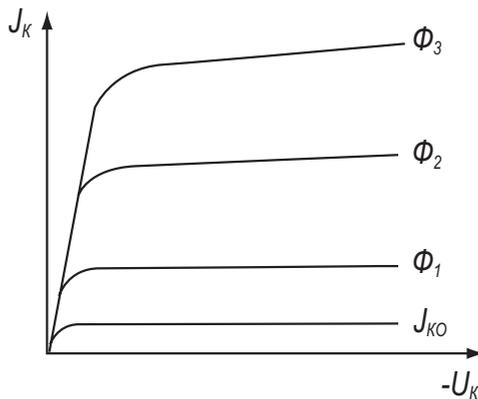


Рис. 11.19. Вольт-амперная характеристика фототранзистора при различных уровнях освещенности ( $\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1$ )

На рис. 11.19 приведена вольт-амперная характеристика фототранзистора при различных уровнях освещенности.

Для фототранзисторов, благодаря большому коэффициенту внутреннего усиления, характерна высокая интегральная чувствительность (отношение фототока к падающему световому потоку), достигающая 10 А/лм; спектральная чувствительность определяется свойствами полупроводникового материала.

## 11.6. МДП-фотоприемники с неравновесным обеднением

### 11.6.1. Механизмы генерации неосновных носителей в области пространственного заряда

МДП-структуры в состоянии неравновесного обеднения являются физической основой приборов с зарядовой инжекцией и приборов с зарядовой связью [37, 38].

Процессы релаксации неравновесного состояния определяют границы частотного диапазона применения этих приборов. В зависимости от метода измерения можно контролировать либо изменение емкости  $C$  МДП-структуры, либо изменение заряда на электродах  $Q_G$  в процессе релаксации емкости при постоянном напряжении  $V_G$ , либо изменение напряжения на затворе  $V_G$  в режиме постоянного заряда  $Q_M$  на металлическом электроде.

Рассмотрим МДП-структуру, находящуюся в равновесных условиях при некотором значении напряжения на затворе. Подадим на затвор дополнительно импульс напряжения  $V_G$ , выводящий систему из равновесия. Часть напряжения упадет на диэлектрике ( $V_{ок}$ ), часть — на ОПЗ МДП-структуры ( $V_{опз} = \psi_s$ ). ОПЗ в момент  $t = 0$  перейдет в неравновесное состояние и будет характеризоваться неравновесными значениями поверхностного потенциала  $\psi_s$ , емкости ОПЗ  $C_{sc}$ , заряда ОПЗ  $Q_{sc}$ . Вследствие генерационно-рекомбинационных процессов ОПЗ будет переходить от неравновесного к равновесному состоянию. Пусть  $\tau_{\text{рел}}$  — среднее время, за которое осуществляется этот переход. Ясно, что в зависимости от конкретных условий для МДП-структуры (режим постоянного напряжения  $V_G$  или режим постоянного заряда  $Q_M$  на полевом электроде) время релаксации  $\tau_{\text{рел}}$  будет отличаться. Время релаксации также будет зависеть от начального и конечного состояния ОПЗ, от механизма генерации неравновесных носителей заряда. Последнее будет в основном определять кинетику релаксации ОПЗ.

При релаксации неравновесного обеднения на поверхности полупроводника происходит заполнение потенциальной «ямы» для неосновных носителей до равновесного значения. Существуют четыре основных механизма генерации неосновных носителей, вызывающих заполнение потенциальной ямы: 1 — генерация через объемные локальные центры в ОПЗ, находящиеся в запрещенной зоне полупроводника; 2 — генерация через поверхностные состояния; 3 — диффузионный ток из квазинейтрального объема; 4 — туннельный генерационный ток. При наличии высокого электрического поля в ОПЗ может происходить лавинное умножение неосновных носителей, причем в качестве «затравочного» тока может выступать любой из этих четырех механизмов. Рассмотрим более подробно механизмы генерации неосновных носителей.

#### *Генерация через объемные локальные центры в запрещенной зоне обедненной области пространственного заряда*

Найдем выражение для генерационного тока  $j_{\text{ген}}$ , обусловленного генерацией неравновесных носителей в области пространственного заряда. Пусть ширина ОПЗ равна  $W$ , темп генерации  $G_n = dn/dt$ . На рис. 11.20 приведена схема наблюдаемых переходов.

Величина плотности тока на краю ОПЗ при  $x = 0$  будет:

$$j_{ген} = q \int_0^W G(x) dx = q \frac{dn}{dt} W, \tag{11.37}$$

если темп генерации  $G$  не зависит от ширины ОПЗ.

Для расчета темпа генерации воспользуемся стандартным подходом для рекомбинации Шокли—Рида. Обозначим в общем случае через  $f_t = f(E_t)$  вероятность заполнения уровня электронами,  $1 - f_t$  — вероятность того, что уровень свободен,  $R_{захв}^n$  — темп захвата электронов на генерационные ловушки:

$$R_{захв}^n = \gamma_n n N_t (1 - f_t), \tag{11.38}$$

где  $\gamma_n$  — коэффициент захвата.

Обозначим  $R_{выброс}^n$  — темп выброса электронов с ловушек  $E_t$ :

$$R_{выброс}^n = \beta_n f_t N_t, \tag{11.39}$$

где  $\beta_n$  — коэффициент выброса.

Разность между темпом захвата и выброса будет определять динамику изменения числа электронов в зоне проводимости:

$$-\frac{dn}{dt} = R_{захв}^n - R_{выброс}^n = \gamma_n n N_t (1 - f_t) - \beta_n f_t N_t. \tag{11.40}$$

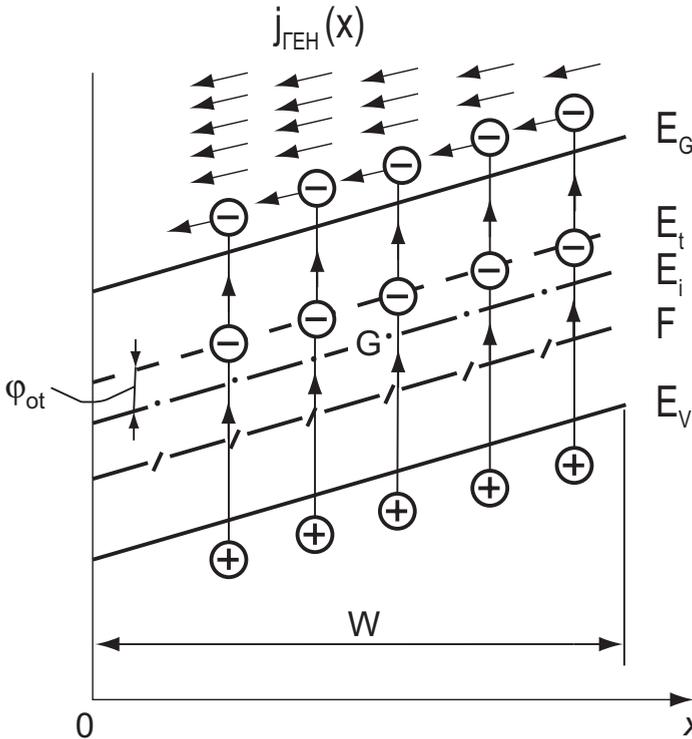


Рис. 11.20. Схема, иллюстрирующая генерацию через объемные уровни в ОПЗ. Дырочный генерационный ток не показан

В состоянии термодинамического равновесия

$$\frac{dn}{dt} = 0; \quad f_i = f_{0i} = \frac{1}{\exp\left(\frac{E_i - E}{kT}\right) + 1}.$$

Поскольку коэффициенты  $\gamma_n, \beta_n$  те же самые, что и в неравновесном случае, получаем:

$$\begin{aligned} \beta_n &= \frac{\gamma_n n N_i (1 - f_{i0})}{f_{i0} N_i} = \gamma_n n \left( \frac{1}{f_{i0}} - 1 \right); \\ \beta_n &= \gamma_n N_C \exp\left(-\frac{E_C - F}{kT}\right) \exp\left(\frac{E_i - F}{kT}\right) = \gamma_n N_C \exp\left(-\frac{E_C - E_i}{kT}\right). \end{aligned} \quad (11.41)$$

Обозначим  $n_i \equiv N_C e^{-\frac{E_C - E_i}{kT}}$  — число равновесных электронов в зоне проводимости, если бы уровень Ферми совпадал с рекомбинационным уровнем  $E_i$ . С учетом выражения (11.41) соотношение (11.40) будет иметь вид:

$$-\frac{dn}{dt} = \gamma_n N_i [n(1 - f_i) - n_i f_i]. \quad (11.42)$$

Уравнение (11.42) определяет скорость изменения электронов  $n$  в  $C$ -зоне, аналогично получим скорость изменения дырок  $p$  в  $V$ -зоне:

$$-\frac{dp}{dt} = \gamma_p N_i [p f_i - p_i (1 - f_i)]. \quad (11.43)$$

В соотношениях (11.42) и (11.43) поменялись местами  $f_i$  и  $1 - f_i$ , т.к. функция заполнения электронов есть  $f_i$ , а функция заполнения дырок —  $1 - f_i$ . Если концентрация рекомбинационных ловушек  $N_i$  не очень велика, то числом электронов на ловушках можно пренебречь. Тогда скорости изменения концентраций  $n$  и  $p$  будут равны:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dp}{dt}. \quad (11.44)$$

Подставляя в формулу (11.44) соотношения (11.42) и (11.43), получаем

$$\gamma_n N_i [n(1 - f_i) - n_i f_i] = \gamma_p N_i [p_i f_i - p_i (1 - f_i)].$$

Раскроем скобки и найдем  $f_i$ :

$$f_i = \frac{\gamma_n n + \gamma_p p_i}{\gamma_n (n + n_i) + \gamma_p (p + p_i)}. \quad (11.45)$$

Подставим выражение (11.45) в (11.42) и, исключив из (11.42)  $f_i$ , имеем:

$$-\frac{dn}{dt} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_i (np - n_i p_i)}{\gamma_n (n + n_i) + \gamma_p (p + p_i)}. \quad (11.46)$$

Рассмотрим применимость соотношения (11.46) для ОПЗ полупроводника, находящегося в неравновесном обеднении:

$$pn = n_i^2 \exp\left(\frac{F_n - F_p}{kT}\right) \ll n_i^2.$$

В этом случае сами значения концентраций  $n, p$  также будут меньше  $n_i$ . Произведение  $n_i p_i = n_i^2$  — произведение равновесных концентраций.

$$n_1 = n_i e^{\beta\phi_{01}}; \quad p_1 = n_i e^{-\beta\phi_{01}},$$

где  $\phi_{01}$  — объемное положение рекомбинационного уровня относительно середины запрещенной зоны. Получаем с учетом этого из уравнения (11.46):

$$\frac{dn}{dt} = \frac{n_i}{\frac{1}{\gamma_n N_t} \left( e^{\beta\phi_{01}} + \frac{\gamma_n}{\gamma_p} e^{-\beta\phi_{01}} \right)} = \frac{n_i}{\tau_{эф}}, \quad (11.47)$$

где

$$\tau_{эф} = \frac{1}{\gamma_n N_t} \left( e^{\beta\phi_{01}} + \frac{\gamma_n}{\gamma_p} e^{-\beta\phi_{01}} \right) = \tau_n \left( e^{\beta\phi_{01}} + \frac{\gamma_n}{\gamma_p} e^{-\beta\phi_{01}} \right).$$

Здесь  $\tau_n = 1/\gamma_n N_t$  — время жизни неравновесных электронов  $n$  при малом уровне возбуждения в полупроводнике  $p$ -типа. Величина  $dn/dt$  — положительная, что свидетельствует о преобладании генерации над рекомбинацией при неравновесном обеднении ОПЗ. Подставляя выражение (11.47) в (11.37), получаем для генерационного тока:

$$j_{ген}^{(ОПЗ)} = \frac{qn_i}{\tau_{эф}} W. \quad (11.48)$$

#### Генерация через поверхностные состояния

Для генерации через поверхностные состояния (ПС) также будет справедливо соотношение (11.46), только под  $n$  и  $p$  в этом случае следует понимать поверхностные концентрации электронов  $n_s$  и дырок  $p_s$ , а под  $N_{ts}$  — концентрацию поверхностных генерационных состояний. Все остальные обозначения остаются прежними. Перепишем соотношение (11.46):

$$-\frac{d\Gamma_n}{dt} = \frac{\gamma_n \gamma_p N_{ts} (n_s p_s - n_1 p_1)}{\gamma_n (n_s + n_1) + \gamma_p (p_s + p_1)}. \quad (11.49)$$

До тех пор, пока на поверхности будет неравновесное обеднение, величины  $n_s, p_s \ll n_1, p_1$ . Поэтому темп генерации через ПС, а следовательно, и генерационный ток будут иметь точно такое же выражение, как и при генерации в объеме. Поскольку число генерационных ПС  $N_{ts}$  определяется на единицу площади, то и в темпе генерации под  $\Gamma_n$  надо понимать число носителей, возникающих на единицу поверхности (эквивалент  $d\Gamma_n/dt$  в объеме  $(dn/dt)W$ ):

$$j_{ген}^{(ПС)} = q \frac{d\Gamma_n}{dt} = \frac{qn_i^2}{1/\gamma_n N_{ts} \left[ (n_s + n_1) + \gamma_n/\gamma_p (p_s + p_1) \right]}. \quad (11.50)$$

Для неравновесной ОПЗ произведение  $p_s n_s$  всегда будет меньше, чем  $n_1 p_1 = n_i^2$ . Однако при наличии инверсионных слоев в знаменателе (11.50) уже нельзя пренебречь концентрациями  $p_s$  и  $n_s$ . Для  $n$ -инверсионного слоя будет доминировать первый член, поэтому

$$j_{ген}^{(ПС)} = \frac{qn_i^2}{1/\gamma_n N_{ts} (n_s + n_1)}. \quad (11.51)$$

Из соотношения (11.51) видно, что как только в инверсионном слое возникнет число свободных электронов  $n_s$ , сравнимое либо большее  $n_1$ , генерационный ток через ПС резко падает. Физически это означает, что при росте  $\phi_s$  начинают идти обратные переходы электронов из  $C$ -зоны на ПС и темп генерации резко падает. Эти процессы показаны на рис. 11.21.

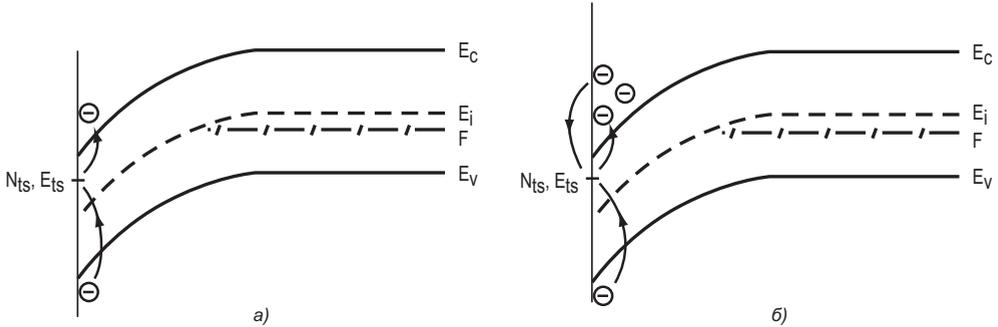


Рис. 11.21. Схема генерации через ПС: а) в области обеднения; б) при наличии инверсионного слоя

Полезно сравнить генерационные токи через ПС в обеднении и через объемные уровни в неравновесной ОПЗ. Из соотношений (11.48) и (11.50) видно, что при прочих равных условиях

$$\frac{j_{ген}^{(ОПЗ)}}{j_{ген}^{(ПС)}} = \frac{N_{iv}W}{N_{ts}}. \quad (11.52)$$

Из уравнения (11.52) следует, что генерационные токи через ПС и обедненную область сравнимы, если число генерационных центров на единицу площади в обоих случаях одинаково.

При конечных размерах МДП-структуры те ПС, которые расположены по периметру металлического затвора, будут находиться в несколько других условиях, чем ПС под затвором. Действительно, на краю ОПЗ у полевого электрода инверсионный канал не образуется, при релаксации всегда есть область ОПЗ, находящаяся в неравновесных условиях, и для нее величина  $n_s \ll n_1$ . Следовательно, генерационный ток через ПС на краю ОПЗ не будет зависеть от поверхностного потенциала  $\psi_s$  и будет оставаться постоянным в процессе релаксации неравновесного обеднения.

### Дрейфовый ток неосновных носителей из квазинейтрального объема

Рассмотрим зонную диаграмму ОПЗ в равновесном состоянии и в состоянии неравновесного обеднения. Для инверсионных изгибов зон в полупроводнике  $p$ -типа в равновесном состоянии в ОПЗ существуют две компоненты потоков для электронов — диффузионная (из ОПЗ) и дрейфовая (в ОПЗ). Если в момент  $t = 0$  на поверхности создано неравновесное обеднение, то в ОПЗ есть только дрейфовая компонента  $j_{др}$ , которая будет «сгребать» электроны из ОПЗ в инверсионный канал. На границе квазинейтраль-

ного объема полупроводника возникнет градиент концентрации, который вызовет диффузионный поток электронов в квазинейтральном объеме полупроводника. Затем неосновные носители попадают в ОПЗ и уносятся электрическим полем к границе раздела полупроводник — диэлектрик. Найдем, чему будет равен этот ток  $i_{др}$ . Скорость диффузии неосновных носителей равна:

$$v_{диф} = \frac{L_n}{\tau_n},$$

где  $L_n$  — диффузионная длина,  $\tau_n$  — время жизни. Тогда ток  $j_{др}$  будет обусловлен электронами, находящимися в цилиндре с площадью  $S = 1$  и длиной  $l = v_{диф}$ . Получаем:

$$j_{др} = \frac{qn_{p0}L_n}{\tau_n} = \frac{qn_{p0}D_n}{L_n}. \tag{11.53}$$

Соотношение (11.53) представляет собой одну из компонент обратного тока  $p$ - $n$ -перехода и при более строгом выводе будет иметь тот же самый вид. На рис. 11.22 показана схема наблюдаемых переходов при учете дрейфового тока неосновных носителей из квазинейтрального объема.

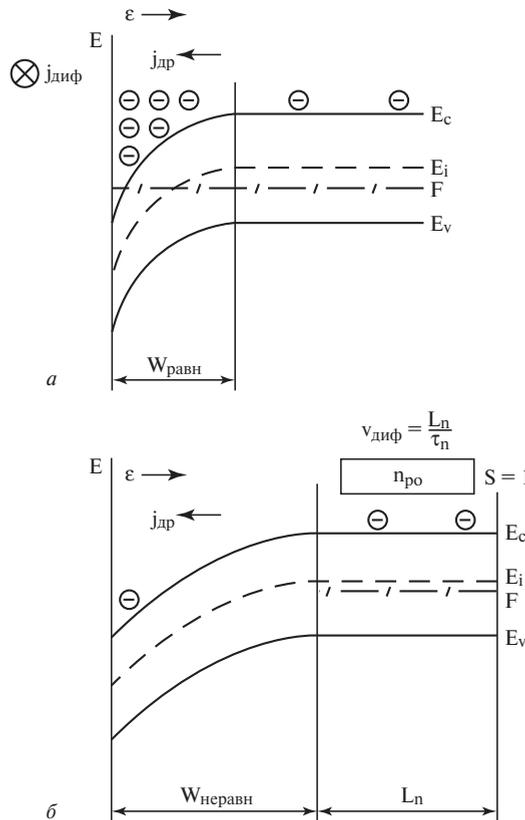


Рис. 11.22. Дрейфовые и диффузионные токи электронов в ОПЗ: а) равновесное состояние; б) неравновесное обеднение

**Туннельный ток**

При высоких величинах напряженности электрического поля  $E$  в ОПЗ возможны туннельные переходы электронов из валентной зоны в зону проводимости. На рис. 11.23 показана схема таких переходов. В первом приближении выражение для туннельного тока в обедненной области эквивалентно выражению для тока туннельной инжекции Фаулера—Нордгейма и имеет вид:

$$J_T = \frac{\sqrt{2m^*} q^2 EV}{4\pi^2 \hbar^2 E_0^{1/2}} \cdot \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m^*} E_g^{3/2}}{3q\hbar E}\right). \quad (11.54)$$

Характерное расстояние для туннельных переходов  $L_T$ , как видно из рис. 11.23, в значительной мере зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника  $E_g$  и величины электрического поля  $E$ . Так, при поле  $E = 10^6$  В/см величина  $L_T$  будет для Si  $L_T = 1100$  Å, для InAs  $L_T = 360$  Å и для InSb  $L_T = 170$  Å.

Как видно из соотношения (11.54) и рис. 11.23, туннельный ток будет больше для узкозонных полупроводников с высоким значением легирующей концентрации.

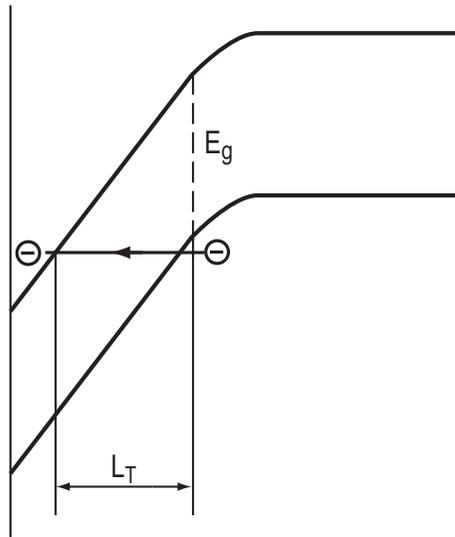


Рис. 11.23. Модель туннельного генерационного тока

**Лавинное умножение в ОПЗ**

При высоких значениях напряженности электрического поля в неравновесной части ОПЗ первичные электроны могут на длине свободного пробега  $\lambda$  набирать энергию  $\Delta E$ , достаточную для дополнительной генерации электронно-дырочной пары, если величина  $\Delta E = qE\lambda \geq E_g$ . Процесс генерации дополнительных носителей за счет этого эффекта получил название лавинного умножения. Эффективность лавинного умножения характеризуется коэффициентом ударной ионизации  $\alpha$ , который равен числу электронно-дырочных пар, генерируемых одним электроном (или дыркой) на единице пути. По физическому смыслу величина  $\alpha^{-1}$  будет равна среднему расстоянию  $\langle \zeta \rangle$ , на котором горячий электрон генерирует одну электронно-дырочную пару. Коэффициент ударной ионизации  $\alpha_{n,p}$  экспоненциально сильно зависит от напряженности электрического поля  $E$ . На рис. 11.24 приведены зависимости  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$  от напряженности поля  $E$  для кремния. Поскольку элек-

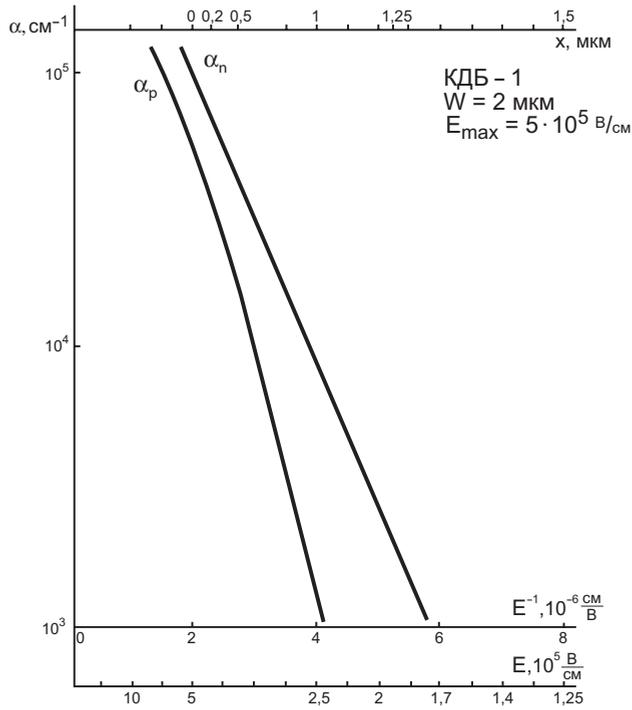


Рис. 11.24. Зависимость коэффициентов ударной ионизации электронов  $\alpha_n$  и дырок  $\alpha_p$  от электрического поля  $E$  в ОПЗ кремния

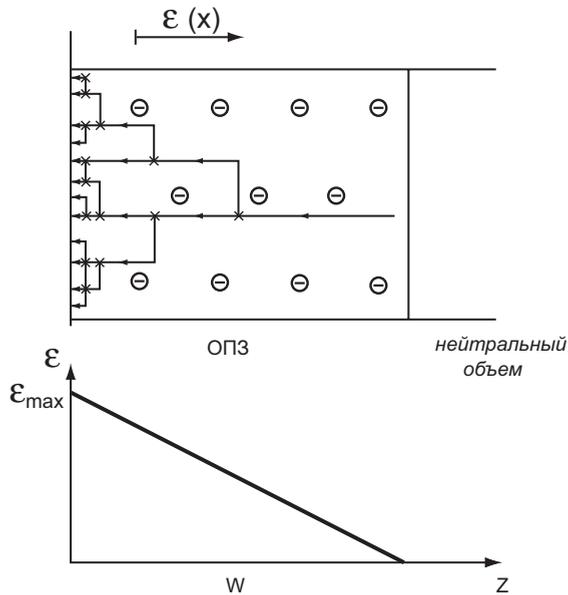


Рис. 11.25. Схема, иллюстрирующая лавинное умножение электронов в ОПЗ (дырки на схеме не показаны)

трическое поле в ОПЗ распределено линейно по обедненной области, то пространственно лавинное умножение будет проходить неоднородно по ширине ОПЗ. На рис. 11.25 схематически показан процесс лавинного умножения, а на рис. 11.24 верхняя ось соответствует координатной зависимости в ОПЗ ( $p$ -Si,  $\rho = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ ) коэффициентов умножения электронов и дырок. Лавинное умножение приведет к тому, что исходный «затравочный» ток  $j_0$  в ОПЗ будет усилен в  $M$  раз, где  $M$  — коэффициент умножения:

$$j_{\text{вых}} = j_0 M. \quad (11.55)$$

Выражение для коэффициента умножения  $M$  определяется коэффициентом ударной ионизации  $\alpha_{n,p}$  и имеет вид:

$$\frac{1}{M_p} = 1 - \int_0^W \alpha_p \exp \left[ - \int_0^x (\alpha_p - \alpha_n) dx' \right] dx. \quad (11.56)$$

### Аномальная генерация в ОПЗ

При исследовании генерационных характеристик области пространственного заряда часто встречаются локальные геометрические участки в ОПЗ размером от единиц до сотен микрон, характеризующиеся повышенным темпом генерации неравновесных носителей. Такие области получили название областей аномальной генерации. Общеизвестно, что аномальная генерация обусловлена структурными, фазовыми или зарядовыми неоднородностями МДП-структур.

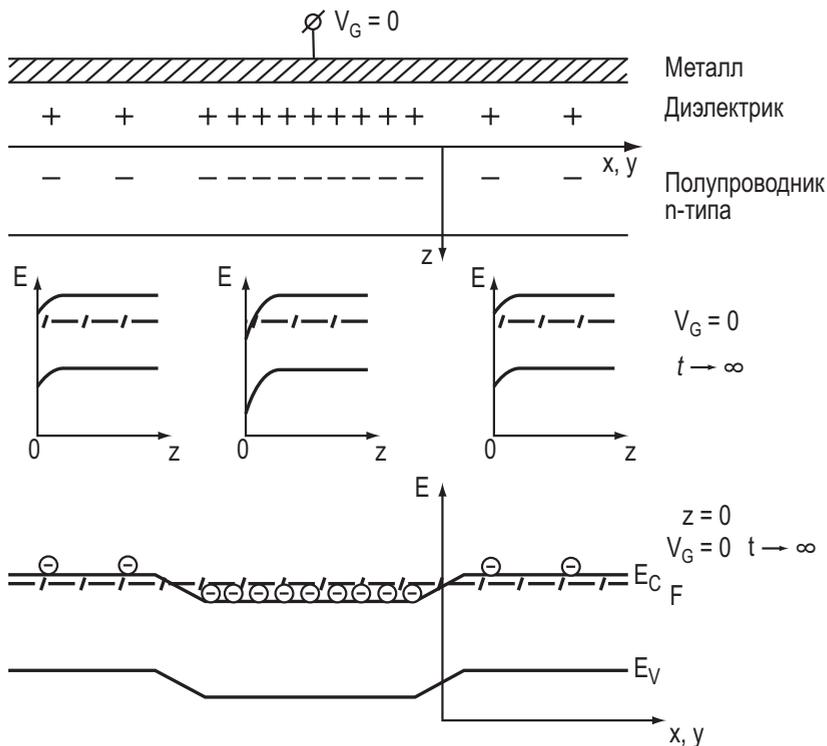


Рис. 11.26. Зонная диаграмма МДП-структуры с неоднородным встроенным в диэлектрик зарядом

Физические механизмы генерации неосновных носителей, проявляющиеся при аномальной генерации, те же, что были рассмотрены в предыдущих разделах. Рассмотрим на примере неоднородности в зарядовом состоянии подзатворного диэлектрика МДП-структур, как может проявиться в МДП-структуре локальный повышенный темп генерации неравновесных носителей.

На рис. 11.26, 11.27, 11.28 приведены схема МДП-структуры с зарядовой неоднородностью и зонные диаграммы состояния ОПЗ на разных участках. Подадим импульс напряжения  $V_G < 0$ , такой, что ОПЗ полупроводника в момент времени  $t = 0$  переходит в неравновесное обеднение, кроме части ОПЗ с повышенной концентрацией встроенного заряда (на рис. 11.27 изображена в центре). В неравновесном состоянии ОПЗ при  $z = 0$  подобна туннельному диоду при обратном смещении. Поэтому в случае реализации резкой границы (малый встроенный заряд — большой встроенный заряд) будет идти туннельный генерационный ток дырок. Схема этого процесса изображена на рис. 11.27. Зонная диаграмма, иллюстрирующая равновесное состояние, приведена на рис. 11.28.

Для реализации туннельного процесса необходима небольшая ширина индуцированного  $p^+ - n^+$ -перехода на поверхности, порядка  $\sim 100 \text{ \AA}$ . Отметим, что при плотности встроенного заряда  $N_{ox} = 10^{12} \text{ см}^{-2}$  среднее расстояние между зарядами  $\langle a \rangle$  составляет

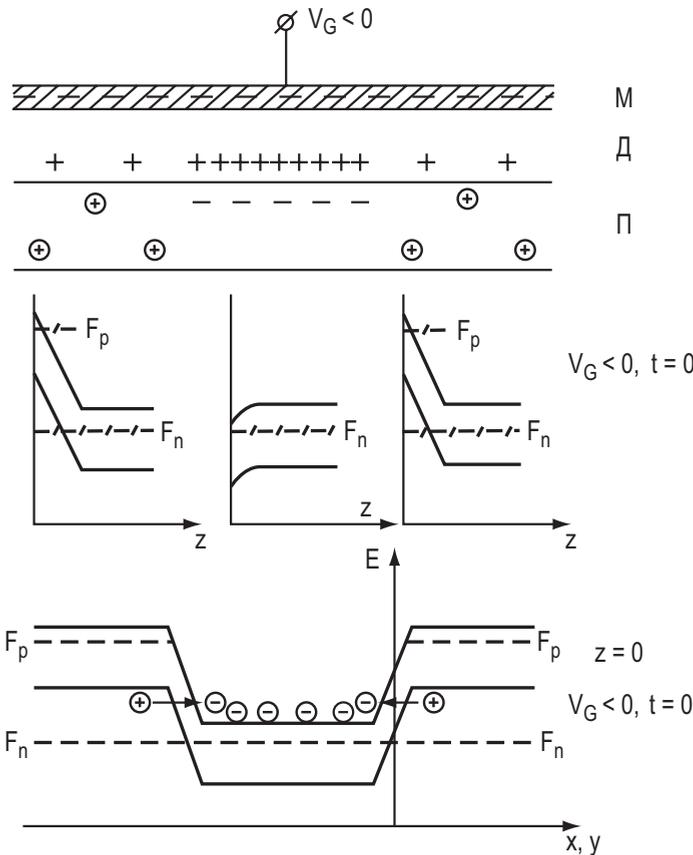


Рис. 11.27. Зонная диаграмма МДП-структуры, иллюстрирующая туннельный генерационный ток при неравновесном обеднении на краю зарядовой неоднородности

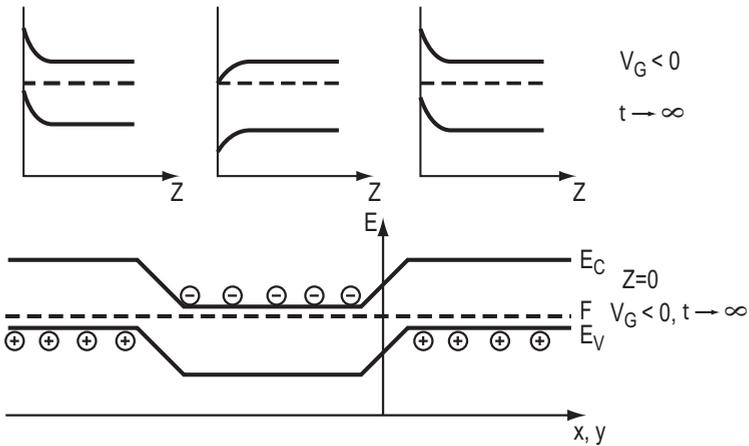


Рис. 11.28. Зонная диаграмма МДП-структуры, иллюстрирующая равновесное состояние после завершения релаксационных процессов

как раз  $\langle a \rangle = 100 \text{ \AA}$ . Следовательно, при неоднородности встроенного заряда больше, чем  $10^{12} \text{ см}^{-2}$ , возможен локальный механизм генерации неосновных носителей типа параллельного поверхностного туннельного диода.

Другой тип аномальной генерации может быть обусловлен повышенной локальной концентрацией в ОПЗ рекомбинационных центров  $N_t$  Шокли—Рида. Третий тип аномальной генерации может быть обусловлен повышенной локальной концентрацией в ОПЗ легирующей примеси  $N_{D,A}$  и реализацией перпендикулярного к поверхности туннельного диода.

### 11.6.2. Время релаксации неравновесного обеднения

Пусть импульсом напряжения на затворе  $V_G$  в момент времени  $t = 0$  МДП-структура из равновесного состояния переведена в состояние неравновесного обеднения. Вследствие генерационных процессов неравновесное состояние будет релаксировать. Под временем релаксации неравновесного обеднения  $\tau_{\text{рел}}$  обычно понимают среднее время, за которое МДП-структура перейдет от неравновесного к равновесному состоянию. Величина времени релаксации  $\tau_{\text{рел}}$  зависит от того, в каком режиме — постоянного заряда на затворе  $Q_B = \text{const}$  или постоянного напряжения на затворе  $V_G = \text{const}$  — происходила релаксация неравновесного обеднения. Время релаксации зависит также от доминирующего механизма генерации неосновных носителей, параметров МДП-структуры и величины тестирующего сигнала.

#### Время релаксации в режиме постоянного заряда на затворе

При условии постоянного заряда на затворе  $Q_G = \text{const}$  постоянным будет и заряд в ОПЗ ( $Q_G = Q_{\text{sc}} = \text{const}$ ). Поскольку релаксация ОПЗ происходит при условии постоянства заряда в ОПЗ ( $Q_{\text{sc}} = \text{const}$ ), то  $Q_p + Q_B = \text{const}$  и увеличение заряда свободных электронов сопровождается уменьшением ширины неравновесной ОПЗ  $W$ . Для объемной генерации и рекомбинации Шокли—Рида генерационный ток:

$$j_{\text{ген}} = \frac{qn_1}{\tau_0} W(t), \tag{11.57}$$

заряд свободных дырок  $Q_p$ :



$$Q_p = \int_0^t j_{ген}(t) dt = \frac{qn_i}{\tau_0} \int_0^t W(t) dt. \quad (11.58)$$

Величина заряда ионизированных доноров  $Q_B$  равна  $Q_B = qN_D W(t)$ .  
Поскольку

$$\frac{\partial Q_p}{\partial t} = \frac{\partial Q_B}{\partial t},$$

получаем:

$$qn_i \frac{W(t)}{\tau_0} = qN_D \frac{dW(t)}{dt}.$$

Отсюда, разделяя переменные и интегрируя, получаем:

$$W(t) = W(0) \exp\left(-\frac{n_i}{N_D} \frac{t}{\tau_0}\right), \quad (11.59)$$

где  $W(0)$  — ширина неравновесного участка ОПЗ в момент времени  $t = 0$ .

Таким образом, время релаксации ОПЗ при объемном механизме генерации будет равно

$$\tau_{рел} = \tau_0 \frac{N_D}{n_i}. \quad (11.60)$$

Время релаксации  $\tau_{рел}$  определяется вероятностью захвата электронов  $\gamma_n$  и дырок  $\gamma_p$ , числом генерационных центров  $N_t$ , их энергетическим положением  $\varphi_{0t}$  относительно уравнения Ферми, температурой  $T$ , собственной концентрацией  $n_i$  и концентрацией примеси в подложке  $N_D$ . Значение  $\tau_0$  в (11.60) будет

$$\tau_0 = \tau_n \left( e^{\beta\varphi_{0t}} + \frac{\gamma_n}{\gamma_p} e^{-\beta\varphi_{0t}} \right), \quad (11.61)$$

где  $\tau_n$  — время жизни неравновесных электронов.

Из соотношений (11.60) и (11.61) следует, что определяемое время релаксации  $\tau_{рел}$  сложным образом связано с временем жизни неравновесных носителей  $\tau_n$ , а рассчитанная из уравнения (11.60) величина  $\tau_0$ , как правило, будет больше, чем время жизни  $\tau_n$ .

В уравнении (11.59) величина времени релаксации  $\tau_{рел}$  определяется значением (11.60) как время, за которое ширина ОПЗ уменьшилась в  $e$  раз по сравнению с шириной ОПЗ в момент времени  $t = 0$ . Отметим, что  $\tau_{рел}$  в режиме  $Q_G = \text{const}$  не зависит от величины начального внешнего напряжения  $V_G$  и величины импульса напряжения  $\Delta V_G$ , переводящего МДП-структуру в неравновесное обеднение.

#### **Время релаксации в режиме постоянного напряжения на затворе**

Представляет определенный интерес сравнить кинетику релаксации ОПЗ в режиме постоянного заряда  $Q_G = \text{const}$  с кинетикой релаксации в режиме постоянного напряжения  $V_G = \text{const}$ . В случае  $V_G = \text{const}$  из уравнения электронейтральности следует, что

$$C_{ox} \frac{dy_s}{dt} - \frac{\partial Q_p}{\partial t} + \frac{\partial Q_B}{\partial t} = 0. \quad (11.62)$$

Воспользуемся следующим соотношением:

$$W(t) = \left[ \frac{2\varepsilon_s \varepsilon_0 (\psi_s^{(n)} - \psi_s^{(p)})}{qN_D} \right]^{1/2}. \quad (11.63)$$

Поскольку

$$\frac{dW}{dt} = \left[ \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{2qN_D (\psi_s^{(n)} - \psi_s^{(p)})} \right]^{1/2} \frac{d\psi_s^{(n)}}{dt} \equiv C_B \frac{d\psi_s^{(n)}}{dt}, \quad (11.64)$$

где  $C_B$  — емкость обедненной области.  
Следовательно,

$$\frac{d\psi_s^{(n)}}{dt} = \frac{1}{C_B} \cdot \frac{dW}{dt}. \quad (11.65)$$

Подставляя (11.65) в (11.66) и проведя перестановки, получаем:

$$qn_i \frac{W(t)}{\tau_0} = \left( 1 + \frac{C_{ox}}{C_B} \right) \frac{dW(t)}{dt}. \quad (11.66)$$

Решение уравнения (11.66), так же как и (11.58), дает экспоненциальную зависимость ширины ОПЗ  $W(t)$  от времени  $t$ :

$$W(t) = W(0)e^{-t/\tau_{rel}}; \quad \tau_{rel} = \tau_0 \frac{N_D}{n_i} \left( 1 + \frac{C_{ox}}{C_B} \right). \quad (11.67)$$

Отметим, что величина емкости обедненного слоя  $C_B$  в соотношении (11.66) — усредненная величина согласно уравнению (11.64).

Сравнение времени релаксации  $\tau_{rel}$  в режиме постоянного заряда и постоянного напряжения дает:

$$\begin{aligned} \tau_{rel}(V_G = const) &> \tau_{rel}(Q_G = const); \\ \frac{\tau_{rel}(V_G = const)}{\tau_{rel}(Q_G = const)} &= 1 + \frac{C_{ox}}{C_B} > 1. \end{aligned} \quad (11.68)$$

Физически этот факт обусловлен тем, что в режиме  $V_G = const$  необходимо нагенерировать в ОПЗ большее число неосновных носителей для инверсионного слоя, чем в режиме  $Q_G = const$ .

### 11.6.3. Дискретные МДП-фотоприемники

Рассмотрим работу фотоприемника на основе МДП-структуры МДП ФПУ в режиме прибора с зарядовой инжекцией. На рис. 11.29 показана зонная диаграмма, иллюстрирующая его работу. После подачи импульса напряжения  $V_G < 0$  за момент времени, равный максвелловскому времени релаксации  $\tau_M$ , реализуется состояние неравновесного обеднения. Состояние неравновесного обеднения хранится время  $t$ , равное времени релаксации неравновесной емкости  $\tau_p$ . Если за это время в неравновесную ОПЗ попадет квант света в полосе собственного поглощения  $h\nu > E_g$ , то в ОПЗ произойдет генерация электронно-дырочных пар. Неосновные фотогенерированные носители будут заполнять неравновесную яму у поверхности. Поскольку наблюдается изменение заряда  $\partial Q_p / \partial t$  в инверсионном слое, то через диэлектрик потечет довольно большой ток смешения  $J_{cm}$ , который будет зарегистрирован во внешней цепи. Возможен и другой принцип

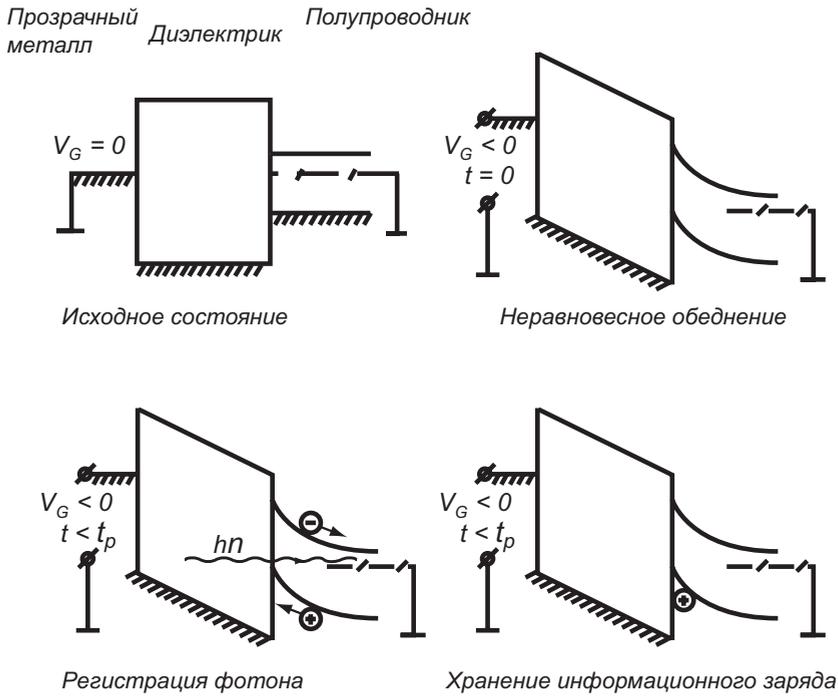


Рис. 11.29. Зонная диаграмма, иллюстрирующая работу МДП-структуры в качестве фотоприемного устройства

регистрации фотонов — считывание информационного заряда, как в приборах с зарядовой связью.

Через время  $t$ , равное времени релаксации неравновесной емкости  $\tau_p$ , вследствие термогенерации яма для неосновных носителей заполнится. МДП-структура придет в равновесное состояние и утратит способность регистрировать кванты света. Поэтому необходимо привести МДП-структуру сначала в исходное состояние, а затем снова в состояние неравновесного обеднения. Следовательно, МДП ФПУ будет находиться в рабочем состоянии, если тактовая частота импульсов напряжения  $V_G$  будет больше, чем обратное время релаксации неравновесной емкости МДП-структуры.

**Неравновесное обеднение**

Рассмотрим МДП-структуру, находящуюся в равновесных условиях при некотором значении напряжения на затворе  $V_{G0}$ . Подадим на затвор дополнительно импульс напряжения  $V_n (V_G = V_n + V_{G0})$ , выводящий систему из термодинамического равновесия. Часть напряжения  $V_G$  упадет на диэлектрике ( $V_{ox}$ ), часть на области пространственного заряда (ОПЗ) МДП-структуры ( $V_{опз} = \psi_s$ ) (рис. 11.30).

МДП-структура в момент времени  $t = 0$  перейдет в неравновесное состояние и будет характеризоваться значениями поверхностного потенциала  $\psi_s$ , ширины  $W$ , заряда  $Q_{sc}$ , емкости  $C_{sc}$  ОПЗ, отличными от равновесных значений. При этом емкость всей МДП-структуры  $C_{мдп}$  меньше  $C_{мин}$ , определяемой из равновесной высокочастотной вольт-фарадной характеристики (ВВФХ), и будет расти во времени (рис. 11.31).

Вследствие генерационно-рекомбинационных процессов, по мере формирования инверсионного канала и перераспределения напряжения между диэлектриком и полу-

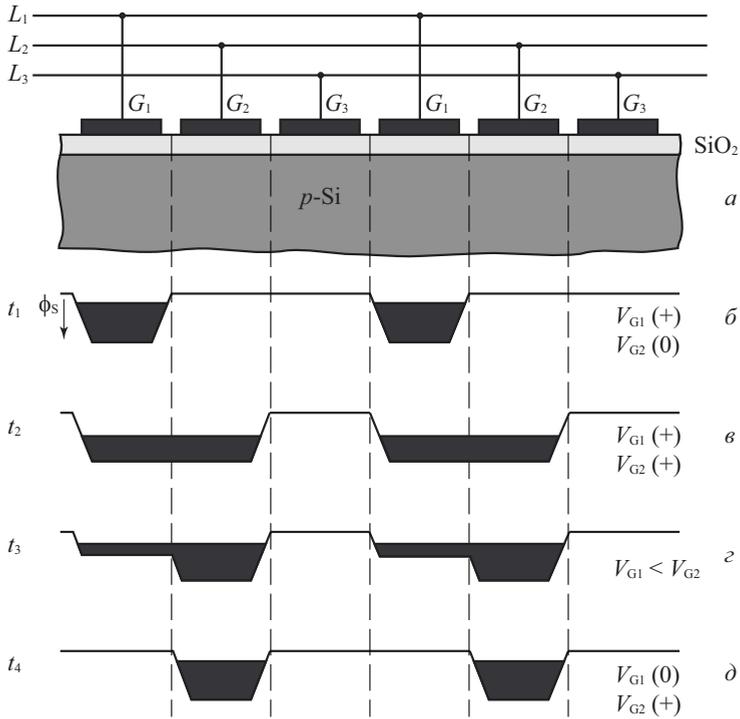


Рис. 11.30. Зонная диаграмма МДП-структуры при неравновесном обеднении

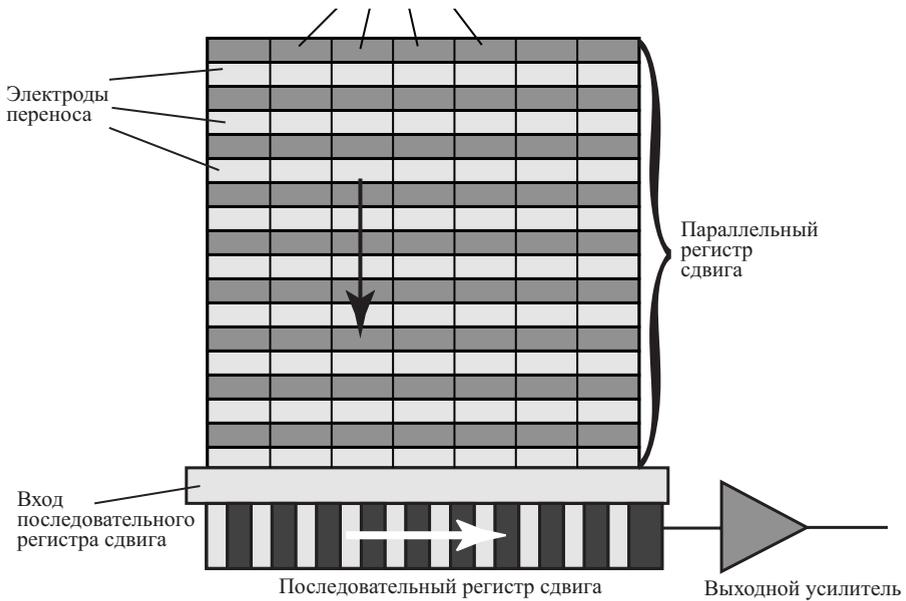


Рис. 11.31. Равновесная (1) и неравновесная (2) ВВФХ

проводником, МДП-структура будет переходить от неравновесного к равновесному состоянию. При этом время релаксации неравновесного обеднения  $\tau_{\text{рел}}$  также будет зависеть от начального и конечного состояния ОПЗ (обеднение или инверсия).

При релаксации неравновесного обеднения на поверхности полупроводника происходит заполнение потенциальной ямы неосновными носителями заряда до равновесного значения. Выражение для генерационного тока будет:

$$J_{\text{ген}}(t) = \frac{qn_i}{\tau_g} W(t) + \frac{qn_i^2 \gamma_n N_{\text{is}} P}{n_1 A} W(t) + \frac{qn_i^2 \gamma_n N_{\text{is}}}{n_s + n_1} + \frac{qn_i^2 \gamma_n N_{\text{is}}}{n_s + n_1} + \frac{qn_{p0} D_n}{L_n} - \frac{q\Gamma_n D_n P}{L_n A}, \quad (11.69)$$

где  $n_i$  — концентрация носителей заряда в собственном полупроводнике;  $n_s, \Gamma_s$  — поверхностная концентрация и избыток неосновных носителей заряда;  $P/A$  — отношение периметра к площади МДП структуры;  $n_{p0}, D_n, L_n$  — концентрация, коэффициент диффузии, диффузионная длина неосновных носителей;  $\gamma_n$  — вероятность захвата;  $N_{\text{is}}$  — плотность ПС;  $\Gamma_n$  — избыток неосновных носителей в инверсионном слое на поверхности вне затвора;  $\tau_g$  — время жизни неосновных носителей;  $W$  — ширина ОПЗ.

Здесь первое слагаемое соответствует генерации Шокли—Рида (через объемные локальные центры в ОПЗ, находящиеся в запрещенной зоне полупроводника). Второе — генерации через ПС периферии затвора, третье — генерации через ПС под электродом затвора, четвертое — подтеканию носителей из ОПЗ вне затвора, пятое — планарному диффузионному подтеканию из ОПЗ вне затвора.

#### 11.6.4. Матрицы фотоприемников с зарядовой связью (ФПЗС)

Новым типом полевых полупроводниковых приборов, работающих в динамическом режиме, являются приборы с зарядовой связью (ПЗС). На рис. 11.32 приведена схема, поясняющая устройство и основные физические принципы работы ПЗС. Приборы с зарядовой связью представляют собой линейку или матрицу последовательно расположенных МДП-структур. Величина зазора между соседними МДП-структурами невелика и составляет 1—2 мкм. ПЗС-элементы служат для преобразования оптического излучения в электрические сигналы и передачи информации от одного элемента электронной схемы к другому. На рис. 11.32 показан принцип работы трехтактного прибора с зарядовой связью [7, 28]. Рассмотрим принцип работы ПЗС. При подаче обедняющего импульса напряжения  $V_{G1}$  на затвор 1-го элемента в ОПЗ полупроводника образуется неравновесный слой обеднения. Для электронов в полупроводнике  $p$ -типа это соответствует формированию под затвором 1-го элемента потенциальной ямы. Известно, что неравновесное состояние сохраняется в период времени  $t$  порядка времени генерационно-рекомбинационных процессов  $\tau_{\text{ген}}$ . Поэтому все остальные процессы в ПЗС-элементах должны проходить за времена меньше  $\tau_{\text{ген}}$ .

Пусть в момент времени  $t_1 \gg \tau_{\text{ген}}$  в ОПЗ под затвор первого элемента инжектирован каким-либо образом информационный заряд электронов (рис. 11.32, б). Теперь в момент времени  $t_2 > t_1$ , но  $t_2 \ll \tau_{\text{ген}}$  на затвор второго ПЗС-элемента подадим напряжение такое же, как и напряжение на первом электроде (рис. 11.32, в). В этом случае информационный заряд перераспределится между двумя этими электродами. Затем напряжение на втором электроде увеличим, а на первом уменьшим,  $V_{G2} > V_{G1}$ , что способствует формированию более глубокой потенциальной ямы для электронов под затвором второго элемента. Вследствие диффузии и дрейфа возникнет поток электронов из ОПЗ под первым элементом в ОПЗ под вторым элементом, как показано на рис. 11.32, в. Когда весь информационный заряд перетечет в ОПЗ второго ПЗС-элемента, напряжение на затворе  $V_{G1}$  снима-

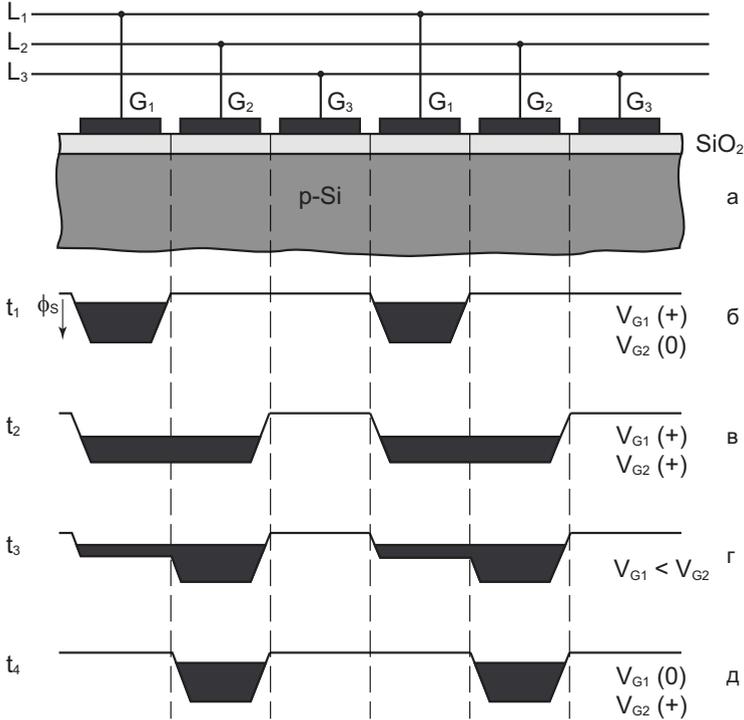


Рис. 11.32. Устройство и принцип работы приборов с зарядовой связью

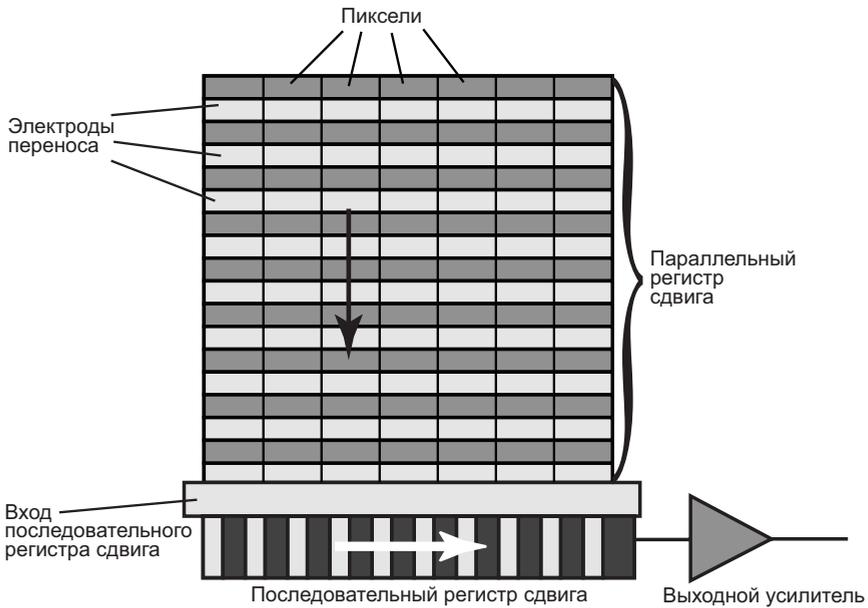


Рис. 11.33. ПЗС -матрица с регистрами сдвига, обеспечивающими считывание информационного заряда с индивидуальных элементов — пикселей

ется, а на затворе  $V_{G2}$  уменьшается до значения, равного  $V_{G1}$  (см. рис. 11.32, д). Произошла передача информационного заряда. Затем цикл повторяется, и заряд передается дальше в ОПЗ третьего ПЗС-элемента.

Для того чтобы приборы с зарядовой связью эффективно функционировали, необходимо, чтобы время передачи  $t_{\text{пер}}$  от одного элемента к другому было много меньше времени генерационно-рекомбинационных процессов ( $t_{\text{пер}} \ll \tau_{\text{ген}}$ ). Не должно быть потерь информационного заряда в ОПЗ вследствие захвата на поверхностные состояния, в связи с чем требуются МДП-структуры с низкой плотностью поверхностных состояний ( $N_{\text{ss}} \approx 10^{10} \text{ см}^{-2} \cdot \text{эВ}^{-1}$ ) [10, 37].

Приборы с зарядовой связью реализуются в виде матриц размерностью, кратной  $2^n$ . Типичный размер для матрицы емкостью 5 мегапикселей составляет  $2048 \times 2048$  элементов.

### **Формат матрицы**

Размер матрицы описывается параметром, называемым «формат». Формат — это размер диагонали матрицы, приблизительно равный диаметру мишени соответствующего видикона. Он измеряется в дюймах и принимает значения: 1", 2/3", 1/2", 1/3", 1/4". Матрицы большого формата 1", 2/3" практически перестали выпускаться, так как камеры на их основе получаются громоздкими и дорогими. Последние модели ПЗС-матриц фирмы Sony имеют формат 1/4". На основе таких матриц некоторые фирмы выпускают сверхминиатюрные камеры.

Совершенствование технологий позволяет производить уменьшение формата без ухудшения качества передаваемого изображения. Каждая новая матрица при меньшем формате имеет разрешение не хуже, чем предшественница.

Размер матрицы важен при определении необходимого угла обзора камеры. С одинаковыми объективами камера на основе матрицы 1/2" имеет больший угол зрения, чем камера с матрицей 1/3".

Основное применение матрицы элементов с зарядовой связью нашли в цифровых видеокамерах и фотоаппаратах. Удешевление телевизионных камер на основе ПЗС, уменьшение их габаритов и веса, низкое энергопотребление, простота и надежность в эксплуатации позволили применять их не только в профессиональных студиях, в научных исследованиях, в дорогостоящих системах военного назначения. В настоящее время телекамеры на основе ПЗС-матриц можно встретить в самых разных областях производства, сфере услуг, сервиса, в системах охраны. Появление миниатюрных телекамер с применением ПЗС-матриц с размерами пикселя в несколько микрон позволило применять ПЗС-телекамеры в микрохирургии, микробиологии, микровидеооптике, серийное производство ПЗС-матриц осуществляется компаниями Texas Instruments, Ford Aerospace, Sony, Panasonic, Samsung, Hitachi, Kodak.

Среди российских производителей — научно-производственное предприятие «Электрон — Оптроник» и НПП «Силар» из Санкт-Петербурга, которое является единственным в России производителем ПЗС-матриц, применяемых в научных и коммерческих целях.

В качестве примера российской продукции приведем матрицу ПЗС марки ISD-077, в которой число элементов составляет 1040 при размере ячейки  $16 \times 16 \text{ мкм}$  с общей площадью фоточувствительной поверхности  $16,6 \text{ мм}^2$ , частотой считывания 10 МГц и эффективностью переноса заряда 0,99999. На ее базе разработана малокадровая цифровая 14-разрядная ПЗС-камера S2C/077, укомплектованная охлаждаемым ПЗС типа ISD-077APF с волоконно-оптическим входным окном. ПЗС-камера предназначена для регистрации изображений в ультрафиолетовом и видимом спектральных диапазонах при низких уровнях освещенности в астрономии, медицине и др.

## Примеры применения

### *Универсальный фотоприемный модуль УФПМ-100*

УФПМ-100 — серия компактных корпусных модулей регистрации оптической информации многоэлементным линейным фотоприемником с последующим ее вводом в ЭВМ. Модули подключаются к компьютеру через стандартный LPT-порт и поддерживают SPP- и EPP-протоколы обмена данных. Благодаря использованию современной элементной базы модули могут быть быстро адаптированы под использование практически любого фотоприемника — как на основе ПЗС, так и фотодиодных, пиро- и прочих структур.

УФПМ-100 могут найти применение в составе приборов и систем, используемых для решения широкого круга задач, таких как спектральный анализ, системы технического зрения и пр.

Конструктивно модули представляют собой компактный блок, на котором расположены разъемы и выключатель питания.

УФПМ-100 поставляется с техническим описанием и текстом драйвера для связи с ЭВМ. По заявкам потребителей модули комплектуются пакетом программного обеспечения, позволяющим работать с устройствами в операционных системах MS-DOS и Windows 95/98. Программы имеют удобный пользовательский интерфейс, позволяют осуществлять анализ данных в режиме реального времени, изменять режим запуска (синхронно с внешними запускающими сигналами либо асинхронно с командами управляющей программы), обеспечивают управление параметрами измерений (временем интегрирования, режимами накопления и отображением результатов).

Питание модулей может осуществляться как от блока питания ЭВМ, так и от автономного устройства. В комплект поставки могут быть включены фланцы для сопряжения со стандартными оптическими устройствами.

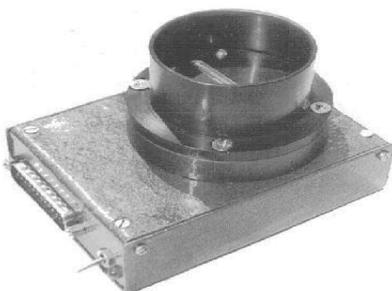


Рис. 11.34. УФПМ-100

### *Универсальный фотоприемный модуль УФПМ-48*

УФПМ-48 — серия компактных бескорпусных модулей, предназначенных для регистрации оптической информации многоэлементным фотодиодным приемником и ввода этой информации в цифровой виде в ЭВМ через шину PC-104. Модули ориентированы на работу в условиях жестких технологических производств в режиме реального времени, изготавливаются при полном соблюдении всех требований стандарта PC-104 и имеют расширенный температурный диапазон.

Технические характеристики фотоприемного модуля УФПМ-100 модификации 1А (на основе ФПЗС-фотоприемника ILX526 Sony)	
Спектральный диапазон	350—1100 нм
Динамический диапазон	> 1000
Диапазон установки времени интегрирования	2 мс — 1 мин
Максимальная частота пересылки массивов данных в ЭВМ	50 Гц
Число элементов	3076
Размер элемента	7 × 200 мкм
Число разрядов используемого АЦП	12
Габаритные изменения, мм	75 × 95 × 25
Масса без фланца	300 г
Питание	+/- 5V, 300 мА + 12V, 150 мА - 12V, 50 мА

Модули комплектуются техническим описанием. Возможна поставка пакетов программного обеспечения, позволяющих работать с устройствами в операционных системах MS DOS, Windows 95/98 и QNX. Программы пакетов имеют удобный пользовательский интерфейс, позволяют осуществлять анализ данных в режиме реального времени, изменять режим работы, обеспечивают управление параметрами измерений (временем интегрирования, режимами накопления и отображением результатов). По специальному требованию модули УФПМ-48 могут быть адаптированы под использование другого типа фотоприемника — на основе ПЗС, фотодиодных, пиро- и прочих структур.

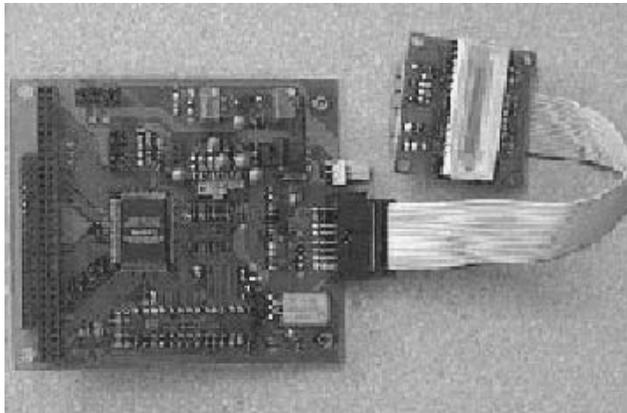


Рис. 11.35. УФПМ-48

### Модификации модулей

Марка	Фотоприемный элемент	Интерфейс с ЭВМ
УФПМ-48-2Б	ФУК1-Л2	РС-104 ISA
УФПМ-48-4Б	ФУК1-Л4	РС-104 ISA

#### Технические характеристики УФПМ-48

Спектральный диапазон	250—1100 нм
Динамический диапазон	> 4000
Диапазон установки времени интегрирования	2мс — 1мин
Максимальная частота измерения	500 Гц
Число элементов в линейке	1024
Размер элемента фотоприемника для ФУК1-Л2 для ФУК1-Л4	25 × 150 мкм 25 × 1000 мкм
Число разрядов используемого АЦП	12
Масса	200 г
Питание	+/- 5V, 300 мА + 12V, 150 мА - 12V, 50 мА

#### Оптико-электронные камеры видимого диапазона

Оптико-электронные камеры, разрабатываемые НПП «ОПТЭКС», для дистанционно-го зондирования Земли, как правило, предназначены для съемки поверхности Земли в режиме «push broom». При этом сканирование поверхности осуществляется за счет движения космического аппарата по орбите. Для систем с разрешением от 5 м и вплоть до 1—4 км обычно используются линейки ПЗС длиной от 2 до 8 тысяч элементов. Камеры для более высокого разрешения строятся на основе матриц ПЗС, работающих в режиме временной задержки и накопления. Оптико-электронная камера, как правило, включает в себя объектив, светозащитное устройство с блендой и крышкой, спектроделительное устройство или светофильтры, один или несколько фотоприемников ПЗС с электроникой управления, усиления, аналого-цифрового преобразования видеосигнала и передачи его в информационные каналы. Обеспечивается управление оптимальной работой камер в широком диапазоне условий освещенности, высот орбиты.

#### Мультиспектральная оптико-электронная камера КОЭ-03

Оптико-электронная камера КОЭ-03 конструктивно выполнена в виде герметичного моноблока. Внутри герметичного объема находятся: ФПЗС, электронные ячейки управления ФПЗС и обработки видеосигнала, источники вторичного питания, а также объектив. Конструкция, структура и облик камеры в значительной мере определены типом использованной ФПЗС-1200ЦЛ4 (ГУП НПП «Пульсар»), которая совмещает в едином кристалле 4 линейки ПЗС. Использованное конструктивное решение позволило применить относительно простую оптическую систему: объектив с фокусным расстоянием 200 мм и относительным отверстием 1 : 3,5. Габаритные размеры камеры 500 × 250 × 200 мм, включая бленду. ФПЗС-1200ЦЛ4 содержит 4 параллельных линейки

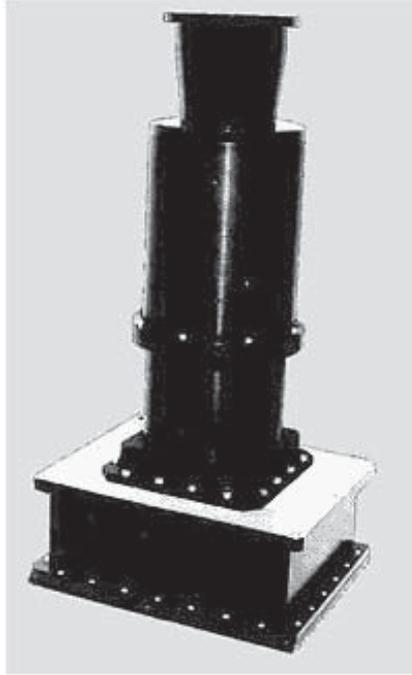


Рис. 11.36. Мультиспектральная оптико-электронная камера КОЭ-03

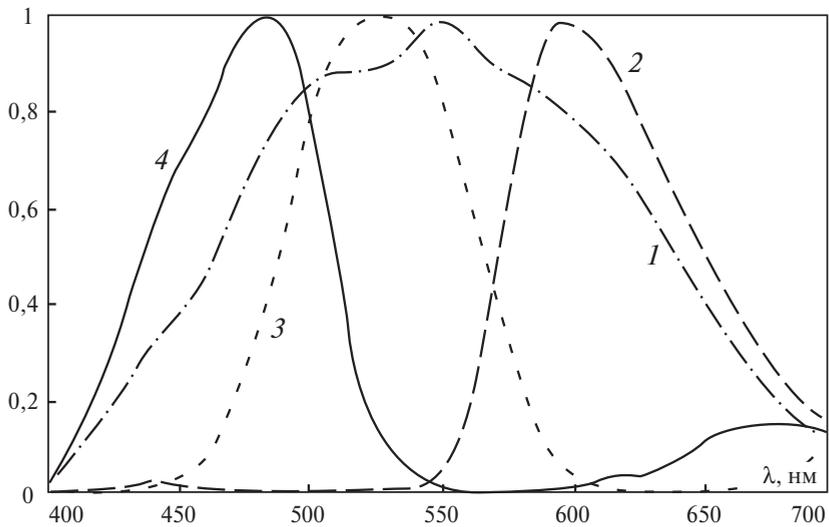


Рис. 11.37. Относительная спектральная чувствительность каналов оптико-электронной камеры КОЭ-03: 1 — панхроматический канал; 2 — красный канал; 3 — зеленый канал; 4 — синий канал

по 2048 фотодиодов размером  $15 \times 15$  мкм, расположенные с шагом 0,57 мм. В состав микросхемы входят светофильтры. Возможно применение светофильтров различного типа: интерференционных или на основе органических красителей. Окончательная спектральная чувствительность КОЭ-03 определяется как светофильтрами, так и спектральной характеристикой ФПЗС, а также входного окна и объектива.

Поле зрения	$4 \times 2048$ пикселей; $8,8^\circ$
Объектив	$F = 200$ мм (1 : 3,5)
Спектральные диапазоны	0,43—0,70 мкм
	0,56—0,70 мкм
	0,48—0,50 мкм
	0,43—0,52 мкм
Полоса захвата (H = 1000 км)	150 км
Разрешение (H = 1000 км)	75 м
Масса	9,6 кг
Мощность	25 Вт
Диапазон температур	$-10^\circ\text{C}$ до $+40^\circ\text{C}$
Срок службы	5 лет

**Камера для астрономических наблюдений**

Оптико-электронная камера на ПЗС форматом  $800 \times 800$  пикселей размером  $15 \times 15$  мкм содержит в своем составе светосильный объектив с фокусным расстоянием 160 мм. Поле зрения камеры равно нескольким угловым градусам; по принятой в астрономии классификации она близка к астрографам — приборам, предназначенным для съемки больших участков звездного неба с невысоким угловым разрешением.

Поле зрения  $4,3 \times 4,3^\circ$ . Предельная обнаружительная способность  $10 m_v$ .

В настоящее время находится в разработке вариант камеры с улучшенными характеристиками.

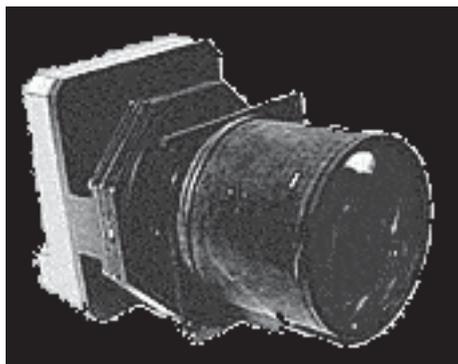


Рис. 5.38. Внешний вид камеры для астрономических наблюдений

## Контрольные вопросы

- 11.1. Что такое удельная обнаружительная способность фотоприемника?
- 11.2. В каких типах фотоприемников при регистрации оптического излучения используются основные носители?
- 11.3. В чем различие конструкций и характеристик фотодиодов с  $p$ - $n$ -переходом, с  $p$ - $i$ - $n$ -структурой, с лавинным умножением?
- 11.4. Как можно реализовать внутреннее усиление в фотоприемниках?
- 11.5. В чем заключается принцип работы динамических фотоприемников на основе МДП-структур?
- 11.6. Как регистрируется и передается информация в матрицах ФПЗС?

## Задачи

- 11.1. Идеальный фотодиод (т.е. с квантовым выходом, равным 1) освещается излучением мощностью  $P = 10$  мВт при длине волны  $0,8$  мкм. Рассчитать ток и напряжение на выходе прибора, когда детектор используется в режиме фототока и фото-ЭДС соответственно. Ток утечки при обратном смещении  $I_0 = 10$  нА, рабочая температура  $T = 300$  К.
- 11.2. Фотодиод на основе  $p$ - $n$ -перехода имеет квантовый выход  $50\%$  на длине волны  $0,9$  мкм. Рассчитать чувствительность  $R$ , поглощенную оптическую мощность  $P$  ( $I_p = 1$  мкА) и число фотонов, поглощенных в секунду на этой длине волны  $r_p$ .
- 11.3. Лавинный фотодиод с коэффициентом умножения  $M = 20$  работает на длине волны  $\lambda = 1,5$  мкм. Рассчитать квантовый выход и выходной фототок прибора, если его чувствительность  $R$  на этой длине волны равна  $0,6$  А/Вт при потоке  $10^{10}$  фотонов/с.
- 11.4. Кремниевый лавинный фотодиод имеет коэффициент умножения  $M = 20$  на длине волны  $0,82$  мкм, при этом квантовый выход  $50\%$  и темновой ток  $1$  нА. Определить число падающих фотонов  $r_p$  на этой длине волны в секунду, обеспечивающее выходной ток прибора (после умножения), больший уровня темнового тока.

# Глава 12

## Солнечные батареи

### 12.1. Характеристики солнечного излучения

Солнце представляет собой газообразный плазменный шар, радиусом  $6,96 \cdot 10^6$  километров, что в 100 раз больше радиуса Земли. Масса Солнца равна  $2 \times 10^{30}$  кг, что составляет 99,87% всей массы Солнечной системы. Солнечное вещество состоит на 68% из водорода, на 30% из гелия, оставшиеся 2% приходятся на все остальные элементы таблицы Менделеева. Под действием гравитации происходит сильное сжатие солнечного вещества и резкий перепад давления вследствие высокой температуры внутренних слоев, которая достигает  $6,7 \cdot 10^7$  К. [110]. Столь высокая температура обусловлена ядерной реакцией синтеза гелия из водорода.

Ежесекундно в результате этой ядерной реакции  $6 \cdot 10^{11}$  кг атомов водорода превращается в атомы гелия. При этом дефект масс  $\Delta M$  составляет  $\Delta M = 4 \cdot 10^3$  кг, что соответствует энерговыделению  $E = 4 \cdot 10^{20}$  Дж. Топлива у Солнца для термоядерной реакции хватит на  $10^{10}$  лет.

В глубинных внутренних слоях Солнца энерговыделение приходится на рентгеновский диапазон электромагнитного спектра. По мере передачи энергии от внутреннего к внешним слоям в результате конвекции солнечного вещества, каскадов поглощения и излучения спектр излучения приповерхностных слоев в основном уже находится в диапазоне видимого и инфракрасного излучения в интервале длин волн (0,15 – 50) мкм.

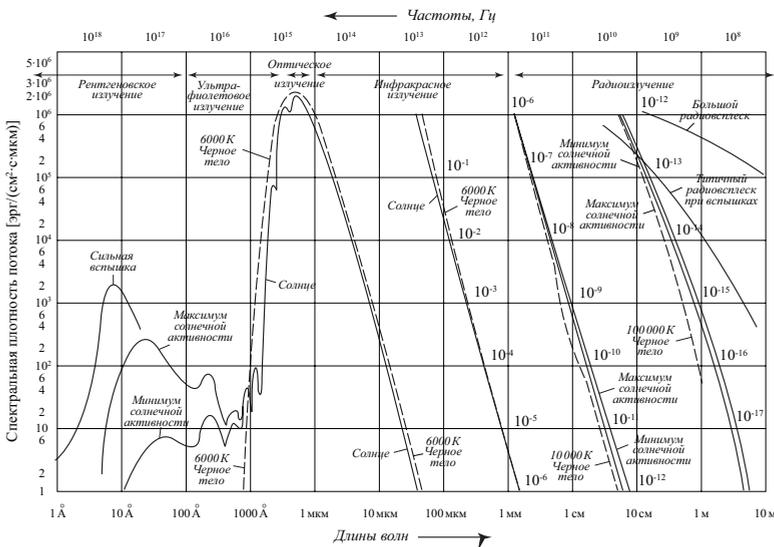


Рис. 12.1. Спектр излучения Солнца во всем спектральном диапазоне с дифференциацией по диапазонам [110]

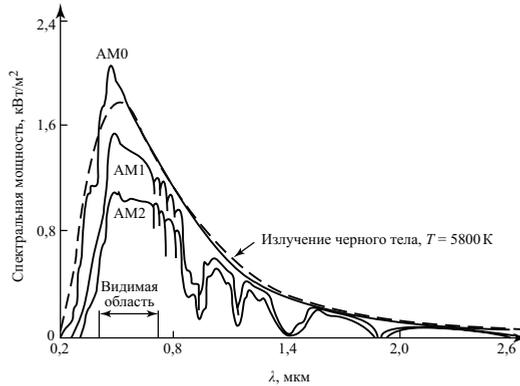


Рис. 12.2. Спектральная зависимость мощности солнечного излучения  $P$  от длины волны  $\lambda$  [10]

Оптическое излучение Солнца, воспринимаемое внешним наблюдателем, происходит из фотосферы, приповерхностного слоя Солнца, толщиной всего 350 км. На рис. 12.1 приведен спектр излучения Солнца во всем спектральном диапазоне, включая рентгеновский, ультрафиолетовый, оптический, инфракрасный и радиодиапазон [110].

Из приведенных данных рисунка 12.1 видно, что оптическое излучение действительно доминирует над остальными видами электромагнитного излучения Солнца.

Интегральная величина энергии электромагнитного излучения Солнца, достигающая земной орбиты (при расстоянии, равном от Земли до Солнца) обозначается  $AM_0$ , называется солнечной постоянной и составляет  $AM_0 = 1353 \text{ Вт/м}^2$ . Вследствие поглощения в земной атмосфере энергия солнечного излучения, достигающая поверхности Земли, меньше  $AM_0$  и составляет, когда Солнце находится в зените, величину  $AM_1 = 925 \text{ Вт/м}^2$  и, когда Солнце находится под углом  $45^\circ$  величину  $AM_{1,5} = 690 \text{ Вт/м}^2$ .

Мощность излучения, получаемая поверхностью Земли от Солнца, составляет величину порядка  $P = 5 \cdot 10^{17} \text{ Вт}$ . Для примера, мощность типовой атомной электростанции составляет величину  $2 \cdot 10^{10} \text{ Вт}$ .

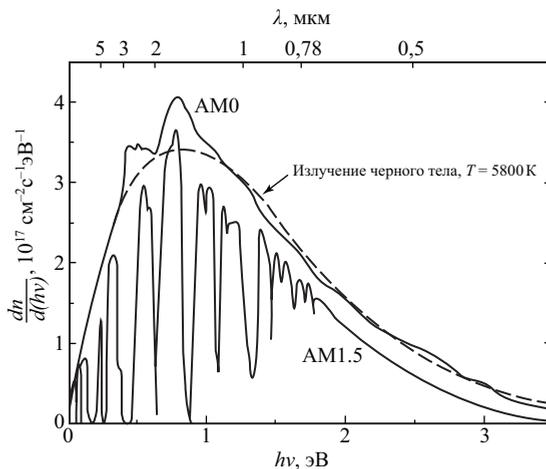


Рис. 12.3. Спектральная зависимость потока фотонов солнечного излучения от энергии кванта  $h\nu$  [93]

Для внешнего наблюдателя электромагнитное излучение Солнца хорошо описывается излучением абсолютно черного тела с температурой  $T = 5800$  К. Уравнение Вина, описывающее спектральную плотность излучения в зависимости от длины волны, имеет следующий вид:

$$U_{\lambda,T} = (8\pi hc / \lambda^5) \exp(-hc / \lambda kT), \quad (12.1)$$

Наличие поглощения в земной атмосфере несколько меняет спектральную характеристику солнечного излучения. На рис.12.2 и 12.3 приведена спектральная характеристика солнечного излучения при различных значениях AM0, AM1, AM1,5, AM2, а также расчет этой спектральной зависимости по уравнению Вина как в зависимости от длины волны  $\lambda$ , так и энергии кванта  $h\nu$  электромагнитного излучения.

## 12.2. Методы преобразования солнечной энергии

Для практического использования солнечной энергии важным элементом являются методы ее преобразования для последующего применения. Существует два принципиально различных метода преобразования солнечной энергии.

Первый метод связан с аккумулярованием тепла в результате поглощения солнечного излучения теплоносителями. Наиболее наглядным примером такого применения являются водяные радиаторы, представленные на рис. 12.4, в которых горячая вода, нагреваемая солнечными лучами, используется затем для хозяйственных и технических нужд (горячая вода для душа и т.д.).

Развитие этого метода получило реализацию в виде солнечных коллекторов и аккумуляторов солнечной энергии с использованием плоских панелей с каналами. Наибольшее распространение получили варианты солнечных коллекторов, в которых используются теплоносители с высокой теплоемкостью или вещества со скрытой теплотой фазового перехода (гидраты неорганических солей, парафины) [35].

Второй метод связан с прямым преобразованием солнечной энергии в электрическую энергию. В этом методе используются физические свойства потенциальных барьеров в полупроводниковых структурах, позволяющие разделять неравновесные носители, генерируемые солнечным излучением. В результате этого полупроводниковые структуры выступают как генераторы тока или напряжения. К таким полупроводниковым структурам относятся *p-n*-переходы, гетеропереходы, барьеры Шоттки и МДП-структуры с туннельно-тонким диэлектриком. Далее рассмотрение преобразования солнечной энергии будет проведено именно для таких структур.

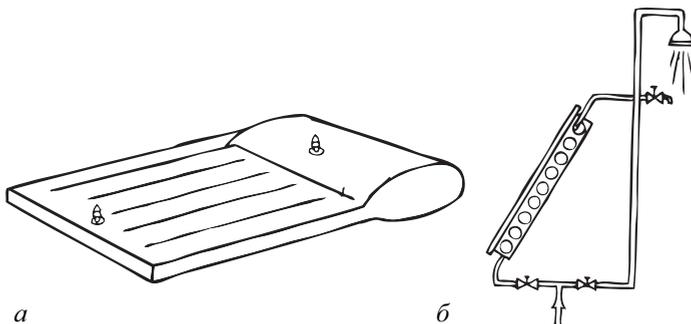


Рис. 12.4. Солнечный коллектор с аккумулярованием тепла водяным радиатором



## 12.3. Солнечные элементы с $p$ - $n$ -переходом

Рассмотрим механизм преобразования энергии оптического излучения Солнца в энергию электрического тока с использованием полупроводникового солнечного элемента с  $p$ - $n$ -переходом. Физические процессы, происходящие при этом преобразовании, будут те же самые, что и в случае фотоприемников на основе диода с  $p$ - $n$ -переходом. При освещении солнечного элемента в квазинейтральных областях полупроводника по обе стороны от  $p$ - $n$ -перехода генерируются неосновные носители, которые вызывают рост дрейфовой компоненты тока. Дополнительный фототок, появляющийся в этом случае, пропорционален освещенности и обусловлен неосновными носителями, сфотогенерированными на расстоянии диффузионных длин  $L_p$ ,  $L_n$  от металлургической границы  $p$ - $n$ -перехода. В отличие от фотодиода в солнечных элементах отсутствует внешний источник напряжения и при описании вольт-амперной характеристики этот факт необходимо учесть.

### 12.3.1. Вольт-амперная характеристика идеального солнечного элемента

Основное назначение солнечного элемента состоит в преобразовании оптической энергии в энергию электрического тока. Обозначим полезную нагрузку солнечного элемента в виде резистивной нагрузки. Эквивалентная схема солнечного элемента с учетом нагрузочного сопротивления  $R_H$  представлена на рис. 12.5.

Рассмотрим ВАХ солнечного элемента. При освещении солнечного элемента на основе  $p$ - $n$ -перехода в последнем возникает обратный фототок  $J_\phi$ , направленный от катода к аноду. При протекании электрического тока  $J$  на резистивной нагрузке падает напряжение  $V$  равное  $V = JR$ . Это напряжение смещает  $p$ - $n$ -переход в прямом направлении и вызывает дополнительный ток в прямом направлении.

В общем случае ВАХ солнечного элемента будет иметь вид:

$$J = -J_\phi + J_0(e^{\beta V} - 1). \quad (12.2)$$

Поскольку внешний источник напряжения отсутствует, ВАХ солнечного элемента будет ограничена только II квадрантом. Важны две крайние точки, ограничивающие вольт-амперную характеристику и получившие распространение: режимы холостого хода (ХХ) ( $J = 0$ ,  $V_{не} = 0$ ) и короткого замыкания (КЗ) ( $V = 0$ ,  $J_{не} = 0$ ). На рис. 12.5 показаны эти точки на вольт-амперной характеристике солнечного элемента.

В режиме короткого замыкания величина тока короткого замыкания  $J_{кз}$ , как следует из уравнения (12.2) будет равна величине фототока, которая описывается соотношением:

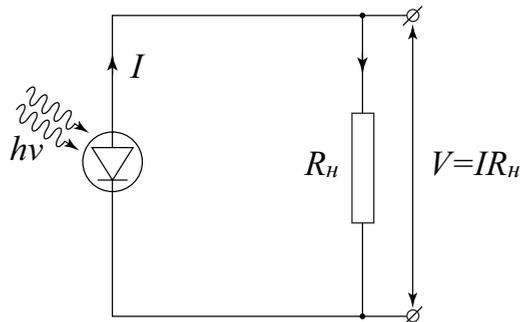


Рис. 12.5. Эквивалентная схема солнечного элемента с нагрузкой

$$J_{кз} = -J_{\phi} = \frac{q\Delta p L_p}{\tau_p} + \frac{q\Delta n L_n}{\tau_n} = q\alpha\tau\Phi L_{n/p} \quad (12.3)$$

Напомним, что соотношение (12.3) было получено для идеального  $p$ - $n$ -перехода, в котором длина квазинейтральных областей диода (эмиттера и базы) существенно больше диффузионных длин  $L_p$ ,  $L_n$  и оптическое излучение равномерно поглощается в квазинейтральных областях на расстояниях  $\alpha^{-1} \gg L_n$ ,  $L_p$  от металлургической границы  $p$ - $n$ -перехода.

В режиме холостого хода величина напряжения холостого хода  $V_{xx}$ , как следует из уравнения (12.2) будет описываться соотношением:

$$V_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{J_{\phi}}{J_0} + 1 \right) \quad (12.4)$$

На рис. 12.6 приведена ВАХ  $p$ - $n$ -перехода, описываемая уравнением (12.1), с выделением тока короткого замыкания и напряжения холостого хода.

Отметим, что для солнечных элементов внешний источник напряжения  $V$  отсутствует и поэтому активный режим будет соответствовать II квадранту (отрицательная область тока и положительная область напряжения). Здесь же указаны характеристичные точки напряжения холостого хода  $V_{xx}$ , тока короткого замыкания  $J_{кз}$  и значение обратного фототока  $J_{\phi}$ .

Рассмотрим мощность  $P$ , выделяющуюся на нагрузке  $R_n$  солнечного элемента при освещении. Мощность  $P$  будет описываться уравнением:

$$P = J \cdot V = -J_{\phi} \cdot V + J_0 \cdot V (e^{\beta V} - 1) \quad (12.5)$$

На рис. 12.6 этому значению мощности будет соответствовать площадь прямоугольника с некоторыми значениями тока  $J$  и напряжения  $V$ . Видно, что в крайних точках ( $J = J_{кз}$ ,  $V = 0$ ), ( $J = 0$ ,  $V = V_{xx}$ ) мощность  $P$  будет равна нулю. Следовательно, кривая мощности  $P(J, V)$ , описываемая уравнением (12.5), будет иметь максимум в зависимости от тока или напряжения. Обозначим значения тока  $J$  и напряжения  $V$ , при которых мощность максимальна  $P = P_{max}$ , величинами  $J = J_{max}$ ,  $V = V_{max}$ . Этому условию будет соответствовать нулевое значение производной:

$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{J=J_{max}, V=V_{max}} = -J_{\phi} + J_0 (e^{\beta V} - 1) + J_0 V (e^{\beta V} - 1) \beta = 0 \quad (12.6)$$

Из уравнения (12.6) с учетом выражения (12.2) следует:

$$J_{max} + J_0 \beta V_{max} (e^{\beta V_{max}} - 1) = 0 \quad (12.7)$$

С другой стороны, из уравнения (12.2) при  $J = J_{max}$ ,  $V = V_{max}$  следует, что:

$$J_{max} = -J_{\phi} + J_0 (e^{\beta V_{max}} - 1) \quad (12.8)$$

Выразив из соотношения (12.7) множитель  $J_0 (e^{\beta V_{max}} - 1)$  и подставив его в (12.8), получаем для тока  $J_{max}$ :

$$J_{max} = -\frac{J_{\phi}}{\left(1 + \frac{1}{\beta V_{max}}\right)} \approx -J_{кз} \left(1 - \frac{1}{\beta V_{max}}\right) \quad (12.9)$$

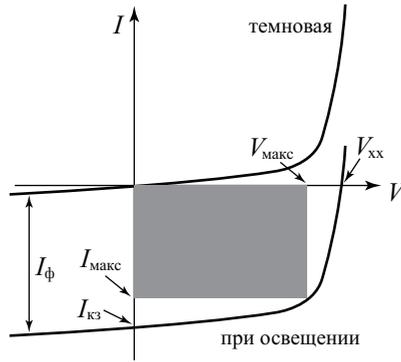


Рис. 12.6. ВАХ солнечного элемента с *p-n*-переходом в темноте и при освещении

Приравняв (12.7) и (12.8), исключив при этом  $J_{max}$ , получаем для напряжения  $V_{max}$ :

$$V_{max} = \frac{kT}{q} \ln \left[ \frac{J_{\phi} / J_0 + 1}{1 + \beta V_{max}} \right]. \tag{12.10}$$

С учетом (12.3), (12.4) и (12.5) выражение для  $J_{max}$ ,  $V_{max}$  и  $P_{max}$  будет иметь вид:

$$\begin{cases} V_{max} = V_{xx} - \frac{kT}{q} \ln(1 + \beta V_{max}) \\ J_{max} = J_{кз} \left( 1 - \frac{1}{\beta V_{max}} \right) \\ P_{max} \approx J_{кз} \left[ V_{xx} - \frac{kT}{q} \ln(1 + \beta V_{max}) - \frac{kT}{q} \right]. \end{cases} \tag{12.11}$$

Из системы уравнений (12.11) видны ограничения на значения параметров  $J_{max}$ ,  $V_{max}$  и  $P_{max}$ , соответствующих максимальной мощности, потребляемой от солнечной батареи:

$$J_{max} < J_{кз}; V_{max} < V_{xx}; P_{max} < J_{кз} \cdot V_{xx}.$$

Оценки дают, что значения максимальной мощности  $P_{max}$  составляют для типичных солнечных элементов величину порядка

$$P_{max} \approx (0,7 \div 0,8) \cdot J_{кз} \cdot V_{xx} \tag{12.12}$$

Соотношение (12.12) можно использовать для практических оценок максимальной мощности солнечных элементов.

### 12.3.2. Коэффициент полезного действия солнечных элементов

Определим коэффициент полезного действия  $\eta$  солнечного элемента на основе *p-n*-перехода как отношение максимальной мощности, выделяемой на нагрузке солнечного элемента к мощности падающего оптического излучения. Другими словами, КПД можно определить как эффективность преобразования солнечной энергии в электрическую энергию:

$$\eta = \frac{\text{максимальная мощность СЭ}}{\text{мощность падающего излучения}}. \tag{12.13}$$

Мощность падающего оптического излучения зависит от характеристик солнечного излучения и описана в разделе 12.1.

Максимальная мощность  $P_{max}$ , выделяемая на нагрузке солнечного элемента, выражается соотношением (12.11) в основном зависит от параметров полупроводников, из которых изготовлен  $p-n$ -переход. Это зависимость  $P_{max}$  от значений фототока  $J_\phi$  и теплового тока  $J_0$   $p-n$ -перехода, которая в свою очередь определяется такими параметрами как концентрация неосновных носителей  $n_{p0}, p_{n0}$ , коэффициент поглощения  $\alpha$ , квантовый выход  $\eta$ , плотность падающих квантов  $\Phi$  в зависимости от длины волны  $\lambda$  солнечного излучения.

Наиболее сильна зависимость от длины волны  $\lambda$  солнечного излучения для коэффициента поглощения  $\alpha$  и квантового выхода  $\eta$ , поскольку при энергии кванта  $h\nu$  меньше ширины запрещенной зоны  $h\nu < E_g$  значения параметров  $\alpha$  и  $\eta$  обращаются в ноль.

При расчете КПД солнечного элемента при подстановке параметров солнечного излучения из рис. 12.2 и 12.3 и параметров полупроводников из Приложения Б, следует, что максимальное значение КПД для солнечного элемента на основе  $p-n$ -перехода будет составлять  $\eta_{max} = 28\%$ , изготовленного из полупроводника **GaAs** с шириной запрещенной зоны  $E_g = 1,35$  эВ. Величина КПД слабо зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника в интервале  $E_g$ , равное  $E_g = (1-2)$  эВ [93].

Уменьшение КПД с ростом ширины запрещенной зоны полупроводника  $E_g$  больше 2 эВ связано с уменьшением доли поглощенной солнечной энергии, поскольку для энергии кванта  $h\nu$  меньше ширины запрещенной зоны  $h\nu < E_g$  полупроводник является прозрачным. Уменьшение КПД с уменьшением ширины запрещенной зоны  $E_g$  полупроводника меньше 1 эВ связано с ростом обратного тока  $p-n$ -перехода и с уменьшением тока короткого замыкания  $J_{кз}$  и напряжения холостого хода  $V_{хх}$ , а следовательно, параметров  $J_{max}$ ,  $V_{max}$  и  $P_{max}$  согласно уравнению (12.11).

На рис. 12.7 приведена зависимость коэффициента полезного действия идеального солнечного элемента от ширины запрещенной зоны полупроводников, используемых в  $p-n$ -переходах. Для широкозонных полупроводников, таких, как **CdS**, **GaP**, КПД составляет 10–15%, для более узкозонных полупроводников **CdTe**, **GaAs**, **InP**, **Si** величина КПД составляет 28–30%, а для еще более узкозонного **Ge** – 19%. Оптическая про-

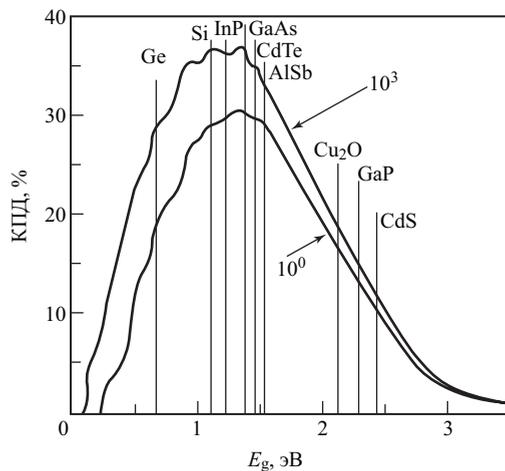


Рис. 12.7. Коэффициент полезного действия идеального солнечного элемента при обычном солнечном освещении и 1000-кратной концентрации солнечного излучения [93]

зрачность полупроводников в видимом спектре определяется соотношением ширины запрещенной зоны полупроводника и энергии кванта. Для длинноволнового излучения широкозонные полупроводники являются прозрачными. Поэтому для увеличения КПД солнечных элементов можно использовать последовательно соединенные электронно-дырочные переходы полупроводников с различными значениями ширины запрещенной зоны – каскады гетеропереходов [29]. Для увеличения КПД внешний полупроводниковый слой должен быть широкозонным, а затем по мере увеличения номера гетероперехода последующие полупроводниковые слои должны быть более узкозонным.

В каскадных солнечных элементах КПД будет возрастать по мере роста числа электронно-дырочных переходов. В табл. 12.1 приведены значения КПД для различных условий в каскадных элементах. Видно, что максимальное значение КПД может составлять 50 % при использовании четырех-пяти *p-n*-переходов в каскаде.

Таблица 12.1. Теоретические, ожидаемые и достигнутые значения КПД каскадных солнечных элементов [34, 43]

Спектр солнечного излучения	КПД, %					
	Значение	Количество <i>p-n</i> переходов в каскаде				
		1	2	3	4	5
В условиях околоземного космоса (AM0)	Теоретическое	28	33	38	42	45
	Ожидаемое	23	28	33	36	38
	Реализованное	21,8	27,2	29,3	–	–
В наземных условиях (AM1,5)	Теоретическое	30	36	42	47	49
	Ожидаемое	27	33	38	42	44
	Реализованное	25,1	30,3	31,0	–	–
В наземных условиях с кон- центрацией (1,5)	Теоретическое	35	42	48	52	54
	Ожидаемое	31	38	43	47	49
	Реализованное	27,6	31,1	34,0	–	–

Другим направлением повышения КПД является концентрация солнечного излучения в области *p-n*-перехода.

На рис. 12.6 приведена зависимость коэффициента полезного действия идеального солнечного элемента при обычном солнечном освещении и 1000-кратной концентрации солнечного излучения от ширины запрещенной зоны полупроводников, используемых в *p-n*-переходах.

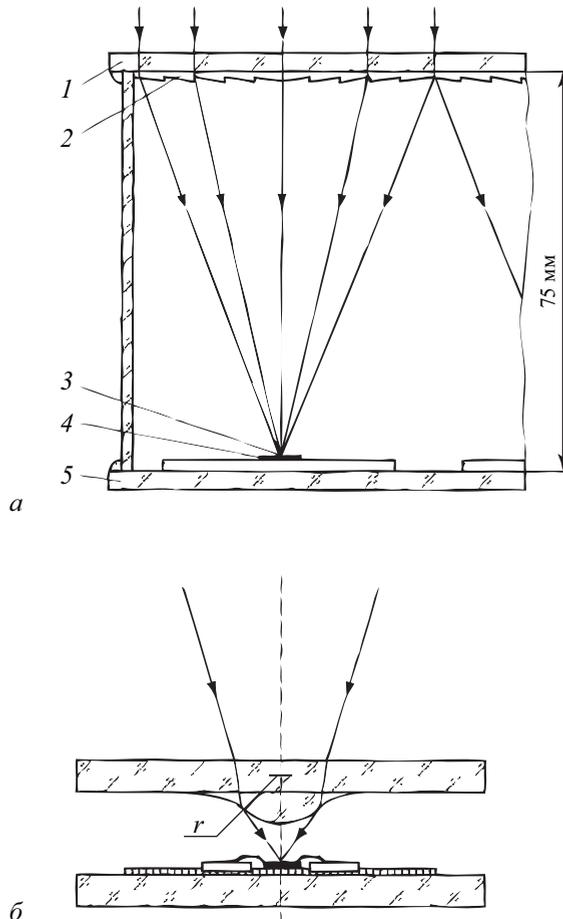
1000-кратная концентрация солнечного излучения вызывает рост эффективности преобразования солнечного излучения на 10 % – от 28 % до величины 38 %.

Увеличение концентрации солнечного излучения согласно соотношениям (12.3) и (12.4) (рост  $\Phi$ ) вызывает линейный рост тока короткого замыкания  $J_{кз}$  и сублинейный рост напряжения холостого хода  $V_{хх}$ . Это обуславливает согласно уравнениям (12.11), (12.12) суперлинейный рост максимальной мощности  $P_{max}$ , забираемой от солнечной батареи на основе *p-n*-перехода [30, 40].

Таким образом, концентрация солнечного излучения вызывает рост КПД вследствие суперлинейного роста максимальной мощности  $P_{max}$ , получаемой от солнечных батарей.

Существуют различные методы концентрации солнечного излучения, среди них методы, использующие систему сферических зеркал, сферических линз и плоских линз Френеля. Последний метод получил наибольшее распространение в концентрационных модулях и позволяет получать сильноконцентрированное (до 2000 крат) солнечное излучение, в дальнейшем использующееся в солнечных элементах на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs.

На рис. 12.8 приведена конструкция типового модуля, использующего двухкаскадную концентрацию солнечного света – за счет линз Френеля и вторичных минилинз.



**Рис. 12.8.** *a* – поперечный разрез концентраторного модуля солнечного элемента на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs [43]:  
 1 – основа линзовой панели, выполненная из стекла; 2 – микропризмы линз Френеля; 3 – сфокусированные солнечные лучи; 4 – солнечный элемент, смонтированный на металлическом основании; 5 – основа панели солнечных элементов, выполненная из стекла;  
*б* – система со вторичными минилинзами для увеличения кратности (до 2000) концентрации солнечного излучения



### 12.3.2. Приборная реализация полупроводниковых солнечных батареи

Типичный солнечный элемент с *p-n*-переходом представляет собой монокристаллическую пластину на основе кремния *p*-типа, на которой сформирован тонкий эпитаксиальный слой (1–2 мкм) Si *n*-типа. Затем на поверхность *n*-области *p-n*-перехода наносится прозрачный слой с металлической проводимостью (например, оксид индия), к которому в виде гребенки формируется металлический контакт. Площадь солнечного элемента составляет 2–5 см<sup>2</sup> при толщине порядка 0,3–0,5 мм [10]. На рис. 12.9 приведено устройство такого солнечного элемента на основе *p-n*-перехода.

Поскольку солнечный элемент выступает как источник ЭДС, важным параметром для него является внутреннее сопротивление источника ЭДС. У солнечных элементов это внутреннее сопротивление обусловлено омическим сопротивлением квазинейтральных областей *p*- и *n*-типа и обычно составляет величину  $R_s = (0,4–0,7) \text{ Ом}$ .

Для одного кремниевого солнечного элемента с площадью  $S = 2 \text{ см}^2$  величина напряжения холостого хода составляет  $V_{xx} = (0,5–0,6) \text{ В}$  и ток короткого замыкания  $J_{кз} = (30–60) \text{ мА}$ . При последовательном (30) и параллельном (20) соединении таких 600 элементов в одну солнечную батарею получаем электрические параметры:  $V_{xx} = 15 \text{ В}$  и

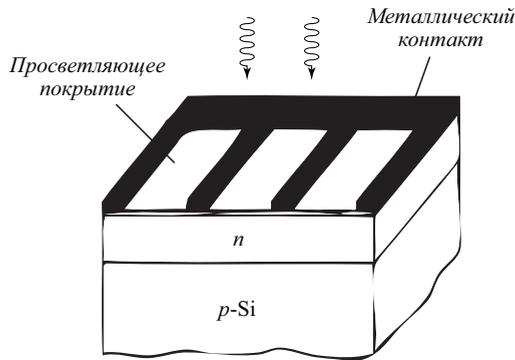


Рис. 12.9. Устройство солнечного элемента на основе *p-n*-перехода



Рис. 12.10. Внешний вид фотоэлектрического модуля MSW 7-12 из 36 элементов

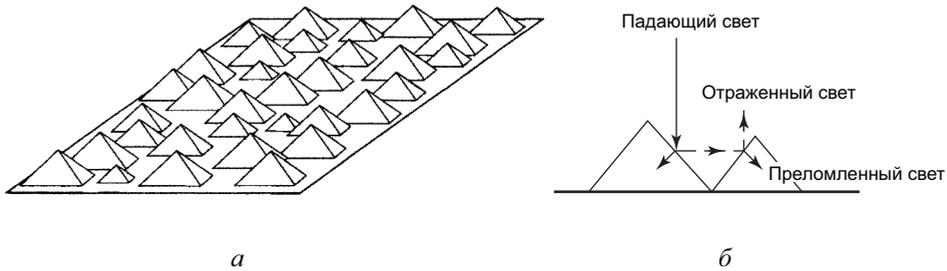


Рис. 12.11. *a* – текстурированная поверхность внешнего слоя солнечного элемента, служащая для повышения эффективности преобразования; *б* – схема, показывающая ход оптических лучей, увеличивающая эффективность поглощения солнечного излучения [93]

$J_{кз} = 700$  мА и мощность батареи  $P = 10$  Вт. При площади батареи  $S = 1$  м<sup>2</sup> ее мощность составит 130 Вт.

На рис. 12.8 приведен внешний вид кремниевой солнечной батареи, состоящей из 36 элементов.

Технические характеристики солнечной батареи, приведенной на рис. 12.10, следующие:

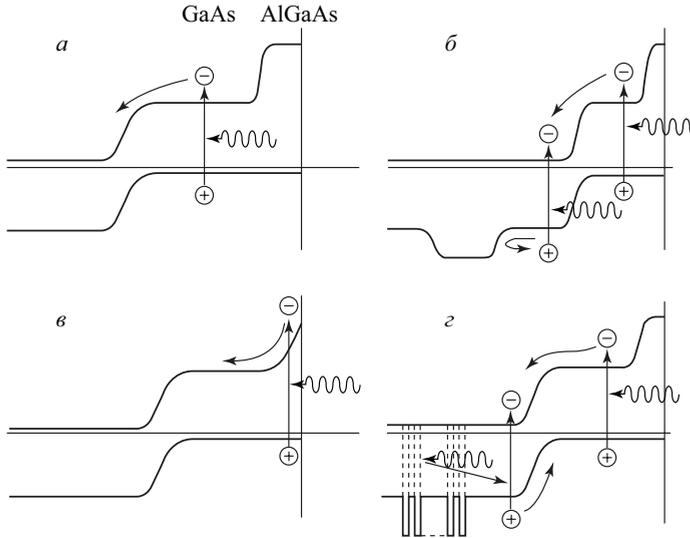
Пиковая мощность – 7,3 Вт; напряжение в точке максимальной мощности – 17 В; ток в точке максимальной мощности – 0,43 А; ток короткого замыкания – 0,53 А; напряжение холостого хода – 21,4 В; защитное покрытие – стекло; вес – 0,2 кг.

При падении солнечного излучения на зеркально гладкую поверхность солнечных элементов часть излучения отражается и тем самым уменьшается эффективность преобразования. Для уменьшения отражения используют просветляющее покрытие и текстурирование внешней поверхности. Одним из способов текстурирования является формирование на внешней поверхности призм, увеличивающих долю поглощенного света за счет эффектов преломления и отражения на границе фаз. На рис. 12.11 приведена структура такого текстурированного слоя

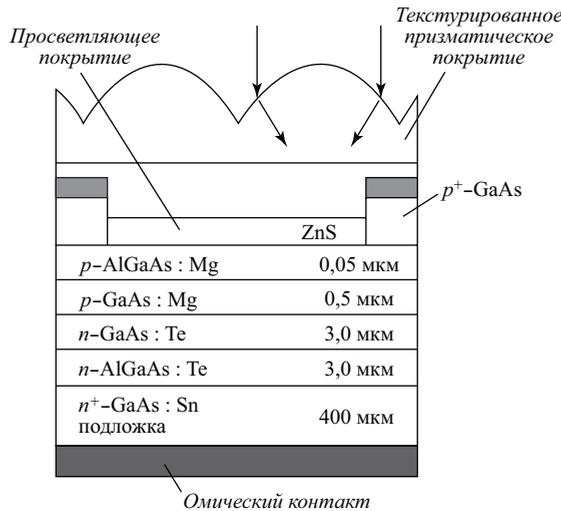
При поглощении солнечного излучения в базовом слое *p-n*-перехода часть неравновесных носителей вследствие диффузии движется к тыловому контакту и там рекомбинирует. Рекомбинация на тыловом контакте уменьшает КПД солнечных элементов. Для уменьшения этого эффекта на тыловом контакте создают потенциальный барьер, который возвращает неравновесные носители в сторону эмиттера солнечного элемента.

## 12.4. Солнечные батареи на полупроводниковых гетероструктурах

Первые солнечные элементы с *p-n*-переходом на основе арсенида галлия GaAs были созданы в 1962 году в ФТИ им. А.Ф. Иоффе. Практически сразу же они обеспечили энергоснабжение советских космических аппаратов – зонда в окрестностях Венеры (1965 г.), самоходных аппаратов «Луноход-1» (1970 г.) и «Луноход-2» (1972 г.). Одновременно были реализованы солнечные элементы с гетеропереходом *n-GaAs/p-Ge*. При разработке солнечных элементов с гетеропереходами была реализована идея широкозонного «окна» в качестве первого слоя [33, 41]. На рис. 12.12 показаны зонные диаграммы четырех различных вариантов солнечных элементов, использующих для формирования фото-ЭДС *p-n*-переход *p-GaAs/n-GaAs* и гетеропереход *p-AlGaAs/p-GaAs* в качестве широкозонного окна. В вариантах (*б*) и (*г*) используется встраивание в базовую область солнечного элемен-



**Рис. 12.12.** Зонные диаграммы солнечных элементов на основе гетероструктур AlGaAs/GaAs:  
*a* – структура с *p-n*-переходом в GaAs и с фронтальным широкозонным «окном» из *p-AlGaAs*; *b* – структура с тыльным потенциальным барьером в *n*-области; *c* – структура с фронтальным слоем *p-AlGaAs* переменного состава; *d* – структура с брэгговским зеркалом в *n*-области [34]



**Рис. 12.13.** Схема гетероструктурного солнечного элемента с тыльным потенциальным барьером из *n-AlGaAs* и призматическим фронтальным покрытием [34]

та потенциального барьера *n-GaAs/n-AlGaAs* для возврата неравновесных носителей либо в виде брэгговского зеркала, либо в виде тонкого слоя широкозонного полупроводника.

Поперечный разрез такого солнечного элемента с гетероструктурой на основе GaAs приведен на рис. 12.13. В верхней части рисунка показано просветляющее покрытие из ZnS

и призматическое стеклянное покрытие, служащее для уменьшения оптических потерь на затенение активной области гетероперехода фронтальными полосковыми контактами.

Как уже отмечалось в разделе 12.3, использование каскадных элементов на основе гетероперехода повышает КПД солнечной батареи. Гетероструктура на основе AlGaAs переменного состава позволяет варьировать ширину запрещенной зоны полупроводника при изменении долевого состава Al и Ga и идеально подходит для формирования двух и более каскадных солнечных элементов. На рис. 12.12 приведена зонная диаграмма каскадного солнечного элемента на основе гетероструктуры AlGaAs/GaAs, изготовленной методом низкотемпературной жидкофазной эпитаксии.

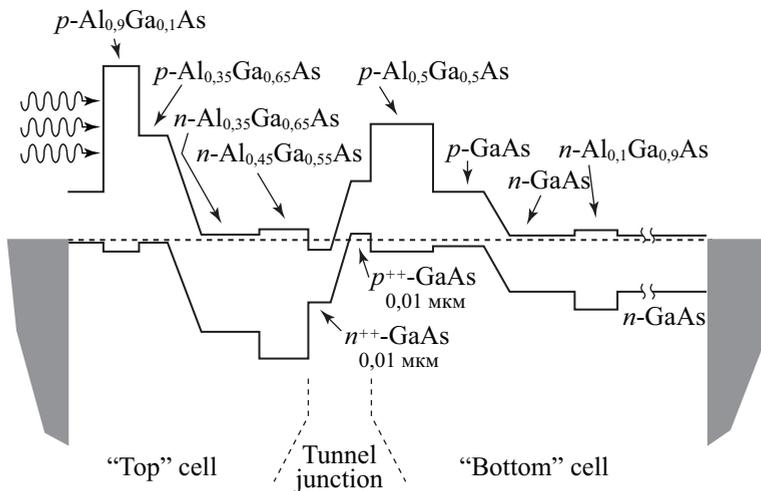
Эпитаксиальная технология легко позволяет реализовать как двух-, так и трехкаскадные элементы на гетероструктурах. В каскадных элементах широкозонным окном служит полупроводник  $\text{Al}_{0,9}\text{Ga}_{0,1}\text{As}$  ( $E_g = 2,5$  эВ), в первом каскаде формируется  $p$ - $n$ -переход на основе  $\text{Al}_{0,35}\text{Ga}_{0,65}\text{As}$  ( $E_g = 2,0$  эВ), во втором каскаде – на основе GaAs, ( $E_g = 1,43$  эВ) в третьем каскаде – на основе Ge ( $E_g = 0,66$  эВ). На рис. 12.14 приведен поперечный разрез слоев каскадных солнечных элементов.

**Перспективы солнечной энергетики**

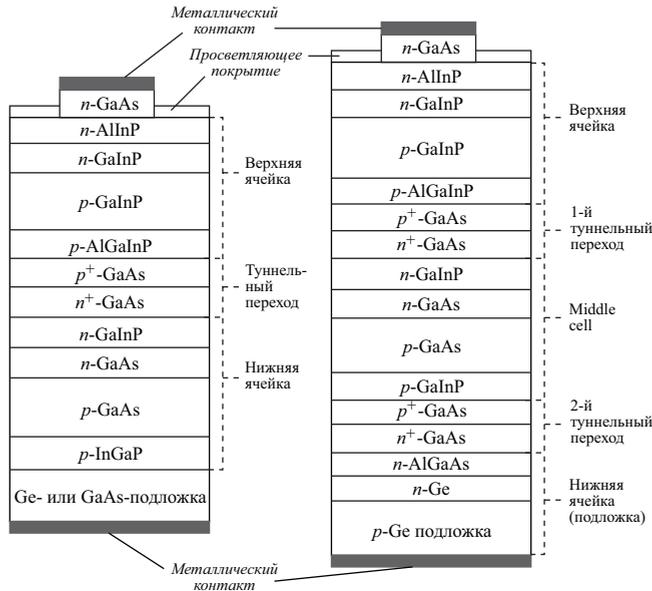
Ежесекундно на поверхность Земли падает  $1,7 \cdot 10^5$  тераватт солнечной энергии. По оценкам, человечество потребляет энергию, эквивалентную среднегодовой мощности 13 ТВт. Общая мощность всех электростанций на Земле составляет порядка 2 ТВт.

В 2000 году из всего количества электростанций в мире 63% из них работали на углеводородных топливах (ТЭЦ), 18,5% занимали станции на ядерном топливе (АЭС), 17% – станции на гидроресурсах (ГЭС) и около 1% – солнечные, ветровые, геотермальные и прочие. По разным оценкам, при нынешнем уровне мировой добычи запасов угля на нашей планете хватит на 210–240 лет, нефти – на 40–50 лет, газа – на 65–150 лет. Поэтому проблема альтернативных источников энергии стоит перед будущими поколениями. Главные преимущества возобновляемых источников энергии – солнца, ветра, малых рек, океанских приливов, бытовых и хозяйственных отходов – их неисчерпаемость и экологическая чистота.

В то же время в мире в 1980 г. доля производимой на возобновляемых источниках электроэнергии в мире составляла всего 1%. Основная причина этого заключается



**Рис. 12.14.** Зонная энергетическая диаграмма монолитного двухкаскадного солнечного элемента на основе гетероструктуры AlGaAs/GaAs [34,43]



**Рис. 12.15.** Структуры монолитных каскадных солнечных элементов на основе гетероструктур AlGaInP/GaAs/Ge с двумя (слева) и тремя (справа)  $p$ - $n$ -переходами [41, 43]

в высокой стоимости энергии, полученной от нетрадиционных источников. Стоимость электроэнергии, полученной посредством солнечных батарей, составляет (0,25–0,5) долл./кВт·ч. Для сравнения стоимость электроэнергии, получаемой из угля, составляет (0,01–0,04) долл./кВт·ч, из природного газа (0,025–0,05) долл./кВт·ч, из энергии ветра (0,05–0,07) долл./кВт·ч, что в 20–30 раз дешевле, чем электроэнергия от солнечных батарей [40, 43]. Тем не менее в планах Европейского союза предусмотрено увеличение доли возобновляемых источников в энергопотреблении к 2010 г. — до 12%, к 2020 г. — до 22%, к 2050 г. — до 50%. В России эти показатели существенно скромнее. К 2020 г. планируется произвести электроэнергии 2000 млрд. кВт·ч, в том числе на теплоэлектростанциях — 1500 кВт·ч, на атомных станциях — 320 кВт·ч, на гидроэлектростанциях — 230 кВт·ч. На всех прочих типах электростанций планируется произвести 40 млрд. кВт·ч, что составляет 2% от всей произведенной электроэнергии.

Около 40% стоимости «солнечной» электроэнергии составляет стоимость полупроводников. В настоящее время при производстве солнечных элементов 75% их выпускается на основе монокристаллического кремния, 20% — на основе аморфного кремния, остальные 5% — на основе GaAs, CdTe, CuZnSe [39, 42]. Поэтому снижение стоимости полупроводниковых материалов без уменьшения КПД солнечных элементов, является основным направлением конкурентоспособного развития солнечной энергетики.

Оценим потенциальную возможность солнечной энергетики. Для того чтобы получить 2 тераватта за счет солнечных батарей при КПД, равном 10%, требуется площадь, равная 40 000 кв.км. Эта площадь соответствует линейным размерам 200 × 200 км. Если разделить одну площадку на сто, то получится 400 электростанций с размерами 10 × 10 км. Возможность расположить их равномерно по часовым поясам позволяет объединить их в сеть и использовать в единой энергетической системе.

Перспективным вариантом является расположение солнечных батарей на геостационарной орбите Земли. В этом случае снимается проблема поглощения солнечного излучения в атмосфере. Для транспортировки выработанной электрической энергии

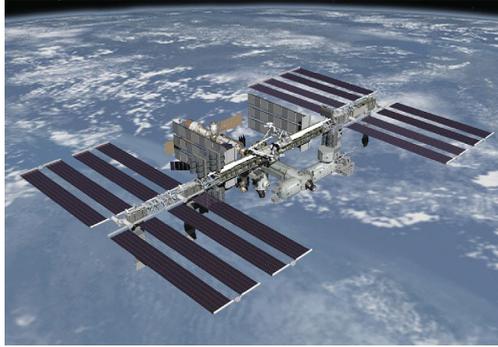


Рис. 12.16. Международная космическая станция с «крыльями» из солнечных батарей

солнечными батареями космического базирования можно использовать микроволновое СВЧ-излучение, которое практически не поглощается в атмосфере и позволяет локализовать область доставки энергии из космоса в любую точку на поверхность Земли.

Конечно, солнечные батареи не будут конкурентоспособны для объектов, требующих высоких производственных мощностей. В то же время для объектов с низким энергопотреблением они вполне могут быть использованы. Например, для достижения мощности 3 кВт требуется солнечная батарея, состоящая из  $10^5$  элементов площадью 30 кв. м и весом около 300 кг. Такая энергетическая установка может обслуживать быт отдельного дома.

Одно из основных конкурентных преимуществ солнечной энергетики – энергообеспечение космических кораблей. Здесь солнечным батареям нет альтернативы и успехи впечатляющие. Солнечная батарея международной космической станции вырабатывает 65 кВт·ч электрической энергии, имеет длину 74 метра и ширину 12 метров. Собрана из секций, каждая из которых состоит из 32800 кремниевых солнечных элементов. На рис. 12.15 приведена фотография МКС с «крыльями» из солнечных батарей.

КПД солнечных батарей зависит от температуры полупроводникового слоя. Для кремниевых солнечных батарей максимальный КПД при комнатной температуре при увеличении температуры до 300 °С **уменьшается вдвое. Гетероструктуры на основе GaAs** являются в 5–10 раз более дорогими, чем солнечные элементы на *p-n*-переходах из монокристаллического кремния. Использование концентрационных модулей позволяет фокусировать солнечное излучение с большой площади на малой площади самих солнечных элементов на основе GaAs, вплоть до линейных размеров 1–2 мм, тем самым существенно уменьшать стоимость солнечных модулей.

Высокая температурная стабильность совместно с радиационной стабильностью солнечных элементов на гетероструктурах на основе **AlGaAs/GaAs** **делает их незаменимыми** для космических применений [43].

Другой конкурентоспособной областью применения солнечных батарей является маломощная электроника. Солнечные элементы используются в качестве источников питания для калькуляторов, электронных часов, сотовых телефонов, персональных компьютеров, подзарядки аккумуляторов.

## Контрольные вопросы

1. Назовите основные характеристики солнечного излучения.
2. Как происходит преобразование света в электричество в солнечных батареях?
3. Каким образом можно увеличивать КПД солнечного элемента?
4. Как соединены солнечные элементы в солнечных батареях?

# Глава 13

## Квантовый эффект Холла в двумерном электронном газе

### 13.1. Двухмерные электроны

Как было показано в главе 3, среднее расстояние, на котором локализованы свободные носители в ОПЗ от поверхности полупроводника, невелико и составляет величину  $\lambda_c = (20 \div 200) \text{ \AA}$ . Оценим величину дебройлевской длины волны  $\lambda$  электрона в кристалле. Считая энергию электрона тепловой, величину эффективной массы равной массе свободного электрона  $m_0$ , имеем для величины  $\lambda$ :

$$\lambda = h[2m_0kT]^{-1/2}. \quad (13.1)$$

Подставляя в (13.1) значения постоянных величин, получаем при комнатной температуре величину длины дебройлевской волны  $\lambda \sim 200 \text{ \AA}$ . Как следует из приведенных оценок, в инверсионных слоях и слоях обогащения длина дебройлевской волны электрона становится сравнима с его областью локализации в потенциальной яме вблизи поверхности. Очевидно, что при этом становится существенным учет квантовомеханического характера движения свободных носителей в ОПЗ.

#### 13.1.1. Уравнение Шредингера для электрона в ОПЗ

Стационарное состояние, описывающее состояние электрона в ОПЗ в одноэлектронном приближении, будет определяться из решения уравнения Шредингера [1, 29].

$$H\xi(x, y, z) = E\xi(x, y, z), \quad (13.2)$$

где  $\xi(x, y, z)$  – волновая функция, описывающая движение электрона,  $E$  – энергия электрона.

Решение (13.2) будем искать, используя метод эффективных масс. Отметим, что при применении метода эффективных масс требуется, чтобы потенциал внешнего поля  $\psi(z)$  менялся значительно слабее потенциала поля кристаллической решетки. В ОПЗ в случае сильного обогащения или инверсии это условие, вообще говоря, может не выполняться.

Оператор Гамильтона  $H$  для ОПЗ с использованием метода эффективных масс будет:

$$H = -\frac{\hbar^2}{2m^*} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) - q\psi(z). \quad (13.3)$$

Движение электрона в потенциальной яме ОПЗ локализовано только в направлении, перпендикулярном поверхности, вдоль же поверхности, в направлении  $x$  и  $y$ , электрон движется как свободный с эффективной массой  $m^*$ . Будем также считать величину эффективной массы скалярной величиной. В этом случае волновую функцию электрона  $\xi(x,y,z)$  можно представить в виде суперпозиции волновой функции для электрона, двигающегося свободно параллельно поверхности  $\xi(x,y) = A \cdot e^{i(k_x x + k_y y)}$ , и волновой функции для движения перпендикулярно поверхности  $\xi(z)$ :

$$\xi(x, y, z) = e^{i(k_x x + k_y y)} \xi(z). \tag{13.4}$$

Решение уравнения (13.2) с учетом выражения для  $H$  в виде (13.3) и  $\xi(x,y,z)$  в виде (13.4) приводит к следующему выражению для энергии электрона в ОПЗ:

$$E(k_x, k_y, n) = \frac{\hbar^2 k_x^2}{2m^*} + \frac{\hbar^2 k_y^2}{2m^*} + E_{z_i}, \tag{13.5}$$

где  $E_{z_i}$  имеет смысл энергии электрона для движения перпендикулярно поверхности и описывается уравнением

$$\frac{\hbar^2}{2m^*} \frac{\partial^2 \xi(z)}{\partial z^2} [E_{z_i} - q\psi(z)] \xi_i(z) = 0. \tag{13.6}$$

Решение (13.6) дает квантованный, т.е. дискретный, спектр значений энергии  $E_{z_i}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ). Величина  $E_{z_i}$ , вид волновых функций  $\xi_i(z)$  определяются, как следует из (13.6), величиной и законом изменения потенциала  $\psi(z)$ , т.е. глубиной и формой потенциальной ямы.

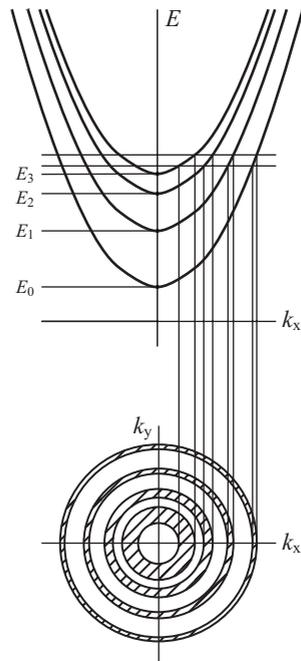
Из (13.5) и (13.4) следует, что при каждом значении  $i = 0, 1, 2, \dots$  электронный газ в ОПЗ *двухмерен*, т.е. полностью описывается волновыми числами  $k_x, k_y$  и обладает согласно (13.5) квазинепрерывным спектром энергии. Область энергий, которыми в соответствии с (13.5) может обладать электрон при данном квантовом числе  $i = 0, 1, 2, \dots$ , называется *поверхностной подзоной*. Поверхностные подзоны представляют собой параболоиды вращения, отстоящие друг от друга по оси энергий на расстояние  $\Delta E = E_{z_i} - E_{z_{i-1}}$ . На рис. 13.1 приведена зонная диаграмма таких поверхностных подзон.

### 13.1.2. Плотность состояний в двумерной подзоне

Согласно принципу Паули и соотношению неопределенности  $\Delta r \cdot \Delta x \geq \hbar$  требуется, чтобы элементарная ячейка фазового пространства  $\Delta r_x \cdot \Delta x \cdot \Delta r_y \cdot \Delta y = (2\pi\Delta)^2$  содержала не больше двух электронов. В двумерном  $k$ -пространстве объем элементарной ячейки  $V_{\text{я}} = \Delta k_x \cdot \Delta x \cdot \Delta k_y \cdot \Delta y = 4\pi^2$ .

Рассмотрим фазовый объем  $V_{\Phi}$  кругового слоя в интервале от  $k$  до  $k + \Delta k$ . Он равен  $V_{\Phi} = 2\pi k \Delta k$ .

Тогда число электронов  $dn$ , находящихся в этом фазовом объеме, будет с учетом принципа Паули



**Рис. 13.1.** Зависимость энергии  $E$  от волнового числа  $k$  для двухмерного электронного газа. Расстояние между подзонами  $\Delta E$  соответствует расстоянию между квантовыми уровнями в одномерной потенциальной яме

$$dn = 2 \frac{V_{\Phi}}{V_{\text{эя}}} = 2 \frac{2\pi k dk}{4\pi^2} = \frac{k dk}{\pi}. \quad (13.7)$$

Учитывая квадратичный закон дисперсии  $E(k)$ , для плотности состояний  $D(E)$  в двухмерной подзоне из (13.7) получаем

$$D(E)_{|s=1} = \frac{dn}{dE} = \frac{m^*}{\pi \hbar^2}. \quad (13.8)$$

Выражение (13.8) соответствует числу состояний на единичный энергетический интервал и на единицу площади ОПЗ толщиной  $\lambda_c$ , в которой локализован электрон. Чтобы получить плотность состояний  $D(E)$  на единицу объема для сравнения с объемной плотностью состояний, выражение (13.8) необходимо разделить на характерный размер  $\lambda_c$  локализации волновой функции в направлении  $z$ .

$$D(E)_{|V=1} = \frac{m^*}{\pi \hbar^2 \lambda_c}. \quad (13.9)$$

Из (13.9) следует, что следствием двухмеризации электрона является независимость плотности состояния от энергии электрона в пределах одной квантовой подзоны. Напомним, что в трехмерном случае плотность состояний  $D(E)$  пропорциональна корню квадратному из энергии  $D(E) \sim E^{1/2}$ . При переходе от одной подзоны к другой меняется величина локализации волновой функции  $\lambda$ , а следовательно, и плотность состояний  $D(E)$ .

### 13.1.3. Расчет концентрации $n(z)$ с учетом квантования

Для решения дифференциального уравнения (13.6) необходимо определить граничные условия для волновой функции  $\xi(z)$ . Для этого необходимо шить на границе значения функции в виде стоячей волны в потенциальной яме и в виде затухающей экспоненты в барьере, а также ее производной. Используя аналогию потенциальной ямы в ОПЗ с прямоугольной потенциальной ямой и приводя соответствующие выкладки, имеем для величины начальной фазы  $\Delta_1$  стоячей волны в ОПЗ [1, 52]:

$$\delta_i = \arctg \left[ \frac{U_0}{E_i} - 1 \right]^{-1/2}. \quad (13.10)$$

Значение типа  $\sin(\Delta_1)$  будет соответствовать значению волновой функции на границе, в то время как максимальное значение волновой функции  $\sin(\xi(z))$  будет порядка единицы. В реальных условиях величина потенциального барьера  $U_0$  на границе полупроводник–диэлектрик, например Si–SiO<sub>2</sub>, порядка  $U_0 \approx 3$  эВ, в то время как величины  $E_i$  составляют сотые доли электрон-вольта  $E_i < 0,05$  эВ. Таким образом, как следует из приведенных оценок, значение волновой функции  $\xi_i(z)$  на границе полупроводника составляет десятые или сотые доли максимального значения волновой функции, достигаемого на некотором расстоянии  $z$ . Этот факт позволяет полагать величину волновой функции равной нулю,  $\xi_i(z) = 0$ , при  $z = 0$ . Отметим, что этот момент является исключительно важным, поскольку соответствует нулевой вероятности нахождения электрона на границе ОПЗ. Следовательно, квантовое рассмотрение уже в силу постановки граничных условий на волновую функцию требует нулевой плотности  $n(z)$  на поверхности полупроводника, в то время как классическое рассмотрение дает здесь

максимальное значение. Аналогично, при  $z \rightarrow \infty$  величина  $\xi(z) \rightarrow 0$ . Таким образом, для решения (13.6) требуются граничные условия

$$\xi_i(z=0) = 0; \quad \xi_i(z \rightarrow \infty) \rightarrow 0 \quad (13.11)$$

и необходимо выполнение условия нормировки

$$\int_0^\infty |\xi_i(z)|^2 dz = 1. \quad (13.12)$$

Предположим, что мы решили уравнение (13.6) и знаем величины энергии  $E_{z_1} \equiv E_i$  и соответствующие волновые функции  $\xi_i(z)$ . Тогда полное число электронов  $N_i$  в  $i$ -й квантовой подзоне на единицу площади будет:

$$N_i = \int_0^\infty \frac{D_i(E)dE}{1 + \exp\left(\frac{E-F}{kT}\right)} = \frac{kT}{\pi\hbar^2} m^* \ln\left(1 + \exp\left(\frac{F-E_i}{kT}\right)\right). \quad (13.13)$$

При наличии нескольких минимумов энергии  $E(k)$  в двумерной подзоне Бриллюэна на поверхности значения  $E_i$  и  $\xi_i(z)$  будут еще иметь метку, соответствующую выbranному минимуму  $J$ .

Распределение электронов по толщине канала будет в этом случае определяться степенью заполнения подзон поперечного квантования и видом функции в каждой подзоне:

$$n(z) = \sum_{ij} N_i^j |\xi_i^j(z)|^2. \quad (13.14)$$

Полное число носителей в канале  $\Gamma_n$  на единицу площади будет:

$$\Gamma_n = \sum_j \sum_i N_i^j \equiv \int_0^\infty n(z) dz. \quad (13.15)$$

Таким образом, основная задача при квантовомеханическом рассмотрении электрона в потенциальной яме состоит в решении уравнения (13.6) и нахождении спектра энергий  $E_i^j$  и вида волновых функций  $\xi_i^j(z)$ . Оказывается, что в аналитическом виде выражение  $E_i^j$  и  $\xi_i^j(z)$  можно получить только в случае треугольной потенциальной ямы, которая реализуется в области слабой инверсии и в квантовом пределе, когда заполнена только одна квантовая подзона.

### 13.1.4. Спектр энергий и вид волновых функций в ОПЗ

#### Область слабой инверсии

Для области слабой инверсии электрическое поле постоянно по толщине инверсионного канала, потенциал изменяется линейно с координатой, т.е. на поверхности реализуется треугольная яма.

Для случая треугольной ямы явный вид потенциала  $\psi(z)$  задается уравнением (3.50). Подставляя (3.50) в уравнение Шредингера (13.6) и решая его при соответствующем выборе граничных условий, получаем значения  $E_i$  и  $\xi_i(z)$ . Энергия дна  $i$ -й подзоны  $E_i$  (или, что одно и то же, уровня в линейной яме) будет:

$$E_i^j = \left[ \frac{qhE_z}{(2m_i^*)^{1/2}} \right]^{2/3} \gamma_i, \quad (13.16)$$

где  $\gamma_i$  являются нулями функции Эйри и имеют значения:

$$\gamma_0 = 2,238; \quad \gamma_1 = 4,087; \quad \gamma_2 = 5,520; \quad \gamma_3 = 6,787; \quad \gamma_4 = 7,944.$$

Для  $i > 4$  величина  $\gamma_i$  описывается рекуррентной формулой

$$\gamma_i = \left[ \frac{3}{2} \pi \left( i + \frac{3}{4} \right) \right]^{2/3}. \quad (13.17)$$

Волновая функция  $\xi_i^j(z)$  имеет вид

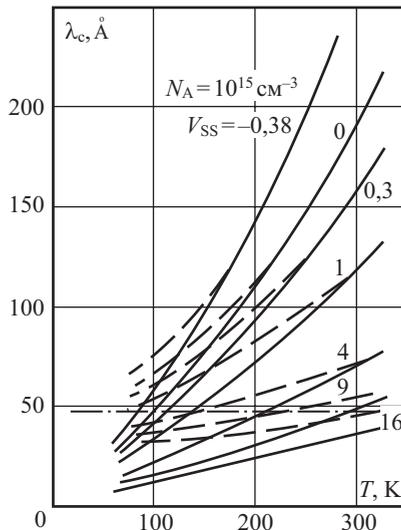
$$\xi_i^j(z) = \left[ \frac{(2m^*j)^{1/2}}{\pi^{1/2}} \cdot (qE_z)^{1/6} h^{2/3} \right] \cdot \Phi(-\gamma_i), \quad (13.18)$$

где  $\Phi(-\gamma_i)$  – функция Эйри, имеющая для каждого номера  $i = 0, 1, 2, \dots$  число узлов, равное номеру  $i$ .

Для случая треугольной ямы средняя область локализации  $\lambda_c$  электрона от поверхности на  $i$ -м уровне

$$\lambda_{c,i} = \int_0^\infty z |\xi_i(z)|^2 dz = \frac{2E_i}{3q\epsilon_s} = \frac{2E_i \epsilon_s \epsilon_0}{3qQ_B}. \quad (13.19)$$

Величину заряда ионизованных акцепторов в ОПЗ можно изменить, меняя либо легирование, либо напряжение смещения канал–подложка в МДП-транзисторах. На рис. 13.2 показана рассчитанная величина среднего расстояния  $\lambda_c$  электронов в инверсионном канале, рассчитанная классическим образом и с учетом квантования при заполнении мно-



**Рис. 13.2.** Величины среднего расстояния локализации  $\lambda_c$  электронов в ОПЗ в области слабой инверсии в зависимости от температуры  $T$  при различных величинах напряжения смещения канал–подложка. Сплошные линии – классический расчет по соотношению (3.42), пунктирная линия – квантовый расчет для многих уровней, штрих-пунктирная линия – расчет по (13.23) в случае квантового предела

гих уровней в треугольной яме. Видно, что учет квантования приводит к большему значению по сравнению с классическим случаем и становится существенным:

- а) при низких температурах;
- б) при высоких избытках;
- в) при значительных величинах смещения канал–подложка.

**Квантовый предел**

Квантовым пределом называется такое состояние электронного или дырочного газа в ОПЗ, когда заполнена только одна, имеющая номер  $i = 0$ , подзона поперечного квантования. В этом случае, используя вариационные методы, Стерн и Ховард получили аналитические выражения для вида волновой функции  $\xi_0(z)$  и энергии уровня  $E_0$ . Очевидно, что квантовый предел реализуется в области низких температур  $T$  и высоких значений электрических полей  $E_s$ , когда расщепление по энергии у дна подзон поперечного квантования превышает тепловую энергию  $kT$ .

Для квантового предела Стерном и Ховардом [1, 29, 30] было получено, что энергия уровня  $E_0$

$$E_0 = \left(\frac{3}{2}\right)^{5/3} \left(\frac{q^2 h}{\epsilon_s \epsilon_0}\right)^{2/3} \frac{N_{\text{depl}} + \frac{55}{96} \Gamma_{p,n}}{\left[m^* \left(N_{\text{depl}} + \frac{11}{32} \Gamma_{p,n}\right)\right]^{1/3}}, \tag{13.20}$$

а волновая функция имеет вид

$$\xi_0(z) = \left(\frac{3b}{2}\right)^{1/2} z \cdot \exp\left(-\frac{bz}{2}\right), \tag{13.21}$$

где величина  $b$  определяется выражением

$$b = \left[ \frac{12m^* q^2 \left(N_{\text{depl}} + \frac{11}{32} \Gamma_{p,n}\right)}{\epsilon_s \epsilon_0 h^2} \right]^{1/3}. \tag{13.22}$$

Величина среднего расстояния  $\lambda_c$ , на котором локализованы электроны, в потенциальной яме в случае квантового предела

$$\lambda_c = \int_0^\infty z \xi_0^2(z) dz = \frac{3}{b}. \tag{13.23}$$

Из соотношения (13.23) следует, что локализация центроида электронной плотности в этом случае не зависит от температуры. На рисунке 13.2 показано соотношение величины  $\lambda_c$ , рассчитанное в квантовом пределе по соотношению (3.42) в классическом случае и для случая треугольной ямы с многими уровнями.

**Самосогласованное решение**

Для области сильной инверсии и повышенных температур выражения для энергии  $E_i^j$  и волновых функций  $\xi_i^j(z)$  в аналитическом виде получить невозможно. Это связано с тем, что в зависимости от конкретного вида потенциала  $\psi(z)$  мы получаем вполне определенные значения  $E_i(z)$  и  $\xi_i(z)$ . Согласно (13.14) эти значения определяют закон распределения свободных носителей  $n(z)$  по глубине ОПЗ. Для области сильной инверсии нельзя пренебречь, как это можно было сделать для области слабой инверсии, вкладом заряда свободных носителей в общую плотность  $\rho(z)$  объемного заряда. А закон изме-

нения  $\rho(z)$  определяет согласно уравнению Пуассона форму потенциального барьера, т.е. величину  $\psi(z)$ . Таким образом, для нахождения спектра энергий  $E_i$  и вида волновых функций  $\xi_i$  в общем случае требуется решать самосогласованно уравнение Шредингера (13.3) с уравнением Пуассона. Такое решение выполняется итерационным методом и позволяет точно учесть квантовые поправки на величину  $n(z)$  и  $\Gamma_n$ .

Рассмотрим процедуру самосогласованного расчета, выполняющегося численными методами с применением ЭВМ.

Прежде всего уравнение Шредингера (13.2) подвергнем линейризации. Разобьем инверсионный слой на  $n$  малых отрезков длиной  $\Delta l$ . Учтем, что

$$\frac{d^2 \xi}{dz^2} \Big|_n = \frac{1}{\Delta l} \frac{\partial \xi}{\partial z} \Big|_{n+\frac{1}{2}} - \frac{\partial \xi}{\partial z} \Big|_{n-\frac{1}{2}} = \frac{\xi_{n+1} - 2\xi_n + \xi_{n-1}}{\Delta l^2}. \quad (13.24)$$

При этом уравнение Шредингера разбивается на  $n$  линейных однородных уравнений:

$$\frac{\hbar^2}{2m^*} \frac{1}{\Delta l^2} [\xi_{i(n-1)} - \xi_{in} + \xi_{i(n+1)}] + [E_{zi} - q\psi_n] \xi_{in} = 0. \quad (13.25)$$

Соотношение (13.25) есть система линейных однородных уравнений, решение которой при известном потенциале для данного квантового числа  $i$  дает значение  $E_i$  и значения волновых функций  $\xi_{in}$  в каждой из  $n$  точек инверсионного канала, т.е.  $\xi_i(z)$ . В стандартной самосогласованной процедуре выбирается начальное значение  $\psi_{\text{вход}}(z)$ , необходимое для решения системы (13.25) и нахождения  $n(z)$ . Обычно для инверсионных слоев выбирается в качестве начального значения входного потенциала  $\psi_{\text{вход}}(z)$  величина потенциала, обусловленного обедненным слоем в виде (3.50). Можно выбирать для начального значения и классическую величину  $\psi(z)$ . Система уравнений (13.25) решается с этим потенциалом  $\psi_{\text{вход}}(z)$ , находятя величины  $E_i$ ,  $\xi_i(z)$ , затем по соотноше-

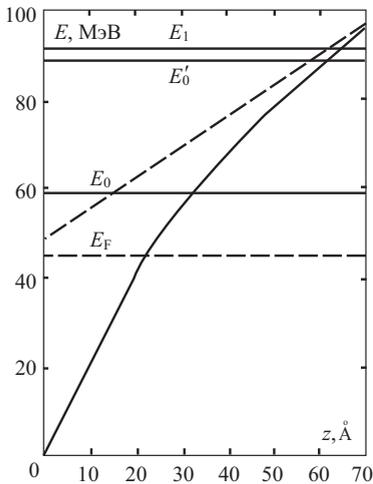


Рис. 13.3. Энергия уровней поперечного квантования  $E_{zi}$  ( $i = 0, 1, 2, \dots$ ), рассчитанная самосогласованным методом [1, 29]

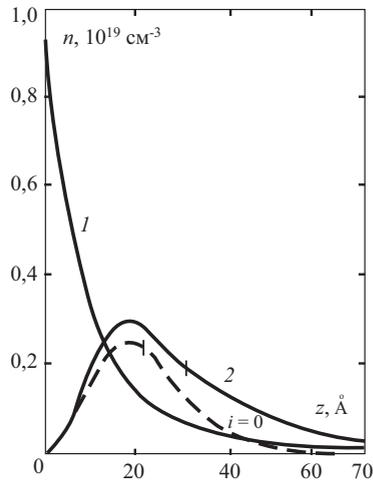


Рис. 13.4. Зависимость концентрации электронов  $n(z)$  в ОПЗ, рассчитанная по классической статистике с учетом заполнения многих уровней (1) и в случае квантового предела (2) [1, 29]

ниям (13.14) и (13.15) величина  $n(z)$ . Найденное значение  $n(z)$  подставляют в уравнение Пуассона (3.6), решают его численными методами (обычно используют метод Рунге–Кутты) и находят новое значение выходного потенциала  $\psi_{\text{вых}}(z)$ . Если величины  $\psi_{\text{вход}}(z)$  и  $\psi_{\text{вых}}(z)$  соответствуют друг другу с приемлемой разницей, самосогласованное решение найдено. Если же нет, то  $\psi_{\text{вых}}(z)$  заменяет входной потенциал  $\psi_{\text{вход}}(z)$  в системе (13.25) и совершается новый круг итерационного процесса. Метод самосогласованного поля позволяет находить значение энергии и вид волновых функций для любого числа подзон поперечного квантования.

На рис. 13.3 приведены в качестве примера величины энергии первых трех уровней, рассчитанных подобным образом. На рисунке 13.4 приведены плотности распределения  $n(z)$ , полученные с учетом квантовой и классической статистики. Обращает на себя внимание тот факт, что распределения  $n(z)$  для классического и квантового случая различаются очень сильно, особенно вблизи поверхности. Из рисунка видно, что квантовый предел качественно дает во многом подобную картину по распределению  $n(z)$ , что и самосогласованный расчет.

### 13.1.5. Диаграмма состояния электронного газа в инверсионном канале

Рассмотрим диаграмму величин избытков свободных носителей  $\Gamma_n$  и температур  $T$ , обычно варьируемых в эксперименте ( $\Gamma_{n,n} = 10^7 \div 10^{13} \text{ см}^{-2}$ ;  $T = 0 \div 400 \text{ K}$ ), и выделим области  $\Gamma_n$ ,  $T$ , соответствующие различным состояниям электронного (или дырочного) газа в канале. За критерий отсутствия квантования примем малость дебройлевской длины волны, определяемой соотношением (13.1), по сравнению со средней толщиной инверсионного канала. В реальных ситуациях в инверсионных каналах квантование наступает раньше вырождения. За критерий вырождения возьмем условие пересечения уровнем Ферми на поверхности дна нулевой квантовой подзоны. Это приведет для двумерного газа согласно (13.20) к условию:  $\Gamma_n \approx \frac{kTm^*}{\pi\hbar^2}$ .

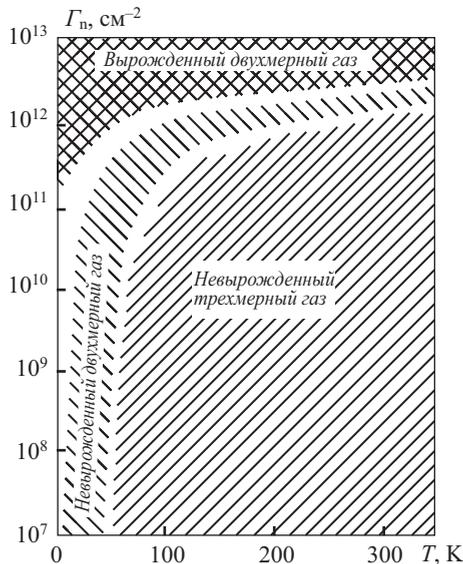


Рис. 13.5. Диаграмма, показывающая состояние электронного газа в инверсионном канале в зависимости от избытка электронов  $\Gamma_n$  и температуры  $T$  [65]



На рис. 13.5 приведена диаграмма  $\Gamma_n$ ,  $T$ , рассчитанная таким образом для ОПЗ кремния с  $N_A = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ .

Анализ диаграммы позволяет определить области температур и избытков  $\Gamma_n$ , где можно пользоваться анализом для треугольной ямы и в квантовом пределе. Поскольку для  $\Gamma_n > 10^{12} \text{ см}^{-2}$  весь газ двухмерен и вырожден, для этой области необходимо использовать самосогласованный расчет.

Таким образом, учет поперечного квантования в инверсионном канале приводит к двум основным следствиям:

1. Плотность состояний в пределах одной квантовой подзоны не зависит от энергии и меняется при изменении толщины канала.
2. Происходит уширение, по сравнению с классическим расчетом, толщины инверсионного канала.

## 13.2. Квантовый эффект Холла

Рассмотрим гальваномагнитные эффекты, возникающие в сильных магнитных полях в двухмерном (2D) электронном газе в инверсионных каналах МДП-приборов. Перераспределение носителей по энергии вследствие сильного электрического  $E$  и магнитного  $B$  поля проявляется в ряде экспериментально наблюдаемых особенностей поведения электронов в этом случае [7].

### 13.2.1. Зависимость ЭДС Холла от параметров инверсионного канала

Аппроксимируем распределение электронов по инверсионному каналу в виде плоскости с плотностью электронов на единицу площади  $\Gamma_n$ . Длину и ширину канала обозначим соответственно через  $L$  и  $W$ . Тянущее электрическое поле  $\vec{E}$  будем считать слабым. Магнитное поле с индукцией  $\vec{B}$  направлено перпендикулярно инверсионному каналу. Схема измерения реализуется на МДП-транзисторах с холловской геометрией.

Величина тока  $I$ , протекающего во внешней цепи при напряжении  $V_{ds}$  между истоком и стоком, будет определяться зарядом  $Q$ , прошедшим через сток за единицу времени:

$$I = - \frac{Q_{(L=1)} v_d \cdot (t=1)}{(t=1)} = Q_{(L=1)} v_d, \quad (13.26)$$

где  $Q_{(L=1)}$  – заряд электронов в инверсионном канале на единицу длины  $L$  канала. Величина тока  $I$  после преобразования соотношения (13.26) будет

$$I = q \cdot \Gamma_n \cdot W \cdot v_{др} = \frac{W}{L} q \mu_n \Gamma_n V_{ds}. \quad (13.27)$$

Соотношение (13.27) – хорошо известное выражение для тока канала в МДП-транзисторах в области плавного канала.

Сила Лоренца, действующая на электроны в канале, с учетом направления  $\vec{B}$ ,  $\vec{E}$  будет

$$F_{л} = q[\vec{v}, \vec{B}] = qvB. \quad (13.28)$$

В стационарном случае сила  $F_H$  со стороны добавочного холловского поля  $E_H$  будет уравновешивать силу Лоренца, а между холловскими контактами возникает разность потенциалов  $V_H$ . Получаем:

$$\frac{V_H}{W} = E_H = \frac{F_L}{q} = v_d \cdot B. \quad (13.29)$$

Выражая из уравнения (13.28) значение скорости  $v_d$  и подставляя в (13.29), получаем

$$V_H = \frac{1}{q\Gamma_n} I \cdot B = R_H \cdot I \cdot B; \quad R_H = \frac{1}{q\Gamma_n}. \quad (13.30)$$

Из соотношения (13.30) следует, что для двумерного случая холловское напряжение  $V_H$ , как и в трехмерном случае, определяется произведением тока  $I$  на индукцию магнитного поля  $B$ . Однако в двумерном случае постоянная Холла  $R_H$  определяется концентрацией электронов на единицу площади  $\Gamma_n$ .

### 13.2.2. Циклотронная частота

В случае сильного магнитного поля  $\vec{B}$ , такого, что время релаксации между актами рассеяния  $\tau$  существенно больше, чем период обращения электрона в магнитном поле, движение электронов существенно отличается от прямолинейного. Приравнивая силу Лоренца  $F_L$  к произведению эффективной массы электрона  $m_n^*$  на центростремительное ускорение  $a_n = \frac{v^2}{R} = \omega^2 \cdot R$ , получаем:

$$qvB = m_n^* \frac{v^2}{R} = m_n^* \omega^2 R. \quad (13.31)$$

Частота вращения электрона в магнитном поле получила название циклотронной частоты  $\omega_c$  и, как видно из равенства (13.31), будет равна

$$\omega_c = \frac{qB}{m_n^*}. \quad (13.32)$$

Величина кванта энергии  $\hbar\omega_c$ , соответствующего движению в магнитном поле  $\vec{B}$ , равном 1 Тл, при эффективной массе, равной массе свободного электрона  $m_n^* = m_0$ , будет  $\hbar\omega_c \approx 2 \cdot 10^{-23}$  Дж =  $10^{-4}$  эВ.

Следовательно, для произвольных значений индукции поля  $B$  и эффективной массы  $m_n^*$

$$\hbar\omega_c [\text{эВ}] = \left( \frac{m_0}{m_n^*} \right) \cdot B [\text{Тл}] \cdot 10^{-4}. \quad (13.33)$$

Полезно отметить, что значения тепловой энергии  $kT$  при различных температурах  $T$  равны:

$T, \text{ К}$	300	30	3	0,3
$kT, \text{ эВ}$	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-5}$

Из соотношения (13.33) и приведенной таблицы следует, что для наблюдения процессов, связанных с квантованием энергии в магнитном поле, необходимы, как правило, сверхнизкие температуры, ниже температуры жидкого гелия ( $T = 4,2 \text{ К}$ ).

### 13.2.3. Спектр энергии двумерных электронов в поперечном магнитном поле

Для двумерного электронного газа спектр энергий имеет вид:

$$E = \frac{\hbar^2 k^2}{2m^*} + E_i, \quad (13.34)$$

где  $E_i$  — энергия дна поверхностных подзон, соответствующая номеру  $i$ . Движение электронов вдоль инверсионного канала остается свободным. При приложении магнитного поля  $B$ , перпендикулярного плоскости  $(x, y)$ , происходит квантование по магнитному полю. Непрерывный спектр энергии  $E(k)$  для каждой  $i$ -й подзоны переходит в дискретный, возникают уровни Ландау:

$$\frac{\hbar^2 k^2}{2m^*} \rightarrow E(n) = \hbar\omega_c \left( n + \frac{1}{2} \right). \quad (13.35)$$

На рис. 13.6 приведена зависимость  $E(k)$  при наличии и отсутствии магнитного поля. Из рис. 13.6 видно, что при наличии сильного электрического поля в предельном случае низких температур двумерный электронный газ превращается в нульмерный электронный газ.

### 13.2.4. Число состояний для электронов на уровне Ландау

Найдем радиус орбиты Ландау в пространстве квазиимпульсов для электронов. Поскольку

$$\hbar\omega_c \left( n + \frac{1}{2} \right) = \frac{p_{\perp,n}^2}{2m^*}, \quad (13.36)$$

получаем

$$\hbar\omega_c \left( n + \frac{1}{2} \right) = \frac{p_{\perp,n}^2}{2m^*}, \quad (13.37)$$

где  $p_{\perp,n}$  — квазиимпульс электрона на орбите с номером  $n$ .

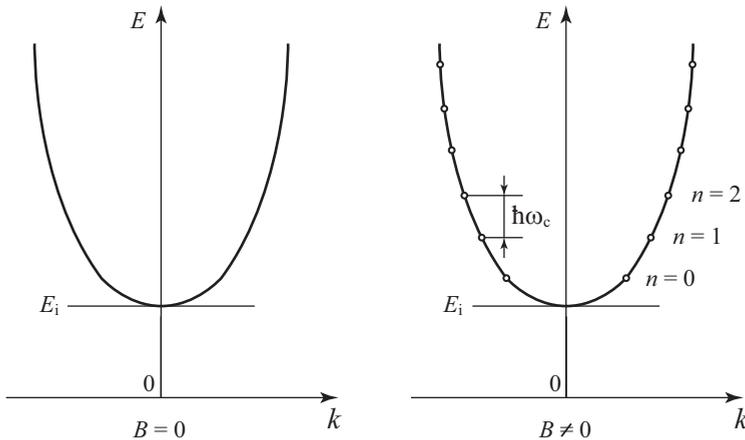


Рис. 13.6. Зависимость энергии  $E$  от волнового вектора  $k$  для двумерных электронов: а) при отсутствии магнитного поля; б) в сильном магнитном поле

Из соотношения (13.37) следует, что орбита электрона в магнитном поле квантована по квазиимпульсу. Используя соотношение (13.31), для радиуса орбиты в координатном пространстве

$$R_{\perp,B} = \frac{v}{\omega_c} = \frac{p_{\perp}}{m^* \omega_c} = \frac{p_{\perp}}{qB}, \quad (13.38)$$

или с учетом значения (13.36)

$$R_{\perp,B} = \sqrt{\frac{2\hbar \left( n + \frac{1}{2} \right)}{qB}}. \quad (13.39)$$

Вернемся снова к пространству квазиимпульсов  $\vec{p}$ . На рис. 13.7 показана схема изменения разрешенных значений квазиимпульса для 2D электронного газа при приложении магнитного поля. Оценим площадь кольца в  $p$ -пространстве между орбитами Ландау. Она равна

$$\Delta S = S_{n+1} - S_n = 2n\hbar qB. \quad (13.40)$$

Из уравнения (13.40) следует, что площадь  $\Delta S$  не зависит от номера орбиты  $n$ . Ранее эту площадь в  $p$ -пространстве занимали 2D-электроны, причем каждый электрон занимал объем  $\Delta p_x \Delta p_y = (2\pi\hbar)^2$  (при координатном объеме  $V = 1$ ). Теперь все электроны из области между уровнями Ландау «сели» на один квантовый уровень Ландау с номером  $n$ . Отсюда число электронов, которое находится на одном уровне Ландау, обозначаемое значком  $G$ , будет

$$G = \frac{2\pi\hbar qB}{(2\pi\hbar)^2} = \frac{qB}{2\pi\hbar}. \quad (13.41)$$

Поскольку на уровне Ландау с одним и тем же значением энергии  $E_n$  может находиться несколько электронов, то этот уровень будет вырожденным. Величину  $G$  называют в связи с этим фактором (или степенью) вырождения уровня Ландау. По размерности и физическому смыслу фактор вырождения  $G$  определяется как число мест на единицу площади для электронов на уровне Ландау. Отметим, что степень вырождения уровня Ландау не зависит от его номера, а определяется только величиной индукции магнитного поля  $B$ .

### 13.2.5. Плотность электронов в 2D электронном газе в сильном магнитном поле

Макроскопическим параметром, возможным для измерения в 2D электронном газе в присутствии магнитного поля, является плотность электронов  $\Gamma_n$ , рассчитанная на единицу площади. Пусть заполнено  $i$  уровней Ландау, а у  $(i+1)$  уровня заполнена только часть, обозначенная через  $\varepsilon$ . Тогда согласно соотношению (13.41) число электронов  $\Gamma_n$  будет

$$\Gamma_n = (i + \varepsilon)G = (i + \varepsilon) \cdot \frac{qB}{2\pi\hbar}. \quad (13.42)$$

### 13.2.6. Эффект Холла для 2D-электронов в сильном магнитном поле

При исследовании эффекта Холла измеряемыми величинами являются холловское напряжение  $V_H$  и ток канала  $I$ . Если разделить холловское напряжение  $V_H$  на ток канала  $I$ , то полученная величина имеет размерность сопротивления, обычно называемого холловским сопротивлением  $R_{xy}$ :

$$R_{xy} \equiv \frac{V_H}{I} = \frac{1}{q\Gamma_n} B. \tag{13.43}$$

Для слабых магнитных полей  $B$  без учета квантования по магнитному полю  $B$  зависимость холловского сопротивления  $R_{xy}$  от плотности электронов  $\Gamma_n$  гиперболическая и гладкая функция от величины  $\Gamma_n$ . Экспериментально зависимость  $R_{xy} = f(\Gamma_n)$  наблюдается легко при изменении  $\Gamma_n$  путем вариации напряжения на затворе  $V_G$ . При наличии квантования по магнитному полю число электронов  $\Gamma_n$  определяется выражением (13.42). Подставляя соотношение (13.42) в (13.43), получаем:

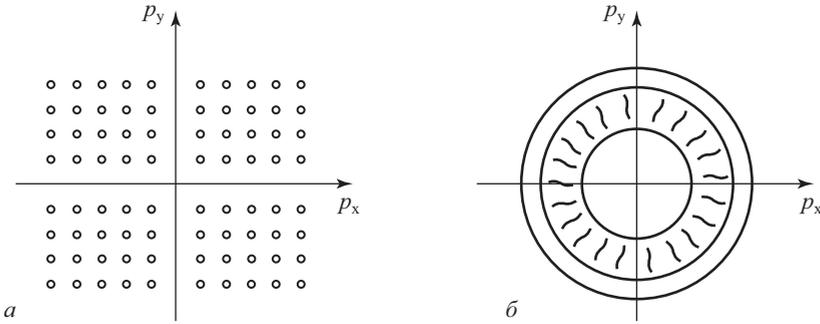


Рис. 13.7. Распределение двумерных электронов в  $p$ -пространстве: а) без магнитного поля  $B = 0$ ; б) в сильном магнитном поле  $\vec{B} \perp \vec{p}_x, \vec{p}_y$

$$R_{xy} = \frac{1 \cdot 2\pi\hbar B}{q(i + \varepsilon)qB} = \frac{2\pi\hbar}{q^2} \cdot \frac{1}{i + \varepsilon'}. \tag{13.44}$$

Из уравнения (13.44) следует, что в случае полного заполнения  $i$ -го уровня Ландау величина холловского сопротивления будет равна:

$$R_{xy} = \frac{2\pi\hbar}{q^2} \cdot \frac{1}{i}. \tag{13.45}$$

Отметим, что состояния полного заполнения  $i$ -го уровня Ландау по оси плотности электронов ничем, вообще говоря, не выделены по сравнению с не полностью заполненными уровнями. На рис. 13.8 приведены точками расчетные значения 1-го, 2-го, 3-го и т.д. уровней Ландау.

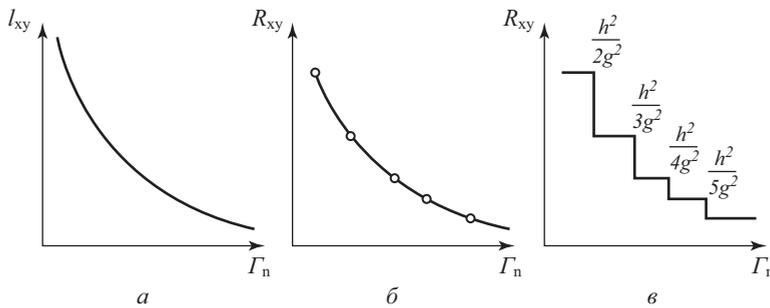
Экспериментальное исследование на холловских МДП-транзисторах показало, что на месте полного заполнения уровней Ландау возникают ступеньки на зависимости

холловского сопротивления  $R_{xy}$  от избытка электронов  $\Gamma_n$ . Величина холловского сопротивления на этих ступеньках  $R_{xy}$  определяется только универсальными физическими постоянными – постоянной Планка  $h$  и зарядом электрона  $q$ . Само значение  $R_{xy}$  при  $i = 1$  равно:

$$R_{xy} = \frac{h}{q^2} = 25813 \text{ Ом} \quad (13.46)$$

и в настоящее время служит в качестве эталона ома.

Появление ступенек на зависимости холловского сопротивления  $R_{xy}$  от величины избытка электронов  $\Gamma_n$  или индукции магнитного поля  $B$  получило название квантового эффекта Холла. Автор открытия, западногерманский физик Клаус фон Клитцинг, удостоен Нобелевской премии 1985 года по физике.



**Рис. 13.8.** Зависимость холловского сопротивления  $R_{xy}$  от избытка электронов  $\Gamma_n$ : а) в отсутствие магнитного поля; б) расчетная зависимость, точками обозначены состояния полного заполнения уровней Ландау; в) экспериментальная зависимость

### Контрольные вопросы

- 13.1. Как меняется плотность квантовых состояний при переходе от трехмерного к двумерному и одномерному электронному газу?
- 13.2. Уровни Ландау для двумерного электронного газа в сильном магнитном поле?
- 13.3. Почему холловское сопротивление для двумерного электронного газа в квантовых магнитных полях постоянно при некотором изменении концентрации носителей в инверсионном канале?
- 13.4. Какова точность эталона Ома при использовании в качестве эталона ома квантового эффекта Холла?

# Глава 14

## Полевые транзисторы с высокой подвижностью электронов в канале

### 14.1. Общие сведения

Полевые GaAs-транзисторы с управляющим затвором в виде барьера Шоттки (ГПТШ) и гетеропереходом за последние 10 лет вышли на уровень массового производства. Основное их преимущество по сравнению с гетеропереходными биполярными транзисторами заключается в более высоком быстродействии и способности сохранять эти характеристики при высоких значениях тока и напряжения. Хотя ГПТШ еще и не потеснили Si и GaAs биполярные транзисторы с гетеропереходом (НВТ), однако такая тенденция уже прослеживается.

В англоязычной терминологии для обозначения GaAs полевых транзисторов с гетеропереходом и управляющим затвором в виде барьера Шоттки применяется аббревиатура НЕМТ (High Electron Mobility Transistors), или *полевой транзистор с высокой подвижностью электронов в канале*. В связи с неустоявшейся русскоязычной терминологией для этого класса приборов в дальнейшем для их обозначения будем использовать аббревиатуру НЕМТ.

### 14.2. Структура и принцип действия НЕМТ-транзисторов

Первая модификация полевых транзисторов с высокой подвижностью 2D-электронов в канале была реализована на гетеропереходе  $p$ -GaAs- $n$ -AlGaAs. Постоянные кристаллических решеток  $\langle a_{\text{AlGaAs}} \rangle = 5,68 \text{ \AA}$  и  $\langle a_{\text{GaAs}} \rangle = 5,65 \text{ \AA}$  достаточно близки. На рис. 14.1 приведена ширина запрещенной зоны  $E_g$  и постоянная решетки  $\langle a \rangle$  для ряда полупроводниковых соединений, используемых в конструкциях НЕМТ-транзисторов.

Типичная структура НЕМТ-транзистора с гетеропереходом и управляющим затвором в виде барьера Шоттки на основе арсенида галлия приведена на рис. 14.2.

Отметим, что НЕМТ-транзисторы на основе GaAs отличаются от обычных полевых транзисторов с управляющим барьером Шоттки (MESFET) наличием гетероперехода между барьерным (донорным) и нелегированным канальным слоями (в данном случае гетеропереход между слоями GaAs и AlGaAs). Ширина запрещенной зоны материала канального слоя  $E_{g \text{ GaAs}} = 1,42 \text{ эВ}$  меньше, чем для барьерного  $E_{g \text{ AlGaAs}} = 1,78 \text{ эВ}$ . На металлургической границе раздела гетероперехода формируется потенциальная яма – тонкий канальный слой, в котором накапливаются свободные носители, образуя двухмерный (2D) электронный газ. Свойства 2D электронного газа подробно описаны в главе 13.

На рис. 2.24 в главе 2 была приведена зонная диаграмма гетероперехода  $n$ -AlGaAs- $p$ -GaAs, иллюстрирующая формирование потенциальной ямы с 2D электронным газом на межфазной границе раздела. Область локализации 2D-электронов в канале крайне узкая и составляет порядка  $100 \text{ \AA}$  вглубь GaAs от металлургической границы гетеропе-

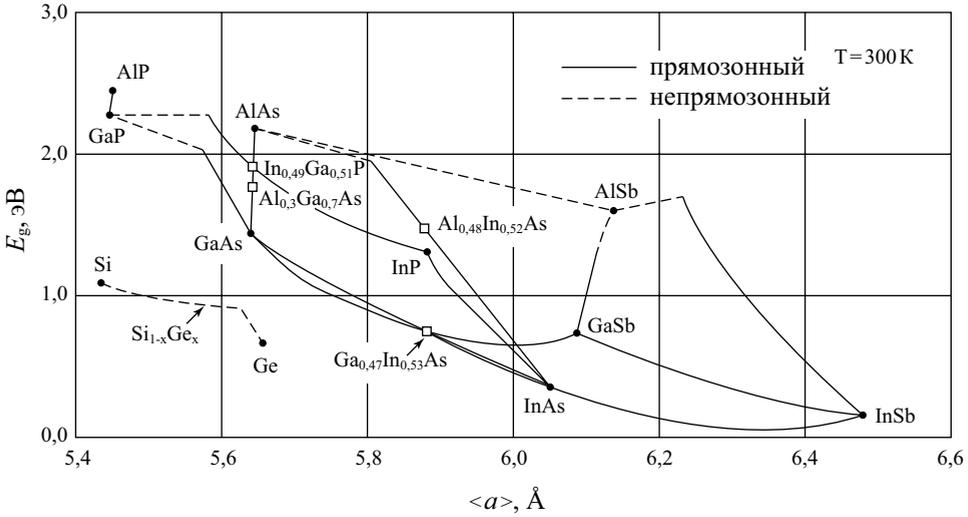


Рис. 14.1. Ширина запрещенной зоны и период кристаллической решетки для некоторых твердых растворов типа  $A^{III}B^V$  [41]

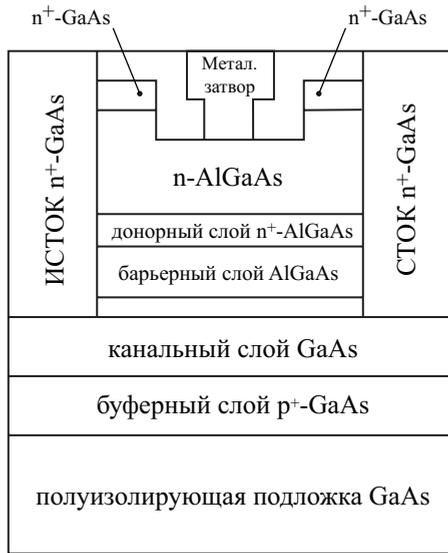


Рис. 14.2. Типичная структура НЕМТ-транзистора на основе GaAs [47]

рехода. В канальном слое гетероперехода вследствие рассеяния 2D-электронного газа на донорных или акцепторных примесях значение подвижности электронов оказывается ниже, чем в объеме полупроводника. Для устранения этого эффекта в НЕМТ-транзисторах канальный слой GaAs и барьерный слой AlGaAs не легируют. Задача буферного слоя – обеспечить структурный переход от полуизолирующей подложки к совершенной структуре канального слоя.

Материал для канального слоя выбирают изначально с высокой подвижностью электронов. Так как канальный слой в НЕМТ-транзисторе не легирован, в нем рассея-

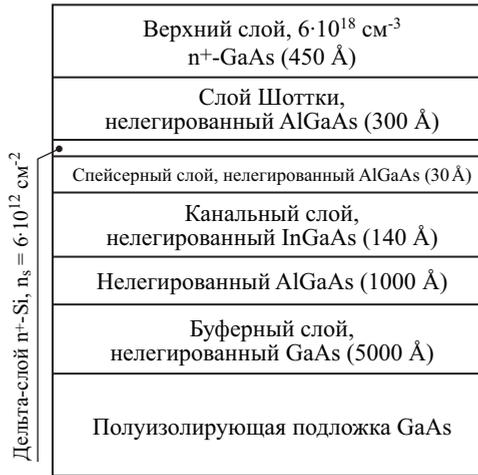


Рис. 14.3. Структура псевдоморфного  $p$ -НЕМТ-транзистора AlGaAs/InGaAs/GaAs [47]

ние электронного газа на примесных центрах и дислокациях решетки минимальны, а соответственно, подвижность электронов остается такой же высокой, как в объемном материале. Именно поэтому данный класс полевых транзисторов с затвором в виде барьера Шоттки и гетеропереходом (ГПТШ) называют транзисторами с высокой подвижностью электронов в канале (НЕМТ).

Транзисторный эффект в НЕМТ-транзисторах реализуется за счет эффекта поля. При изменении напряжения на затворе  $V_G$  меняется электрическое поле  $E$  на межфазной границе раздела гетероперехода и, следовательно, меняется концентрация 2D-электронов  $n_s$  в канале.

В ряде случаев полупроводниковые материалы, у которых высокая подвижность электронов, не образуют идеального гетероперехода с GaAs, но являются перспективными для формирования канального слоя. К ним относятся бинарные и тройные полупроводниковые соединения на основе индия, галлия и мышьяка, величина подвижности у которых соответственно равняется  $\mu_{\text{AlGaAs}} = 1000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ,  $\mu_{\text{InGaAs}} = 11000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ,  $\mu_{\text{InAs}} = 22600 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ . На рис. 14.1 приведены характеристики этих материалов.

НЕМТ-транзисторы, у которых гетеропереход образован материалами с существенно различными постоянными решетки  $\langle a \rangle$  (AlGaAs/InGaAs, InGaAs/InAlAs, InGaP/InGaAs и т.п.), получили название *псевдоморфных транзисторов с высокой подвижностью электронов в канале* (аббревиатура  $p$ -НЕМТ) [48, 93]. На рис. 14.3 приведена структура псевдоморфного транзистора.

Поскольку канальный слой состоит из тонкого нелегированного узкозонного полупроводникового соединения InGaAs, то для электронного газа это эквивалентно формированию прямоугольной потенциальной ямы, заключенными между слоями AlGaAs. На рис. 14.4 приведена зонная диаграмма  $p$ -НЕМТ-транзистора с указанием уровней энергии квантования 2D-электронов в канальном слое InGaAs.

Базовая структура  $p$ -НЕМТ-транзистора формируется на полуизолирующей GaAs-подложке, на которой создают буферный слой GaAs и канальный слой в виде сверхрешетки AlGaAs/InGaAs/AlGaAs. Сверху и снизу к канальному слою примыкает так называемый спейсер (spacer) – тонкий слой нелегированного AlGaAs. Концентрация электронов проводимости в канале InGaAs достигает  $3,2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ , а их подвижность –  $6500 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ .

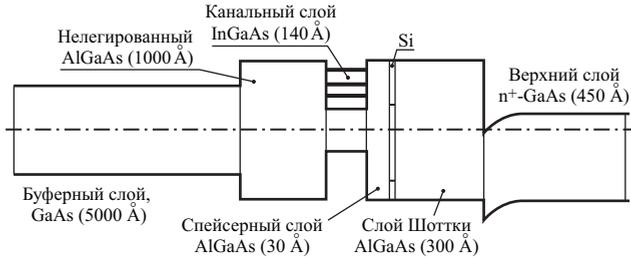


Рис. 14.4. Зонная диаграмма псевдоморфного  $p$ -HEMT-транзистора AlGaAs/InGaAs/GaAs

$p$ -HEMT-транзисторы за счет увеличения разрыва между границами зон проводимости  $\Delta E_c$  и большими значениями подвижности электронов  $\mu_{\text{InGaAs}} = 6500 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$  в канальном слое обладают по сравнению с HEMT-транзисторами как более высоким пробивным напряжением (свыше 12 В), так и более высокими рабочими частотами.

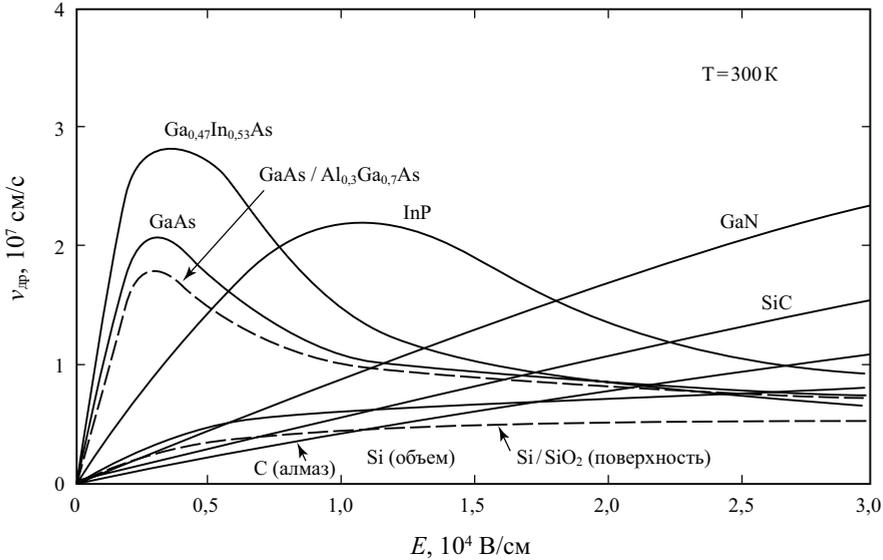
Одним из лидеров в развитии промышленной  $p$ -HEMT-технологии выступает компания TriQuint Semiconductor, которая создала  $p$ -HEMT с минимальным размером элементов 0,15 мкм [49]. На рис. 14.3 и 14.4 были приведены структура и зонная диаграмма этого транзистора. Максимальный ток канала  $p$ -HEMT-транзистора может составлять 680 мА/мм (при напряжении на стоке  $V_D = 1,5$  В, напряжение пробоя – 13 В, граничная частота  $f_T$  – 52 ГГц, максимальная частота усиления мощности  $f_{\text{max}}$  – 150 ГГц. Оптимальное рабочее напряжение транзистора  $V_g, V_D = 6$  В. Выходная мощность может достигать 815 мВт/мм, а коэффициент полезного действия – 40 %.

### 14.3. Насыщение дрейфовой скорости электронного газа

В слабых электрических полях в полупроводниках дрейфовая скорость пропорциональна электрическому полю, а подвижность, как коэффициент пропорциональности между скоростью и полем является постоянной величиной. В области средних и высоких полей зависимость дрейфовой скорости от электрического поля становится сублинейной. Для GaAs полевая зависимость дрейфовой скорости более сложная, чем в других полупроводниках (Si, Ge), что обусловлено особенностями энергетического спектра зоны проводимости этого материала. Основной минимум зоны проводимости (долина) здесь расположен в центре зоны Бриллюэна и характеризуется высокой подвижностью электронов ( $\mu_n = 4000 - 8000 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ), а на осях  $\langle 111 \rangle$  расположены долины с малой подвижностью электронов ( $\mu_n = 100 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ) и энергией на 0,3 эВ выше основного минимума в зависимости  $E(k)$ . В нижней долине эффективная масса  $m^* = 0,068 m_0$ , а в верхних долинах  $m^* = 1,2 m_0$ . Следовательно, плотность состояний  $N_c$  в верхней долине примерно в 70 раз больше, чем в нижней долине [2, 24].

Рассмотрим дрейфовый ток в полупроводнике в области малых и больших значений напряженности электрического поля  $E$ .

При малых напряженностях электрического поля функция распределения электронов по энергии не меняется. В зависимости от типа полупроводника, степени совершенства и количества примеси в слабых электрических полях преобладает рассеяние электронного газа или на тепловых колебаниях решетки (фононах) или на ионах примеси. В этом случае подвижность электронов  $\mu_n$  является постоянной величиной, а дрейфовая скорость  $v_d$  носителей пропорциональна напряженности электрического поля  $E$ .



**Рис. 14.5.** Зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля для различных полупроводников: Si, GaAs, InP, SiC, GaN, GaInAs, C (алмаз) [41]

С ростом величины электрического поля  $E$  функция распределения электронов по энергии начинает меняться. Когда процессы упругого рассеяния доминируют, время релаксации импульса  $\tau_p$  больше, чем время релаксации энергии  $\tau_\epsilon$ . Другими словами, вследствие медленности процесса обмена энергии между носителями заряда и их окружением средняя энергия электронов оказывается выше термодинамического равновесного значения. Для описания средней энергии электронного газа вводят понятие электронной температуры  $T_e$  как меры средней энергии. По этой причине это явление получило название разогрева электронного газа, а сами электроны в зависимости от величины их средней энергии называют «теплыми» или «горячими» электронами.

При дальнейшем росте электрического поля энергия, набираемая электроном на длине свободного пробега, возрастает, приближается к энергии оптических фононов и этот механизм рассеяния начинает играть определяющую роль. Это приводит к насыщению дрейфовой скорости носителей  $v_d$  и, соответственно, к уменьшению подвижности электронов  $\mu_n$  с ростом напряженности электрического поля  $E$ .

Для многодолинных полупроводников, таких как арсенид галлия  $n$ -типа  $n$ -GaAs, дальнейший рост электрического поля вызывает междолинные переходы по механизму Ридли—Уоткинса—Хилтсума и также обуславливает уменьшение подвижности электронов. Подробно этот механизм насыщения дрейфовой скоростью, а также появление участков с отрицательным дифференциальным сопротивлением на зависимости дрейфовой скорости от электрического поля были описаны в главе 9. На рис. 14.5 приведены зависимости дрейфовой скорости от напряженности электрического поля для различных полупроводников. В реальных условиях при комнатных температурах участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением может не наблюдаться.

Таким образом, для арсенида галлия  $n$ -GaAs в области малых электрических полей зависимость дрейфовой компоненты тока от приложенного напряжения является линейной. В области больших напряжений происходит насыщение дрейфовой скорости и ток не зависит от приложенного напряжения. Для тройных полупроводниковых

соединений AlGaAs, InGaAs, AlInAs характер поведения дрейфовой скорости, а следовательно, и функциональная зависимость тока от приложенного напряжения остается аналогичной, как у GaAs. Для 2D-электронного газа так же, как и в трехмерном случае, происходит насыщение дрейфовой скорости электронов  $v_d$  с ростом напряженности электрического поля  $E$ .

#### 14.4. Вольт-амперная характеристика НЕМТ транзистора в линейной области

Проведем математическое описание вольт-амперной характеристики псевдоморфного ( $p$ -НЕМТ) транзистора с высокой подвижностью электронов на основе гетероперехода AlGaAs/InGaAs/GaAs. Для модельного описания ВАХ сделаны следующие предположения:

- приближение плавного канала, продольная составляющая электрического поля  $E$  меньше, чем поперечная составляющая электрического поля;
- как только происходит насыщение дрейфовой скорости  $v_d$  электронов в канале вблизи стока, ток стока  $I_D$  будет увеличиваться с ростом напряжения на стоке  $V_D$  только благодаря эффекту модуляции длины канала  $\Delta L$ ;
- используется двухкусочная аппроксимация, чтобы представить отношение между скоростью  $v_d$  и электрическим полем  $E$ . ВАХ имеет две области: линейную область ( $V_{DS} < V_{DSAT}$ ) и область насыщения ( $V_{DS} > V_{DSAT}$ );
- сопротивление истока и сопротивление стока предполагают равными нулю.

Рассмотрим линейную область вольт-амперной характеристики. Ток стока  $I_D$  в линейной области записывается согласно закону Ома:

$$I_D = qn_s W v_d, \quad (14.1)$$

где  $q$  – заряд электрона,  $n_s$  – концентрация 2D электронного газа в канале,  $W$  – ширина канала и  $v_d$  – дрейфовая скорость электронов. Скорость  $v_d$ , с которой 2D-электроны перемещаются в канале InGaAs, определяется электрическим полем в канале  $E$  и подвижностью  $\mu_n$  электронов. Однако, если электрическое поле  $E$  превышает некоторое критическое значение  $E = E_c$ , скорость  $v_d$  достигает насыщения  $v_d = v_{dsat}$ . Полевую зависимость дрейфовой скорости  $v_d(E)$  для линейной области и области насыщения можно представить следующим образом:

$$v_d(E) = \frac{\mu_n E}{1 + \frac{E}{E_c}}, \quad \text{где } E < E_c; \quad v_d = v_{dsat}, \quad \text{где } E \geq E_c, \quad (14.2)$$

где  $E$  – составляющая электрического поля вдоль канала,  $\mu_n$  – подвижность электронов,  $v_{dsat}$  – дрейфовая скорость насыщения и  $E_c$  – критическое значение электрического поля.

Для описания ВАХ НЕМТ-транзистора по уравнению (14.1) кроме зависимости дрейфовой скорости  $v_d(E)$  от продольной компоненты электрического поля  $E$  (обусловленного приложенным напряжением к стоку  $V_D$ ), необходимо получить зависимость концентрации  $n_s$  2D-электронов в канале НЕМТ при неравновесных условиях от поперечной компоненты электрического поля  $E$  (обусловленного приложенным напряжением к затвору  $V_G$ ).

Уравнение Пуассона для полупроводника  $p$ -типа имеет вид:

$$\frac{dE}{dx} = -\frac{q}{\epsilon_s \epsilon_0} (n(x) - N_A). \quad (14.3)$$

Ось  $X$  направлена перпендикулярно каналу транзистора. После интегрирования по области обеднения от  $E = 0$  до текущего значения  $E$ , получаем

$$\epsilon_s \epsilon_0 E = qn_s - qN_A d, \tag{14.4}$$

где  $d$  — толщина области обеднения, на границе которой  $E(d)=0$ . При достаточно малых  $d$  и  $N_A$ , получаем связь между электрическим полем и концентрацией 2D-электронов в канале

$$\epsilon_s \epsilon_0 E = qn_s. \tag{14.5}$$

Зонная диаграмма НЕМТ-транзистора с гетеропереходом AlGaAs/GaAs приведена на рис. 14.6. Поскольку слой AlGaAs является нелегированным, то на зонной диаграмме он имеет такой же вид, как диэлектрический слой в МДП-структурах.  $\Delta$ -легированный слой вблизи межфазной границы гетероперехода обуславливает небольшой обратный изгиб зон в AlGaAs.

Исходя из уравнения электронейтральности:

$$Q_m = qn_s + Q_B \tag{14.6}$$

и, используя обозначения, приведенные на рис. 14.7, получим зависимость концентрации  $n_s$  2D-электронов в канале НЕМТ-транзистора от приложенного напряжения к затвору  $V_G$ .

Поперечная компонента электрического поля  $E$  будет:

$$E = \frac{(V_G - \varphi_m - E_F + V_p + \Delta E_c)}{d}. \tag{14.7}$$

Так как согласно (14.5)  $\epsilon_s \epsilon_0 E = qn_s$ , то из (14.7) следует:

$$n_s = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{qd} [V_p - \varphi_b + V_g - E_F + \Delta E_c] \tag{14.8}$$

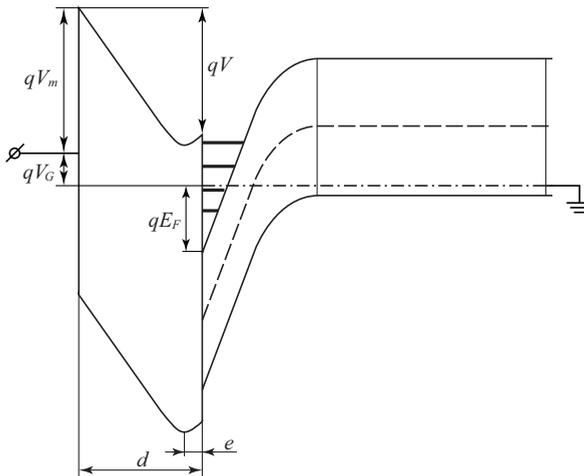


Рис. 14.6. Зонная диаграмма AlGaAs/GaAs гетероструктуры с  $\delta$ -слоем.

или

$$n_s = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{qd} [(V_g - V_T) - E_F]. \quad (14.9)$$

Здесь  $E_F$  — энергия уровня Ферми относительно дна зоны проводимости в канале, которая является функцией концентрации носителей на поверхности  $n_s$  в канале,  $d$  — это полная толщина слоя AlGaAs,  $\Delta E_c$  — скачок дна зоны проводимости в гетероструктуре,  $\phi_b$  — высота барьера Шоттки,  $V_T$  — пороговое напряжение. Величина  $V_T$  выражается соотношением

$$V_T \equiv \Delta E_c + \phi_b + V_p. \quad (14.10)$$

На рис. 14.7 приведена зависимость концентрации электронов  $n_s$  от напряжения на затворе  $V_G$ , рассчитанная численным методом согласно соотношению (14.9).

Для того чтобы описать в аналитической форме зависимость концентрации  $n_s$  2D-электронов от приложенного напряжения к затвору  $V_G$ , необходимо получить аналитическую зависимость энергии Ферми  $E_F$  от концентрации электронов  $n_s$  в канале. Для линейного участка ВАХ Гупта предложил записать зависимость энергии Ферми  $E_F$  для псевдоморфного  $p$ -HEMT транзистора со структурой AlGaAs/InGaAs/GaAs от концентрации  $n_s$  2D-электронов в канале в виде полинома:

$$E_F(n_s) = K_1 + K_2 n_s^{1/2} + K_3 n_s. \quad (14.11)$$

В дальнейшем эту модель будем называть моделью Гупта [46]. Гупта численными методами рассчитал значения энергии Ферми  $E_F$  для трех величин  $n_s$ , а именно  $n_s = 2 \times 10^{10}$ ,  $2 \times 10^{11}$  и  $2 \times 10^{12} / \text{см}^2$ . Зная значение  $E_F$  в выражении, стоящем выше, и решая систему уравнений (14.11) для трех величин  $n_s$ , были получены значения коэффициентов  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ .

Тогда концентрация электронов  $n_s$  в уравнении (14.9) для системы AlGaAs/GaAs, запишется как:

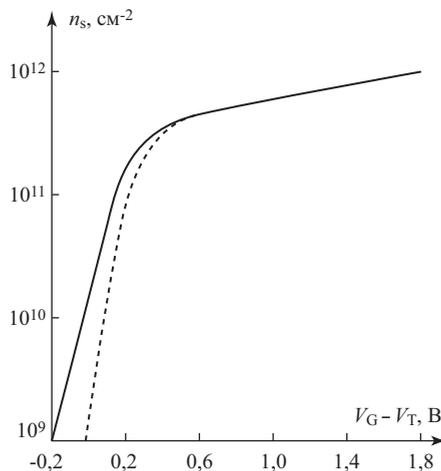


Рис. 14.7. Зависимость концентрации  $n_s$  2D-электронов от приложенного напряжения к затвору  $V_G$  при температуре 300 К: сплошная линия — численный расчет, а точечная кривая — расчет по аналитической модели Гупта [46]

$$n_s = \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{qd} \left[ V_p - \varphi_b + V_g + \Delta E_c - (K_1 + K_2 n_s^{\frac{1}{2}} + K_3 n_s) \right]. \quad (14.12)$$

Преобразуя это выражение, получим квадратичное уравнение относительно концентрации 2D-электронов  $n_s^{1/2}$ :

$$K_4 n_s + K_2 n_s^{1/2} - (V_g - V_T - K_1) = 0, \quad (14.13)$$

где  $K_4 = K_3 + \frac{qd}{\varepsilon}$ . Решение данного уравнения позволит записать зависимость  $n_s$  от напряжения на затворе  $V_G$  в виде:

$$n_s = \left[ \frac{-K_2 + \sqrt{K_2^2 + 4K_4(V_g - V_T - K_1)}}{2K_4} \right]^2. \quad (14.14)$$

Уравнение (14.14) описывает зависимость концентрации  $n_s$  в двухмерном электронном газе (2D) как функцию напряжения на затворе  $V_G$  в равновесном случае ( $V_D = 0$ ).

При напряжении на стоке  $V_d \neq 0$  напряжение  $V_d$  распределится вдоль канала  $V(x)$  и выражение для концентрации  $n_s$  запишется в неравновесном случае уже в виде:

$$n_s = \left[ \frac{-K_2 + \sqrt{K_2^2 + 4K_4(V_{g1} - V(x))}}{2K_4} \right]^2, \quad (14.15)$$

где  $V_{g1} = V_g - V_T - K_1$ .

Подставляя уравнение (14.1) в (14.2), ток стока  $I_D$  в линейной области вольтамперной характеристики выражается:

$$I_D = qn_s w \times \frac{\mu E}{1 + \frac{E}{E_c}}. \quad (14.16)$$

Заменяя  $E = dV_D/dx$  в уравнении (14.16) и преобразуя, получаем:

$$I_D dx = qn_s w \mu dV - \frac{I_d}{2E_c} dV. \quad (14.17)$$

Интегрируя это уравнение от истока ( $x = 0, V = 0$ ) до стока ( $x = L, V = V_d$ ), получаем:

$$\int_0^L I_D dx = qw \mu_n \int_0^{V_D} n_s dV - \frac{I_d}{2E_c} \int_0^{V_D} dV; \quad (14.18)$$

ток стока  $I_D$  может быть записан как:

$$I_D = \frac{2K_4 \beta}{2V_L + V_D} \int_0^{V_D} n_s dV, \quad (14.19)$$

где  $\beta = E_c q W \mu / K_4$  и  $V_L = L E_c$ .

Подставляя величину  $n_s$  из уравнения (14.14) в уравнение выше (14.19) и преобразуя, получаем:

$$I_D = \frac{2\beta}{2V_L + V_D} \int_0^{V_D} \left[ \frac{2K_2^2}{2K_4} + V_{g1} - V - \frac{2K_2}{4K_4} \sqrt{K_2^2 + 4K_4 V_{g1} - 4K_4 V} \right] dV. \quad (14.20)$$

После интегрирования:

$$I_D = \frac{2\beta}{2V_L + V_D} \left[ \frac{K_2^2}{2K_4} V_{Ds} + V_{g1} V_{Ds} - \frac{V_{Ds}^2}{2} + \frac{K_2}{12K_4^2} \left\{ A_1^{\frac{3}{2}} - A_2^{\frac{3}{2}} \right\} \right], \quad (14.21)$$

где  $A_1 = K_2^2 + 4K_4V_{g1} - 4K_4V_{Ds}$  и  $A_2 = K_2^2 + 4K_4V_{g1}$ .

Уравнение (14.21) описывает вольт-амперную характеристику НЕМТ-транзистора в области плавного канала.

## 14.5. Вольт-амперная характеристика НЕМТ-транзистора в области насыщения

### 14.5.1. Напряжение насыщения и ток насыщения

При достижении напряжения на стоке  $V_D = V_{DSAT}$  скорость электронов  $v_d$  в канале у стока насыщается до значения  $v = v_{dsat}$ . Тогда величина тока насыщения канала из уравнения (14.1) будет равна

$$I_{Dsat} = q\omega v_{sat} n_s /_{V=V_{Dsat}}. \quad (14.22)$$

Величина концентрации электронов  $n_s$  при напряжении на стоке, равном  $V=V_{Dsat}$  задается как:

$$n_s = \left[ \frac{-K_2 + \sqrt{K_2^2 + 4K_4(V_{g1} - V_{Dsat})}}{2K_4} \right]^2. \quad (14.23)$$

Подставляя выражение  $n_s$  из (14.23) в уравнение (14.22), получаем для тока насыщения:

$$I_{Dsat} = q\omega v_{sat} \left[ \frac{\sqrt{K_2^2 + 4K_4(V_{g1} - V_{Dsat})} - K_2}{2K_4} \right]^2. \quad (14.24)$$

Раскрываем квадратные скобки в (14.24), получаем выражение для тока насыщения  $I_d$  в виде:

$$I_{Dsat} = \beta \left[ \frac{K_2^2}{2K_4} + V_{g1} - V_{Dsat} - \frac{K_2}{2K_4} \sqrt{K_2^2 + 4K_4V_{g1} - 4K_4V_{Dsat}} \right]. \quad (14.25)$$

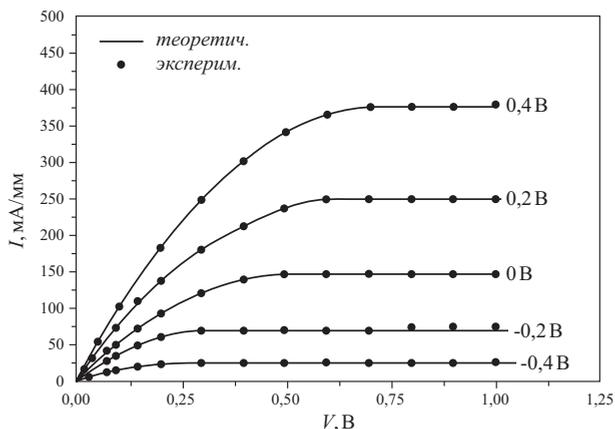
Преобразуя (14.25) аналогично уравнению (14.21), получаем:

$$I_{Dsat} = \frac{2\beta}{2V_L + V_{Dsat}} \left[ \frac{K_2^2}{2K_4} V_{Dsat} + V_{g1} V_{Dsat} - \frac{V_{Dsat}^2}{2} + \frac{K_2}{12K_4^2} \left\{ B_1^{\frac{3}{2}} - B_2^{\frac{3}{2}} \right\} \right], \quad (14.26)$$

где  $B_1 = K_2^2 + 4K_4V_{g1} - 4K_4V_{Dsat}$  и  $B_2 = K_2^2 + 4K_4V_{g1}$ .

Уравнение (14.26) описывает значение тока насыщения  $I_{Dsat}$  в области больших значений напряжения на стоке  $V_D > V_{Dsat}$ .

Согласно (14.22) при напряжении на стоке  $V_D$  больше критического значения  $V_{Dsat}$ , происходит насыщение тока стока  $I_D$ . Дальнейшее увеличение тока канала  $I_D$  для  $V_D > V_{Dsat}$  происходит только благодаря эффекту модуляции длины канала  $\Delta L$ . Чтобы получить величину уменьшения длины канала  $\Delta L$ , необходимо решить уравнение Пуассона



**Рис. 14.8.** Вольт-амперные характеристики  $p$ -НЕМТ-транзистора  $\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{As}/\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}/\text{GaAs}$ , полученные аналитически (линии) и из эксперимента (точки) [48]

2-го порядка. Его решение приводит к следующему выражению [48] для модуляции длины канала  $\Delta L$  как функции напряжения на стоке  $V_D$ , по уравнению:

$$V_D - V_{Dsat} = \frac{2d(2E_c)}{\pi} \text{sh} \left[ \frac{\pi \Delta L}{2d} \right], \quad (14.27)$$

где  $d$  – полное расстояние между электродом затвора и каналом InGaAs.

На рис. 14.8 приведены расчетные и экспериментальные вольт-амперные характеристики рНЕМТ транзистора

В таблице 14.1 приведены численные значения параметров  $p$ -НЕМТ-транзистора, использованные для расчета вольт-амперных характеристик.

**Таблица 14.1.** Параметры  $p$ -НЕМТ-транзистора [48]

Параметры прибора	$\text{Al}_{0.25}\text{Ga}_{0.75}\text{As}/\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}/\text{GaAs}$
Длина канала $L$	2 мкм
Толщина барьера Шоттки	150 Å
Толщина спейсерного слоя	30 Å
Концентрация доноров в $\delta$ -слое кремния $n_d$	$6 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$
Электронное сродство AlGaAs	3,9125 эВ
Электронное сродство InGaAs	4,19232 эВ
Разрыв зоны проводимости $\Delta E_c$	0,27982 эВ
Высота барьера Шоттки $\phi_b$	0,99774 эВ
Подвижность электронов в канале $\mu_n$	$5500 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$
Дрейфовая скорость насыщения $v_d$	$3 \cdot 10^7 \text{ см/с}$

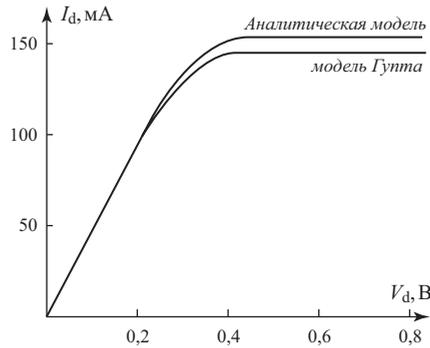


Рис. 14.9. ВАХ, полученная по аналитической модели с квантовомеханическим расчетом концентрации 2D-электронов от энергии Ферми и модели Гупта [48]

Из данных рис. 14.9 видно, что расчетные и экспериментальные ВАХ совпадают достаточно хорошо, что подтверждает корректность описанной выше модели Гупта.

### 14.5.2. Пороговое напряжение p-HEMT-транзистора

Важным параметром для pHEMT транзистора является величина порогового напряжения  $V_T$ . Для его расчета воспользуемся уравнением нейтральности в структуре Me-AlGaAs-InGaAs-GaAs:

$$n_s = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{qd} [V_g - V_T - E_F], \tag{14.28}$$

где  $\epsilon_s$  – диэлектрическая постоянная AlGaAs,  $d$  – полное расстояние между затвором и каналом,  $q$  – заряд электрона,  $E_F$  – положение уровня Ферми относительно дна зоны проводимости в InGaAs и  $V_T$  – пороговое напряжение.

Для HEMT транзистора  $V_T$  запишется так:

$$V_T = \phi_b - \Delta E_c - \frac{qN_d d_a^2}{2\epsilon_s \epsilon_0} \left(1 + \frac{2d_i}{d_a}\right), \tag{14.29}$$

где  $\phi_b$  – высота барьера (затвора) Шоттки,  $\Delta E_c$  – разрыв зон проводимости на контакте AlGaAs/InGaAs,  $d_a$  – толщина легированного, но полностью обедненного слоя AlGaAs и  $d_i$  – толщина нелегированного слоя Шоттки AlGaAs.

Для  $\Delta$ -легированного HEMT-транзистора  $V_T$  может быть записан:

$$V_T = \phi_b - \Delta E_c - \frac{qN_d d_a}{\epsilon_s \epsilon_0}, \tag{14.30}$$

где  $d_a$  – расстояние между металлическим затвором и легированной плоскостью,  $n_d$  – концентрация доноров в легированной плоскости на единицу площади.

## 14.6. Связь концентрации $n_s$ в канале и энергии Ферми $E_F$ с учетом квантования 2D электронного газа

Рассмотрим связь между энергией Ферми  $E_F$  и концентрацией  $n_s$  2D-электронов в канале. Энергия Ферми зависит от концентрации  $n_s$  2D-электронов. Рассматривая только

два первых уровня двумерного квантования энергии  $E_0$  и  $E_1$  в канале, концентрация электронов  $n_s$  может быть записана как:

$$n_s = DV_t \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{E_F - E_0}{V_t} \right) \right] + DV_t \ln \left[ 1 + \exp \left( \frac{E_F - E_1}{V_t} \right) \right]. \quad (14.31)$$

Плотность состояний в уравнении (14.31) выражается соотношением  $D = q \frac{4\pi}{h^2} m_n^*$ , где  $m_n^*$  – эффективная масса электронов в InGaAs,  $h$  – постоянная Планка,  $V_t$  – пороговое напряжение. Величина эффективной массы  $m_n^*$  и плотности квантовых состояний в  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  с разным значением долевого соотношения In и Ga ( $x=0,15, 0,2, 0,25$ ) даны в табл. 14.2.

**Таблица 14.2.** Эффективная масса и плотность состояний для разных значений доли долевого соотношений In и Ga ( $x=0,15, 0,2, 0,25$ ) в канале  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  псевдоморфного транзистора [48]

$\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$	Эффективная масса электрона ( $m^*/m_0$ )	Двумерная плотность квантовых состояний ( $\text{см}^{-2}\text{эВ}^{-1}$ )
X = 0,25	0,05243	$2,1860 \cdot 10^{13}$
X = 0,2	0,05452	$2,2731 \cdot 10^{13}$
X = 0,15	0,0566175	$2,3606 \cdot 10^{13}$

Уравнение (14.31) может быть переписано в следующем виде:

$$e^{\frac{n_s}{DV_t}} = 1 + e^{\frac{E_F - E_1}{qV_t}} + e^{\frac{E_F - E_0}{qV_t}} + e^{\frac{2E_F - E_0 - E_1}{qV_t}}. \quad (14.32)$$

Умножим обе части этого уравнения на сомножитель  $e^{\frac{E_0 + E_1}{qV_t}}$ :

$$e^{\frac{n_s}{DV_t}} e^{\frac{E_0 + E_1}{qV_t}} = e^{\frac{E_0 + E_1}{qV_t}} + e^{\frac{E_F + E_0}{qV_t}} + e^{\frac{E_F + E_1}{qV_t}} + e^{\frac{2E_F}{qV_t}}. \quad (14.33)$$

Введем новые обозначения:

$$R = e^{\frac{E_0}{qV_t}}; \quad S = e^{\frac{E_1}{qV_t}}; \quad Y = e^{\frac{E_F}{qV_t}}. \quad (14.34)$$

Уравнение (14.33) с учетом (14.34) принимает вид квадратичного уравнения относительно Y:

$$Y^2 + (R + S)Y + RS \left( 1 - e^{\frac{n_s}{DV_t}} \right) = 0. \quad (14.35)$$

Решением его будет:

$$Y = - \left( \frac{R + S}{2} \right) + \sqrt{\left( \frac{R + S}{2} \right)^2 - RS \left( 1 - e^{\frac{n_s}{DV_t}} \right)}. \quad (14.36)$$

Из уравнения (14.36) можно выразить энергию Ферми  $E_F$ :

$$E_F = qV_t \ln(Y).$$

Произведя обратную замену для  $Y$ ,  $R$  и  $S$  в этом уравнении, получим выражение для энергии Ферми  $E_F$  через концентрацию  $n_s$  2D-электронов в канале:

$$E_F(n_s) = qV_t \ln \left\{ -\frac{1}{2} \left( e^{\frac{E_0}{V_t}} + e^{\frac{E_1}{V_t}} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left( e^{\frac{E_0}{V_t}} + e^{\frac{E_1}{V_t}} \right)^2 + \left( e^{\frac{E_0+E_1}{V_t}} \right) \left( e^{\frac{n_s}{DV_t}} - 1 \right)} \right\}. \quad (14.37)$$

Соотношение (14.37) дает аналитическую связь между энергией Ферми  $E_F$  и концентрацией  $n_s$  двумерных электронов в канале [48].

В уравнении (14.37) содержится четыре неизвестных: концентрация электронов  $n_s$ , энергия Ферми  $E_F$  и энергия двух энергетических подзон  $E_0$  и  $E_1$ . Устраним два неизвестных путем установления связи между энергией двухмерных подзон  $E_0$ ,  $E_1$  и концентрацией электронов  $n_s$ . Потенциальная яма в слое InGaAs может быть аппроксимирована как треугольная яма с наклоном края зоны проводимости примерно равной электрическому полю. Зависимость энергии двумерных подзон в треугольной яме от электрического поля получается из решения уравнения Шредингера и имеет следующий вид:

$$E_n = \left[ \frac{\hbar^2}{8\pi^2 m^*} \right]^{1/3} \left[ \frac{3}{2} \pi q E_s \right]^{-2/3} \left[ n + \frac{3}{4} \right]^{2/3} \quad \text{для } n = 0, 1, 2, 3, \quad (14.38)$$

где  $E_s$  – электрическое поле в InGaAs. Электрическое поле на поверхности  $E_s$  связано по теореме Гаусса с концентрацией электронов  $n_s$  на единицу площади соотношением

$$E_s = \frac{qn_s}{\epsilon_s \epsilon_0}, \quad (14.39)$$

где  $\epsilon_s$  – диэлектрическая постоянная материала InGaAs.

Алгоритм вычисления значения энергии Ферми  $E_F$  в зависимости от концентрации  $n_s$  2D-электронов включает следующие этапы [48]:

- 1 – расчет эффективной массы;
- 2 – расчет плотности состояний;
- 3 – расчет уровней подзон  $E_0$  и  $E_1$ , используя уравнения (14.38) и (14.39);
- 4 – расчет  $E_F(n_s)$ , используя уравнение (3.42).

Значения энергий двух подзон ( $E_0$  и  $E_1$ ) в зависимости от электрического поля  $E$  и концентрации электронов  $n_s$  рассчитанные согласно этапу 3 этого алгоритма, приведены в табл. 14.3.

**Таблица 14.3.** Энергия уровней  $E_0$  и  $E_1$  2D-электронов в зависимости от электрического поля  $E$  и концентрации электронов  $n_s$  в канале [46]

$\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$	Значения энергии $E_0$ и $E_1$ в зависимости от электрического поля В/см		Значения энергии $E_0$ и $E_1$ в зависимости от концентрации $n_s$ в $\text{см}^{-2}$	
	$E_0$ (эВ)	$E_1$ (эВ)	$E_0$ (эВ)	$E_1$ (эВ)
X = 0,25	$2,0876 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$3,6726 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$1,1869 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$	$2,0885 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$
X = 0,2	$2,0606 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$3,6251 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$1,1772 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$	$2,0710 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$
X = 0,15	$2,0348 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$3,5797 \cdot 10^{-6} E^{2/3}$	$1,1677 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$	$2,0543 \cdot 10^{-9} n_s^{2/3}$

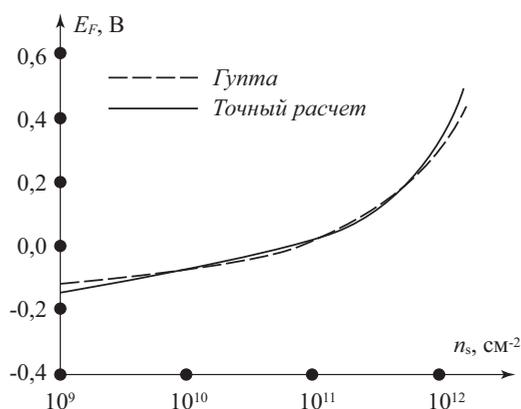
Если использовать рассчитанные значения  $E_1$  и  $E_0$  из табл. 14.3, то в уравнении (14.37) остаются лишь две переменные  $n_s$  и  $E_F$ .

Значения коэффициентов  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$  для уравнения (14.11), полученных после аппроксимации численного расчета  $E_F$  через  $n_s$  с помощью модели, предложенной Гупта, приведены в табл. 14.4.

**Таблица 14.4.** Значения констант ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ), используемых в полиноме (3.16), чтобы аппроксимировать численную зависимость  $E_F$  через  $n_s$  для различных соотношений In и Ga  $x=0,15, 0,2, 0,25$ [48]

$\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$	$K_1(\text{В})$	$K_2(\text{Всм})$	$K_3(\text{Всм}^2)$
$X = 0,25$	$-0,1426048438$	$3,6115160965 \cdot 10^{-7}$	$-4,59853302447 \cdot 10^{-14}$
$X = 0,2$	$-0,1436443456$	$3,60826394 \cdot 10^{-7}$	$-4,771061735 \cdot 10^{-14}$
$X = 0,15$	$-0,1446398200$	$3,60453353 \cdot 10^{-7}$	$-4,9299100283 \cdot 10^{-14}$

На рис. 14.10, приведена зависимость энергии Ферми  $E_F$  от концентрации 2D-электронов в канале  $n_s$  рассчитанная по соотношению (3.42) и аппроксимальная кри-



**Рис. 14.10.** Зависимость  $E_F(n_s)$ , полученная с использованием квантовомеханического расчета (сплошная линия) и аппроксимальная кривая (точки), предложенная моделью Гупта для AlGaAs/InGaAs/GaAs-системы [48]

вая, описываемая уравнением (3.16) Гупта для AlGaAs/InGaAs/GaAs-системы. Из рис. 10 видно, что нелинейная модель Гупта является вполне пригодной по сравнению с точной аналитической моделью  $p$ -НЕМТ-транзистора с высокой подвижностью электронов AlGaAs/InGaAs/GaAs, базирующейся на квантовомеханическом расчете.

### Контрольные вопросы

1. Что такое НЕМТ-транзистор?
2. Какова структура НЕМТ-транзистора?
3. Изобразите вольт-амперную характеристику НЕМТ-транзистора.
4. Какие материалы могут быть использованы для создания НЕМТ-транзисторов?

# Глава 15

## Полупроводниковые приборы при экстремальных температурах

### 15.1. Полупроводниковые материалы для высокотемпературной электроники

В собственном полупроводнике концентрация свободных носителей  $n_i$  определяется двумя основными параметрами – шириной запрещенной зоны  $E_g$  и температурой  $T$ . Как было показано в первой главе, концентрация свободных носителей  $n_i$  определяется следующим соотношением:

$$n_0 = p_0 = n_i = \sqrt{N_C \cdot N_V} \cdot e^{-\frac{E_g}{2kT}}. \quad (15.1)$$

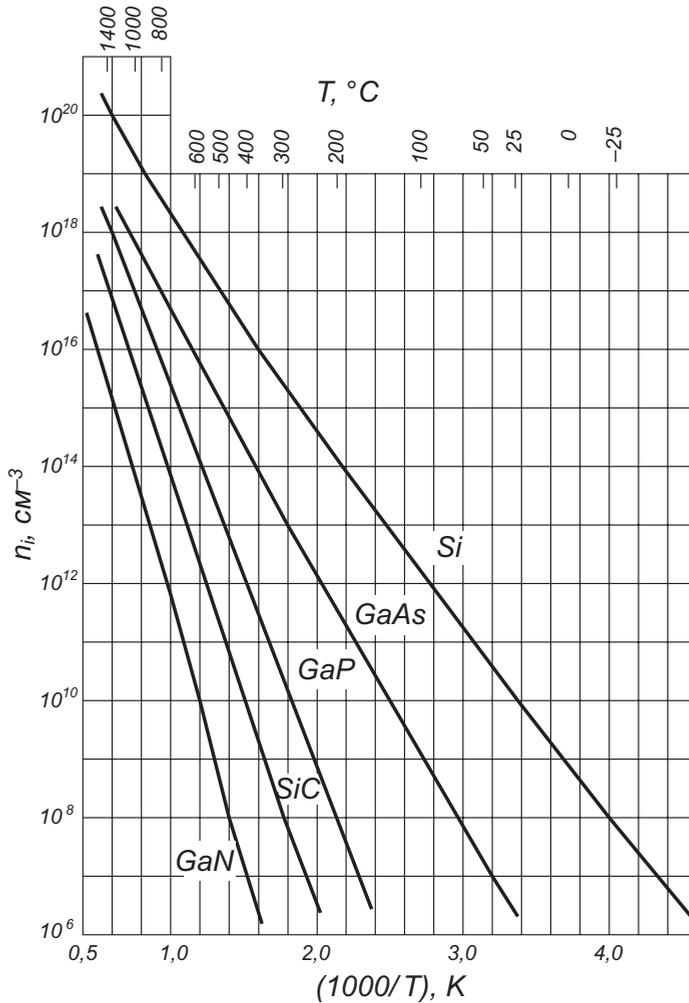
Из соотношения (15.1) следует, что чем больше ширина запрещенной зоны  $E_g$ , тем меньше собственная концентрация при одной и той же температуре. В табл. 15.1 приведены значения ширины запрещенной зоны  $E_g$  и собственной концентрации  $n_i$  для перспективных полупроводниковых материалов при  $T = 300$  К.

Таблица 15.1

материал	Si	GaAs	GaP	SiC(4H)	GaN
$E_g$ , эВ	1,1	1,4	2,8	3,0	3,4
$n_i$ , см <sup>-3</sup>	$1,6 \cdot 10^{10}$	$1,1 \cdot 10^7$	$1,2 \cdot 10^1$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$9,2 \cdot 10^{-10}$
$T_{гр}$ , °С	270	470	620	900	1300

На рис. 15.1 представлена зависимость концентрации собственных носителей от температуры для широкозонных полупроводников – кремния, арсенида и фосфида галлия, карбида кремния и нитрида галлия. Видно, что при изменении ширины запрещенной зоны в диапазоне от 1,1 эВ для кремния до 3,4 эВ для нитрида галлия, собственная концентрация  $n_i$  при комнатной температуре  $T = 300$  К изменяется от значения  $10^{10}$  см<sup>-3</sup> до  $10^{-10}$  см<sup>-3</sup>.

По мере роста температуры  $T$  собственная концентрация  $n_i$  возрастает. Определим температурную границу возможности использования полупроводника в приборах как температуру  $T_{гр}$ , при которой значение собственной концентрации  $n_i$  сравняется со значением концентрации основных носителей, определяемой легирующей



**Рис. 15.1.** Зависимость концентрации собственных носителей от температуры для наиболее распространенных полупроводников – кремния, германия, арсенида и фосфида галлия [49]

концентрацией  $N_D$ . Известно, что  $E_g$  и  $N_{CV}$  зависят от температуры. Для оценки граничной температуры пренебрежем этим фактом. Тогда, учитывая, что  $n_0 = N_D$ , после преобразования получим:

$$T_{\text{гп}} = \frac{E_g}{2k} \cdot \frac{1}{\ln \left( \frac{\sqrt{N_C N_V}}{N_D} \right)}. \quad (15.2)$$

Выберем для значения легирующей концентрации стандартную величину  $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ .

Расчитанные по соотношению (15.2) значения граничной температуры составляют для кремния 270 °С, а для нитрида галлия 1300 °С. В табл. 15.1 приведены для раз-

личных полупроводников рассчитанные по соотношению (15.2) значения граничной температуры.

Отметим, что описанный выше критерий является верхней температурной границей, обусловленной выбранными физическими ограничениями. При использовании в полупроводниковых приборах электронно-дырочных переходов в качестве ограничения может выступать обратный ток  $p$ - $n$ -перехода.

Как уже отмечалось в главе 4, при обратном смещении ток диода обусловлен дрейфовой компонентой тока неосновных носителей. Для несимметричного  $p$ - $n^+$ -перехода ( $N_A \ll N_D$ ) концентрация неосновных носителей в  $p$ -области существенно выше, чем в  $n$ -области ( $n_{p0} \gg p_{n0}$ ). Обратный ток  $p$ - $n$ -перехода в этом случае будет обусловлен дрейфовой электронной компонентой, определяемой концентрацией неосновных носителей  $n_{p0}$ . Величина концентрации неосновных носителей  $n_{p0} = \frac{n_i^2}{n_{n0}} \sim e^{-\frac{E_g}{kT}}$ , поскольку  $n_i = \sqrt{N_C N_V} e^{-\frac{E_g}{2kT}}$ . Обратный ток  $p$ - $n$ -перехода в этом случае будет экспоненциально сильно зависеть от температуры  $I_0 \approx const \cdot e^{-\frac{E_g}{kT}}$ . Отметим, что в реальных случаях на зависимость тока будет также влиять температурная зависимость диффузионной длины  $L_n$  и времени жизни  $\tau_n$ .

Для прямого тока  $p$ - $n$ -перехода зависимость тока от температуры существенно слабее.

На рис. 15.2 приведена зависимость от температуры прямого и обратного тока для кремниевого диода. Видно, что при температуре  $T = 175^\circ\text{C}$  характеристики еще удовлетворительны, но при температуре  $T = 200^\circ\text{C}$  обратный ток кремниевого диода уже сравнивается с прямым током.

Другими параметрами, которые ограничивают рабочую температуру приборов твердотельной электроники, являются термодинамические характеристики материалов

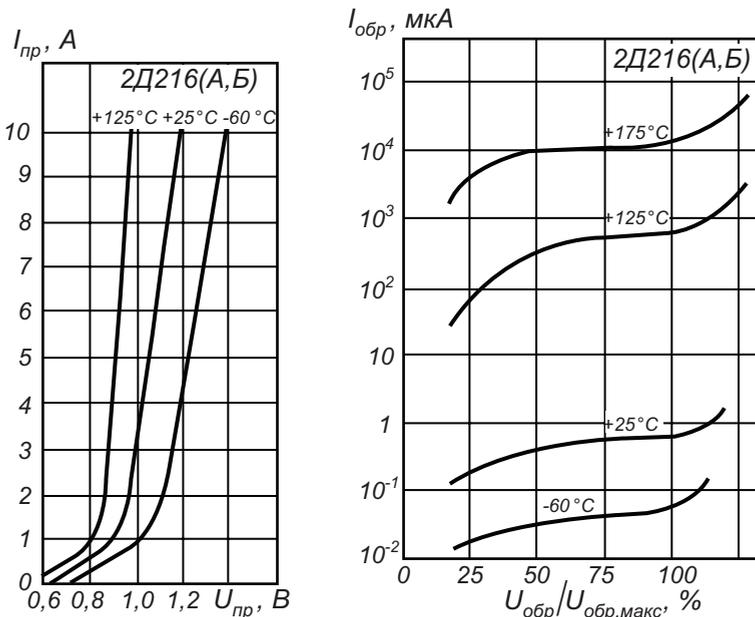


Рис. 15.2. Вольт-амперные характеристики кремниевого диода 2Д216 при различных температурах [77, 80]: а) при прямом смещении; б) при обратном смещении

и условия отвода джоулевой мощности, выделяемой при работе этих устройств. По мере роста температуры  $T$  возрастают коэффициенты диффузии акцепторной и донорной примеси, формирующие электронно-дырочные переходы. При температурах  $T = 800^\circ\text{C}$  начинается взаимодиффузия примесей в  $p$ - и  $n$ -областях полупроводников, ограничивающая надежность и срок службы полупроводниковых приборов. Для решения проблемы теплоотвода широкозонные материалы являются весьма привлекательными, поскольку возрастают допустимые плотности мощности и температуры  $p$ - $n$ -переходов. Но при этом уменьшается площадь, с которой отводится тепло, и необходимо использовать вместо медных уже алмазные теплоотводы. Тем не менее для высокотемпературной электроники перспективными являются широкозонные полупроводники типа карбида кремния и нитрида галлия, а также гетероструктуры на их основе.

## 15.2. Твердотельные приборы на SiC

Карбид кремния – бинарное полупроводниковое соединение с большой шириной запрещенной зоны 2,8–3,1 эВ в зависимости от модификации. Модификаций карбида кремния насчитывается около 170, но только две из них 4H-SiC и 6H-SiC применяются при производстве полупроводниковых приборов. Карбид кремния является третьим по твердости веществом после алмаза. Материал устойчив к окислению вплоть до температур  $1400^\circ\text{C}$ . При комнатной температуре SiC не взаимодействует ни с какими кислотами. Эти свойства обуславливают технологические трудности при создании приборов твердотельной электроники на его основе.

В то же время приборы на основе карбида кремния способны функционировать при высоких температурах вплоть до  $600^\circ\text{C}$ , обладают стабильностью электрических характеристик при воздействии температуры и времени. SiC имеет теплопроводность в 3 раза больше, чем у Si, и в 10 раз больше, чем у GaAs, устойчив к воздействию радиации. Эти качества определяют перспективность этого материала для приборов твердотельной электроники.

### *Диоды Шоттки*

В настоящее время разработаны и производятся на основе карбида кремния мощные высоковольтные диоды Шоттки, мощные ВЧ- и СВЧ-транзисторы и светодиоды повышенной светоотдачи. Все эти приборы показывают стабильные характеристики при экстремальных температурах.

На рис. 15.3 приведены типичные вольт-амперные характеристики мощного диода Шоттки на основе карбида кремния 4H-SiC при различных температурах. Для диода Шоттки прямой ток составляет 10 А и обратное напряжение 600 В.

При прямом токе через диод 10 А падение напряжения составляет 1,5 В при комнатной температуре. С ростом температуры ток уменьшается при том же значении прямого напряжения, что обусловлено снижением подвижности электронов с ростом температуры. При  $200^\circ\text{C}$  при токе диода 10 А падение напряжения составляет 2,0 В. Отрицательный температурный коэффициент прямого тока позволяет соединять диоды параллельно, при этом неравномерного распределения токов не возникает.

Обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода Шоттки на основе карбида кремния также слабо зависит от температуры. При напряжении 600 В обратный ток при комнатной температуре составляет 50 мкА, а при увеличении температуры до  $200^\circ\text{C}$  ток возрастает всего лишь до 70 мкА. Такие характеристики диодов Шоттки сохраняются до температуры  $275^\circ\text{C}$ .

Динамические характеристики диодов Шоттки на основе карбида кремния также показывают слабую температурную зависимость. На рис. 15.4 приведены для сравне-

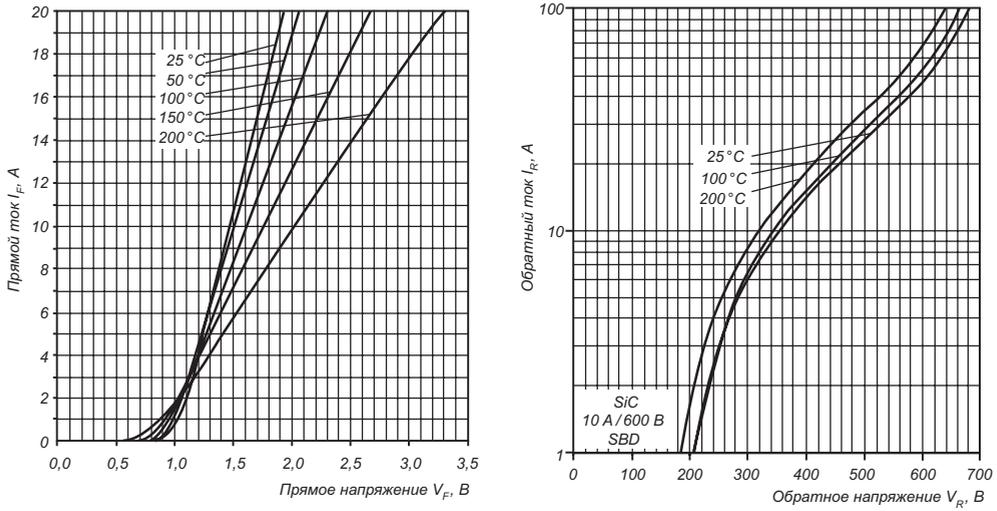


Рис. 15.3. Вольт-амперные характеристики диода Шоттки на основе карбида кремния при различных температурах [49] : а) при прямом смещении; б) при обратном смещении

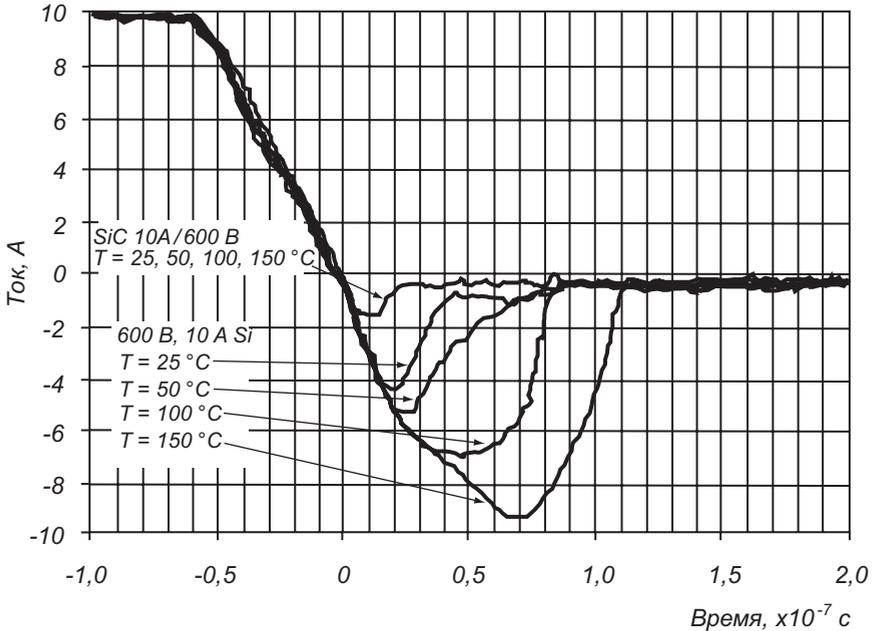


Рис. 15.4. Динамические вольт-амперные характеристики диода Шоттки на основе карбида кремния и кремниевого *p-i-n*-диода при различных температурах [49]

ния динамические вольт-амперные характеристики диода Шоттки на основе карбида кремния и кремниевого  $p-i-n$ -диода при различных температурах. Диод Шоттки на основе карбида кремния, как диод с переносом тока основными носителями, восстанавливается за максвелловское время релаксации. В обратной компоненте тока при выключении диода Шоттки ток неосновных носителей отсутствует, имеется только небольшой ток смещения, требуемый для перезарядки барьерной емкости перехода металл–полупроводник и не зависящий от температуры.

Для кремниевого  $p-i-n$ -диода с ростом температуры ток выключения существенно возрастает и при температуре 150 °С достигает значения прямого тока. В ключевых схемах это приводит к увеличению потерь на переключение и значительным нагрузкам на элементы импульсных схем силовой электроники.

#### Диоды на основе $p-n$ перехода

В данном разделе приводятся статические и динамические характеристики высоковольтных выпрямительных  $4H-SiC$   $p^+-n^0-n^+$ -диодов, рассчитанных на обратное напряжение 6, 10 и 20 кВ и обозначаемых далее как 6 кВ, 10 кВ и 20 кВ диоды. Концентрация примесей в сильно легированных эмиттерных областях составляет  $\sim 10^{19}$  см $^{-3}$ , уровень легирования и толщина базы  $n$ -типа определяются максимальным напряжением.

В  $4H-SiC$ -диодах при малых плотностях тока основную роль играют генерация и рекомбинация носителей в области пространственного заряда (ОПЗ)  $p-n$ -перехода. В диодах практически отсутствуют «избыточные» токи, связанные с различного рода неоднородностями структуры и обусловленные, например, механизмами полевого и термополевого туннелирования. На рис. 15.5 в качестве примера показаны ВАХ 6 кВ диода, измеренные при температурах 297 К и 537 К в широком диапазоне плотностей прямого тока.

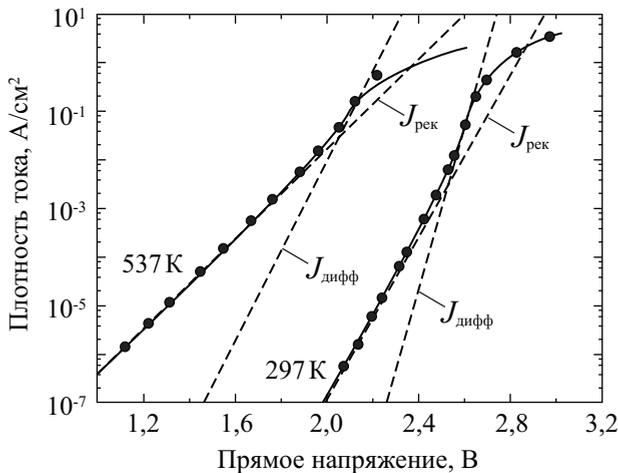


Рис. 15.5. Прямые ВАХ 6 кВ диода при низких плотностях тока при двух температурах:  $T_1=297$  К,  $T_2=537$  К [49]

Обратный ток в  $4H-SiC$ -диодах при комнатной температуре настолько мал, что находится за пределами чувствительности измерительной аппаратуры. Заметный обратный ток проявляется лишь при температурах свыше 600 К. На рис. 15.6 показана обратная ВАХ 6 кВ диода, измеренная при температуре 685 К.

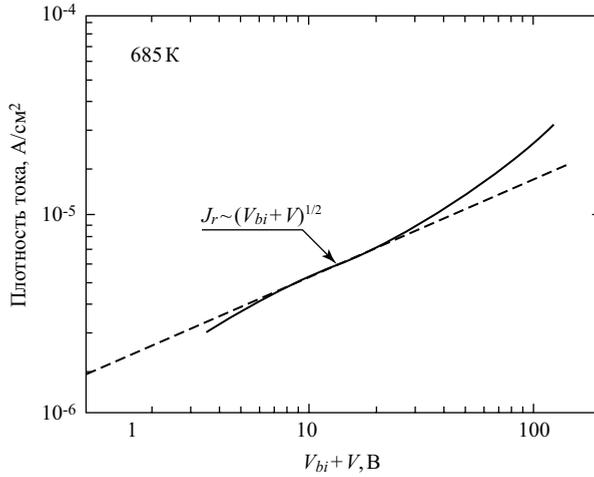


Рис. 15.6. Обратная ВАХ 6 кВ диода при  $T = 685 \text{ K}$

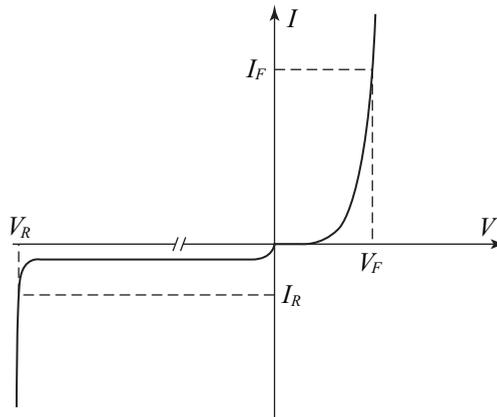


Рис. 15.7. Обратное и прямое напряжение диода

Как видно из этого рисунка обратный ток  $j_0$  пропорционален корню квадратному из приложенного напряжения  $(\phi_0 + V)^{1/2}$ , где  $\phi_0$  — контактная разность потенциалов  $p$ - $n$ -перехода. Отсюда следует, что обратный ток обусловлен термической генерацией носителей в ОПЗ  $p$ - $n$  — перехода.

### Стабилитроны

Для современных быстрых коммутационных устройств требуются быстрые обратные диоды. При каждом включении ключа обратный диод коммутируется от проводящего к запертому состоянию. При этом диод должен обеспечить мягкое переключение. Долгое время важность быстрых диодов недооценивали. За последние несколько лет значительный прогресс стал возможен благодаря внедрению обратновосстановительного режима.

Обратное напряжение  $V_r$  показывает, что утечка тока при определенном напряжении не должна превышать предельного тока  $I_r$ . Технические данные в справочниках приводятся для рабочей температуры 25 °С. При меньших температурах запирающая способность будет падать, например, приблизительно 1,5 В/К для 1200 В диода.

При температурах выше температуры окружающей среды обратное напряжение будет соответственно возрастать с одновременным ростом утечки. Ток утечки остается приемлемым для высоких температур (125 °С и 150 °С).

Характеристики стабилитронов на основе 4H-SiC приведены ниже:

Стабилизируемое напряжение:	в диапазоне 4–50 В
Рабочие токи:	1–100 мА
Дифференциальное сопротивление:	10–20 Ом при токе 100 мА
Максимальные рабочие температуры:	более 800 К

### Биполярные и полевые транзисторы

Последнее время пристальное внимание разработчиков в области силовой электроники сконцентрировано на стремительном развитии последних технологий биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) и, в частности, возможности их использования как недорогой альтернативы мощным полевым МОП-транзисторам.

Скорость включения в импульсном режиме работы и потери для биполярных транзисторов с изолированным затвором и полевых МОП-транзисторов практически не зависят от температуры. Между тем в режиме жесткого переключения обратный ток восстановления диода увеличивается с увеличением температуры, что увеличивает потери на переключение. Скорость выключения полевых МОП-транзисторов также, в сущности, не связана с температурой, но скорость выключения IGBT ухудшается и потери на переключение, соответственно, увеличиваются с ростом температуры. Тем не менее, в транзисторах PT IGBT Power MOS 7<sup>®</sup> потери сохраняются практически на прежнем уровне, благодаря контролю над временем жизни неосновных носителей.

Одним из основных недостатков обычных IGBT-транзисторов является отрицательный температурный коэффициент (ТК) по напряжению насыщения ( $V_{CE(on)}$ ), что нарушает баланс токов при параллельном соединении транзисторов.

На рис. 15.8 представлены зависимости, характеризующие температурный коэффициент IGBT APT65GP60B2.

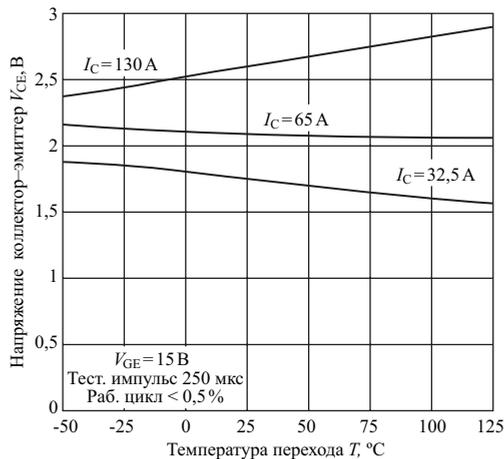


Рис. 15.8. Температурный коэффициент IGBT APT65GP60B2

Из рис. 15.8 видно, что температурный коэффициент слегка меняется в зависимости от тока коллектора, от отрицательного значения при токе меньше 65 А (нулевому ТК соответствует ток 75 А, на рис. 15.8 не показан) до положительного при токе больше 75 А. На это свойство специально был сделан упор при разработке IGBT-транзисторов нового поколения компании Advanced Power Technology Power MOS.

Дальнейшие улучшения характеристик транзистора обусловлены использованием других полупроводниковых материалов, таких как карбид кремния SiC. По сравнению с кремнием для пробоя SiC требуется вдесять раз большая интенсивность поля. Несмотря на ограниченную подвижность электронов, сопротивление в открытом состоянии уменьшается в соотношении 1/300 к униполярным компонентам, что гарантирует применение при напряжениях выше 1000 В. Как для биполярных SiC-компонентов, меньшая дрейфовая площадь приводит к уменьшению накопленного заряда. С одной стороны, энергетический зазор, который в 3 раза больше, чем для Si, допускает рабочие температуры до 500 °С; с другой стороны, пороговое напряжение биполярных компонентов увеличивается до 2,5 В. Другие нежелательные эффекты состоят в значительно большей емкости перехода по сравнению с Si, и сегодня все еще возникают проблемы в технологии; диффузия примесей практически невозможна, нереализуемы большие поверхности без дефектов, и сегодня основные технологии не применимы для SiC [2, 31, 41]. Ниже приведены типовые характеристики полевых транзисторов на основе SiC.

JFET (полевые транзисторы):

Напряжение исток–сток:	30 В
Максимальная проводимость канала:	10 мА/В
Максимальные рабочие температуры:	более 750 В.

MESFET (полевые транзисторы с затвором в виде барьера Шоттки):

Напряжение сток–исток:	30–40 В
Ток сток–исток:	10–20 мА
Максимальная проводимость канала:	3,5 мА/В
Максимальная рабочая температура:	600 К.

### Тиристоры

Высоковольтные 2,6 кВ тиристоры имеют блокирующую базу *p*-типа проводимости: концентрация примесей (акцепторов) в блокирующей базе составляет  $7 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ , а ее толщина — 50 мкм. Эмиттерные слои легированы до концентрации  $\sim 1 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ . Концентрация электронов в тонкой *n*-базе составляет величину порядка  $10^{18} \text{ см}^{-3}$ . Приборы имеют

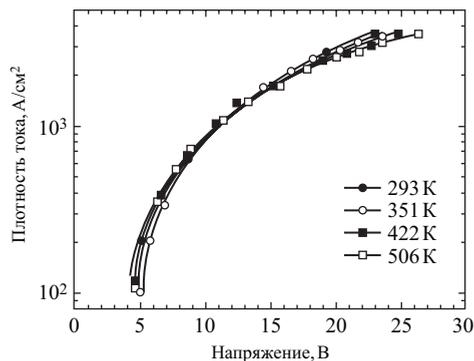
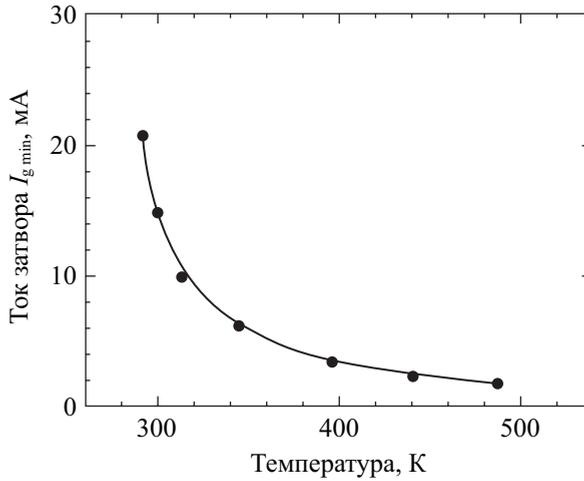
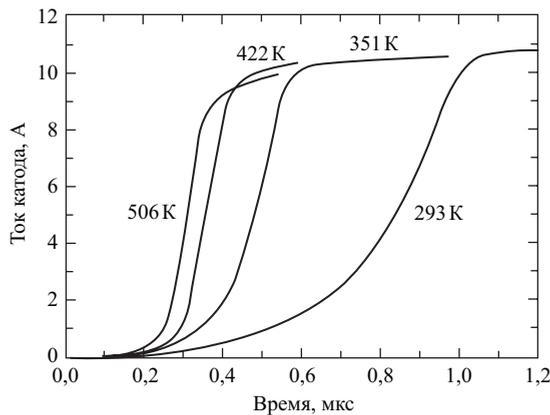


Рис. 15.9. ВАХ 2,6 кВ тиристора в открытом состоянии [41]



**Рис. 15.10.** Зависимость минимального тока управления, необходимого для включения 2,6 кВ тиристора, от температуры



**Рис. 15.11.** Временные диаграммы нарастания тока при включении 2,6 кВ тиристор по управляющему электроду [41]

встречноштыревую конфигурацию электродов анода и затвора. Суммарная площадь анода составляет  $3,7 \cdot 10^{-3} \text{ см}^2$ . Кроме 2,6 кВ тиристор, исследовались относительно низковольтные (400–700 В) тиристоры, которые имеют простейшую конфигурацию с боковым управляющим электродом.

На рис. 15.10 показана зависимость минимального тока управления  $I_{g \min}$ , необходимого для включения 2,6 кВ тиристор, от температуры. Как видно, этот ток монотонно уменьшается при нагревании в интервале от 300 до 500 К.

Длительность фазы нарастания тока через тиристор монотонно уменьшается с ростом температуры (см. рис. 15.11, на котором показаны временные диаграммы нарастания тока при включении тиристор). Наблюдаемая температурная зависимость  $\tau_t$  является «аномальной» (по сравнению с тиристорами на основе Si и GaAs). В тиристо-

рах Si и GaAs  $\tau$  возрастает при повышении температуры из-за падения подвижности носителей, коэффициента диффузии и насыщенной скорости носителей (отметим, что в карбиде кремния эти величины также уменьшаются при нагревании).

Характеристики диодисторов на основе SiC приведены ниже.

Напряжение переключения:	25–50 В
Ток переключения:	0,1–1,3 А/см <sup>2</sup>
Ток удержания:	0,2–4,0 мА (при 700 К) [3]

### Светодиоды

В основу изготовления светодиодов компании CREE положены уникальные патентованные технологии производства кристаллов, благодаря чему устройства обладают высокой интенсивностью светоизлучения и малыми размерами. При производстве кристаллов используются соединения нитрида галлия, соединения на основе карбида кремния.

Достоинства светодиодов компании CREE:

- насыщенная цветовая гамма включает в себя белый, чистый синий, синий, голубой, зеленый, янтарный, оранжевый, красный цвета;
- световой поток до 87,4 лм;
- мощность излучения до 350 мВт;
- малые размеры;
- угол обзора 100 градусов;
- диэлектрическая прочность > 2000 В;
- корпус для поверхностного монтажа;
- отсутствие хрупких элементов в конструкции;
- диапазон рабочих температур -20 °С ... +85 °С.

На сегодняшний день показатель эффективности светодиодов CREE опережает все известные коммерческие предложения на рынке оптоэлектронных устройств. Этот прорыв повысил рентабельность использования светодиодов в освещении и положил начало созданию качественно нового стандарта производства оптоэлектронных полупроводниковых компонентов.

Широкий цветовой диапазон светодиодов CREE позволяет использовать их в архитектурной подсветке зданий, парков, улиц, в производстве информационных табло для аэропортов, вокзалов, рекламных щитов, в дорожных знаках и светофорах и т.п., в устройствах сигнализации. Кроме того, светодиоды CREE применяются в подсветке приборной панели транспортных средств, в качестве внешнего заднего и переднего освещения автомобилей, в телевизорах, бытовой технике.

Светодиоды компании CREE доступны по стоимости, имеют высокое качество исполнения, отличаются стабильностью работы, надежностью и применимы во многих областях [33, 41].

Компания Cree начала производство новой серии мощных светодиодных ламп XR7090. Как и семейство XL7090, новые изделия являются самыми эффективными в мире приборами в своем классе, обеспечивающими светоотдачу от 60 до 100 лм/Вт. В XR7090 применена новая уникальная технология корпусирования, позволяющая максимально использовать преимущества технологии InGaN на SiC.

Новая технология корпусирования позволила радикально снизить величину теплового сопротивления до 80 °С/Вт и одновременно увеличить максимальную температуру перехода до 145 °С. Конструкция светодиодных ламп серии XR7090 состоит из керамического металлизированного основания, к которому припаивается кристалл на подложке из карбида кремния, медного рефлектора и линзы. При этом снижение теплового сопротивления достигается благодаря использованию специальной керамики

и эвтектики металлизированной стороны светоизлучающей структуры кристалла непосредственно на теплоотводящее основание без дополнительной подложки.

Столь низкое тепловое сопротивление светодиодной лампы не только снижает требования к внешнему теплоотводу, но и значительно повышает эксплуатационную надежность готового светотехнического устройства.

### 15.3. Твердотельные приборы на GaN

Нитрид галлия GaN имеет ширину запрещенной зоны еще большую, чем карбид кремния SiC. Поэтому высокая рабочая температура твердотельных устройств на основе GaN так же, как и для карбида кремния, является одним из преимуществ этого материала. Материалы группы GaN открыли уникальные возможности для создания высокочастотных, мощных, высокотемпературных электронных приборов, прежде всего, полевых транзисторов (HFET) на основе AlGaIn/GaN-гетероструктур. Ширина запрещенной зоны  $E_g$  нитридных полупроводников обеспечивает большой разрыв зон проводимости на гетерогранице AlGaIn/GaN,  $\Delta E_c > 0,5$  эВ, что резко уменьшает токи утечки через затвор. Скорость насыщения  $v_s > 2,5 \cdot 10^7$  см/с в больших электрических полях  $E$  в GaN остается высокой и при увеличении температуры. Пробивные поля в GaN в 8 раз выше, чем в GaAs ( $33 \cdot 10^5$  В/см и  $4 \cdot 10^5$  В/см соответственно), что при большом барьере на затворе позволяет прикладывать напряжения сток–исток  $V_{sd}$  до 100–400 В/см [33, 41].

Большие значения  $n_s$  в сочетании с высокими пробивными полями обеспечивают плотность СВЧ-мощности в GaN-полевых транзисторах в 10 раз больше, чем в GaAs; GaN-транзисторы имеют более высокие эффективность, ширину полосы частот и выходной импеданс. Созданы GaN-HFET, имеющие на частоте 8.2 ГГц плотность СВЧ-мощности 9,1 Вт/мм и эффективность 47%; на 10 ГГц – 7 Вт/мм и 62%. Для приборов из GaN с длиной канала  $L_d = 0,1$  мкм достигнута предельная частота 106 ГГц. Генерационно-рекомбинационные процессы через межграничные и поверхностные уровни в GaN-приборах ослаблены из-за больших значений  $E_g$ ; меньшая чувствительность к таким дефектам способствует уменьшению уровня шумов (приборы с  $L_d = 0,1$  мкм имеют уровень шумов 0.6 дБ). Повышенная теплопроводность GaN (1.7 Вт/см·К) обеспечивает работоспособность приборов вплоть до 400°C. Большая эффективная масса электрона ( $0,2 m_0$  у GaN и  $0,067 m_0$  у GaAs) обеспечивает меньшую вероятность рассеяния при повышенных температурах. Выходная вольт-амперная характеристика GaN-HFET при больших токах  $I_{sd}$  имеет участок отрицательной дифференциальной проводимости, причиной которой может быть переход носителей в GaN из 2D-канала в 3D-состояния.

Энергетическая диаграмма AlGaIn/GaN-HFET, отличающаяся от AlGaAs/GaAs, допускает возможность таких переходов.

Использование напряженного пассивирующего слоя из  $Si_3N_4$  повышает  $n_s$  из-за эффекта поляризации. Структура  $SiO_2/AlGaIn/GaN$  характеризуется низкими токами утечки и малым уровнем шума.

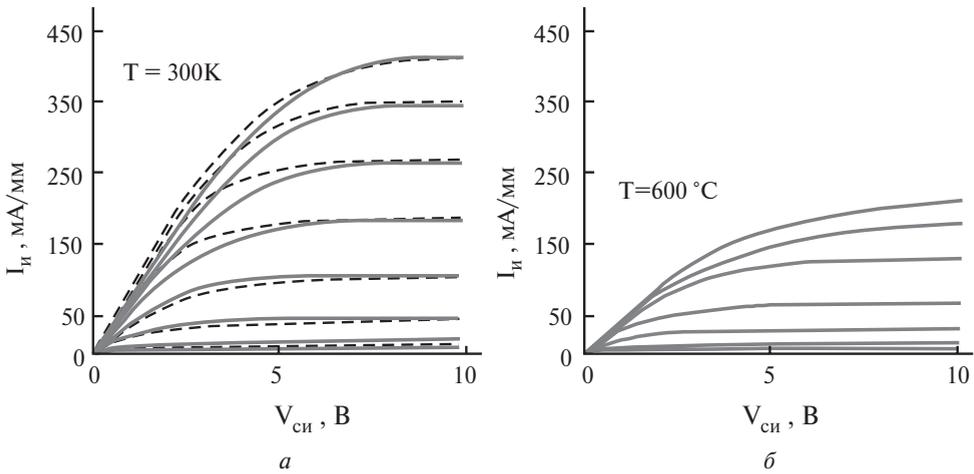
Имеются примеры создания GaN-HFET с использованием молекулярно-лучевой эпитаксии [31].

Трудности создания GaN-приборов, реализующих в полной мере свойства материала, обусловлены проблемами уменьшения контактных и проходных сопротивлений, повышения структурного совершенства слоев, получения базового  $i$ -слоя GaN.

В течение ближайших лет полевые транзисторы в различных диапазонах частот будут разрабатываться на основе разных структур: Si-LDMOS < 2 ГГц, SiC-MESFET 4–7 ГГц; далее AlGaIn/GaN-HFET будут вытеснять приборы на GaAs, по крайней мере до 45–70 ГГц. Основным применением GaN-HFET будут мощные генераторы СВЧ [7].

**Полевые транзисторы с гетеропереходами**

На рис. 15.12 приведены передаточные характеристики полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки и эмиттерным гетеропереходом AlGaIn – GaN ГПТШ при комнатной температуре  $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$  и при температуре  $T = 600\text{ }^\circ\text{C}$ . Видно, что при экстремальной температуре  $T = 600\text{ }^\circ\text{C}$  вид передаточных вольт-амперных характеристик сохраняется, хотя значение тока стока при фиксированном напряжении на стоке уменьшается в два раза.



**Рис. 15.12.** Передаточные характеристики полевого транзистора с затвором в виде барьера Шоттки и эмиттерным гетеропереходом AlGaIn – GaN ГПТШ [22, 27]: а) при комнатной температуре  $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , пунктир – расчет; б) при температуре  $T = 600\text{ }^\circ\text{C}$

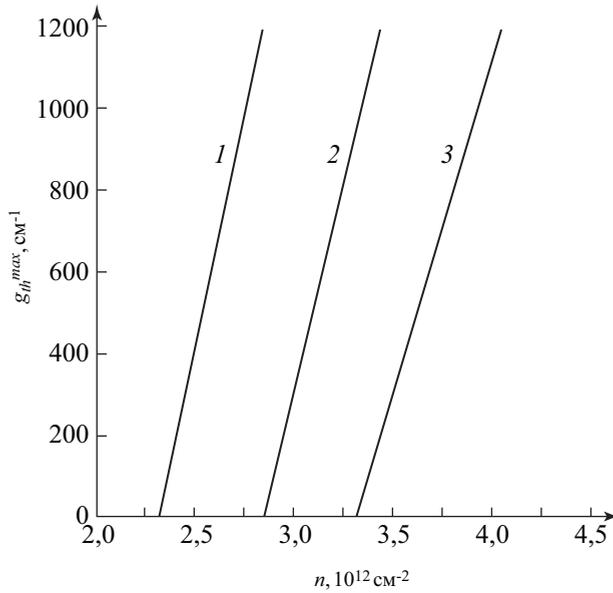
В настоящее время достигнута долговременная стабильная работа в полевых транзисторах с затвором в виде барьера Шоттки и эмиттерным гетеропереходом на основе GaN при температуре  $350\text{ }^\circ\text{C} - 400\text{ }^\circ\text{C}$ .

**Полупроводниковые лазеры**

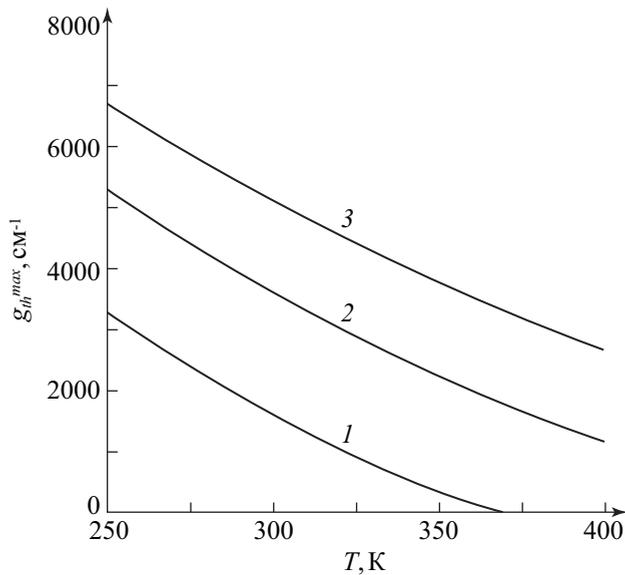
Недавно в экспериментальной работе сообщалось о создании лазера, использующего в качестве активной области квантовые ямы из InGaIn.

Далее при анализе пороговых характеристик лазеров мы будем учитывать внутренние потери, связанные с поглощением излучения на гетерогранице. Внутренние потери влияют на зависимость коэффициента усиления от температуры и концентрации. На рис. 15.13 представлена зависимость максимального значения модального коэффициента усиления  $g_{th}^{max}$  от концентрации носителей при различных температурах для лазерной структуры.

В интервале температур от 300 до 400 К зависимость коэффициента усиления от концентрации является практически линейной. Следствием линейной зависимости коэффициента усиления от концентрации является температурная стабильность пороговых характеристик лазера на основе InGaIn при высоких температурах ( $T > 400\text{ K}$ ). При этом следует ожидать повышения предельной мощности излучения таких лазеров по сравнению с длинноволновыми лазерами больше чем на порядок. На рис. 15.14 представлена зависимость максимального значения коэффициента усиления  $g_{th}^{max}$  от температуры при различных концентрациях носителей для лазерной структуры.

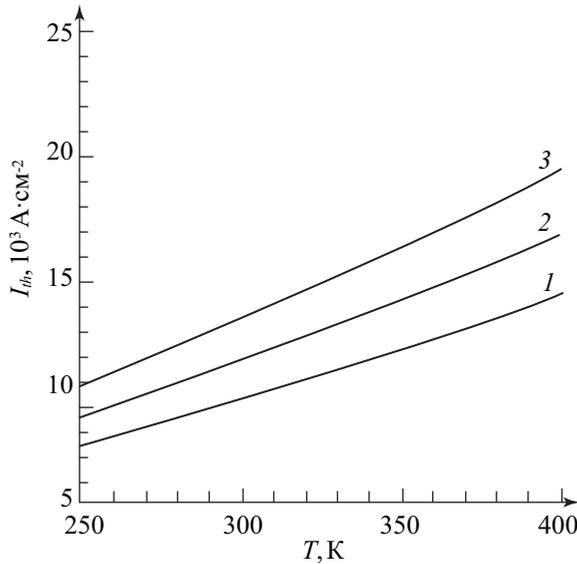


**Рис. 15.13.** Зависимость максимального значения модального коэффициента усиления  $g_{th}^{max}$  от концентрации носителей при различных температурах.  $N = 20$ ,  $a = 25 \text{ \AA}$ . Т, К: 1 – 300, 2 – 350, 3 – 400. При расчете использовались параметры, характерные для лазерной структуры  $\text{In}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{N}/\text{In}_{0,05}\text{Ga}_{0,95}\text{N}$  [33, 41]



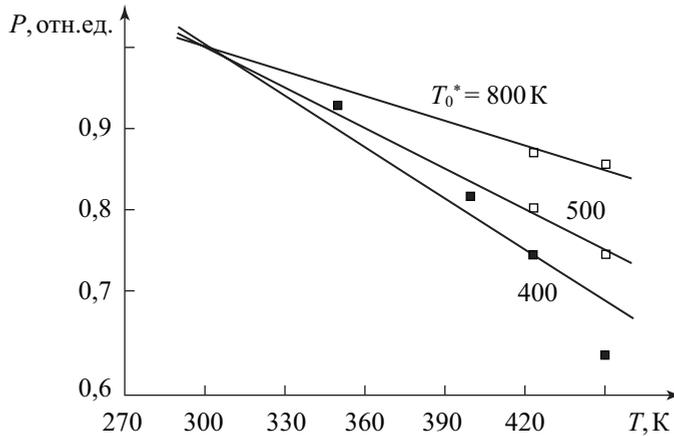
**Рис. 15.14.** Зависимость максимального значения коэффициента усиления  $g_{th}^{max}$  от температуры при различных концентрациях носителей для лазерной структуры на основе InGaN.  $N = 20$ ,  $a = 25 \text{ \AA}$ .  $n$ ,  $10^{12} \text{ cm}^{-2}$ : 1–3, 2–4, 3–5. При расчете использовались параметры, характерные для лазерной структуры  $\text{In}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{N}/\text{In}_{0,05}\text{Ga}_{0,95}\text{N}$

С ростом температуры, как и в случае длинноволновых лазеров, коэффициент  $g_{th}^{max}$  убывает. Из анализа зависимости коэффициента усиления от температуры (рис. 15.14) следует, что пороговая концентрация  $n_{th}$  зависит от  $T$  практически линейно. Учет внутренних потерь излучения приводит к нелинейной зависимости  $n_{th}$  от  $T$ . Основной вклад в пороговую плотность тока InGaN-лазеров дают процессы излучательной рекомбинации. Следовательно, пороговый ток равен  $I_{th} = eR_{ph}(n_{th})$ , (2) где скорость излучательной —  $R_{ph}$ . На рисунке 15.15 представлена зависимость пороговой плотности тока  $I_{th}$  от температуры для лазера



**Рис. 15.15.** Зависимость пороговой плотности тока  $I_{th}$  от температуры при различных уровнях разогрева носителей  $\alpha = (T_c - T_0)/T_0$ : 1 — 0, 2 — 0.1, 3 — 0.2.  $a = 25 \text{ \AA}$ ,  $N = 20$ ,  $\alpha^* = 30 \text{ см}^{-1}$ . При расчете использовались параметры, характерные для лазерной структуры  $\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{N}/\text{In}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{N}$

Качественный и количественный анализ показывает, что скорость излучательной рекомбинации  $R_{ph}$  зависит от температуры по степенному закону. При этом основной вклад в температурную зависимость  $I_{th}$  вносят температурная зависимость концентрации неравновесных электронов  $n$  и дырок  $p$ . Выше было отмечено, что зависимость пороговой концентрации от температуры является практически линейной,  $n_{th} \approx T$ . Следовательно, пороговая плотность тока  $I_{th}$  является слабо нелинейной функцией температуры  $I_{th} = T^{\beta+1}$ , где  $\beta \ll 1$ . Анализ температурной зависимости  $I_{th}$  выполнен при различных уровнях разогрева носителей заряда:  $\alpha = (T_c - T_0)/T_0$ , где  $T_c$  — температура носителей,  $T_0$  — температура решетки. Следует отметить, что независимо от уровня разогрева носителей заряда зависимость порогового тока от температуры сохраняется практически линейной, так как вплоть до температуры  $T = 400 \text{ K}$  и даже выше  $\beta \ll 1$ . Линейная зависимость  $I_{th}$  от  $T$  означает высокую температурную стабильность нитридных лазеров при высоких температурах. Для длинноволновых лазеров ( $\alpha > 1 \text{ мкм}$ ) величина  $\beta > 1$ . Поэтому нелинейная зависимость  $I_{th}$  от  $T$  в свою очередь сильно сказывается на температурной стабильности длинноволновых лазеров при высоких температурах [8].



**Рис. 15.16.** Температурные зависимости оптической мощности зеленого КР светодиода при  $I_c = 20$  мА (темные квадраты) и  $I_p = 20$  (светлые квадраты) и 100 мА (кружки). Вертикальная ось имеет логарифмическую шкалу. Прямые проведены для функции  $\exp(-T/T_0^*)$  при разных  $T_0^*$

#### Светодиоды

С использованием гетероструктур в системе  $\text{InGaN}/\text{GaN}/\text{AlGaIn}$  созданы высокоэффективные светодиоды видимого диапазона.

На рис. 15.16 показаны температурные зависимости оптической мощности, снятые в термостате при  $T = 300 - 450$  К,  $I_c = 20$  мА и импульсном токе  $I_p = 20$  и 100 мА.

Понижение мощности с ростом температуры от 300 до 450 К составило 37 % в постоянном режиме и только 16,4 % при  $I_p = 100$  мА. Температурная зависимость оптической мощности (при заданном токе) может быть представлена в виде  $P \sim \exp(-T/T_0^*)$ , где температурная константа  $T_0^*$  характеризует качество прибора: чем больше  $T_0^*$ , тем медленнее ухудшается его квантовая эффективность с ростом температуры.

В отличие от параметра  $T_0$ , используемого для описания температурной зависимости порога генерации в лазерах, константа  $T_0^*$  в светодиоде относится практически только к квантовому выходу излучательной рекомбинации, задавая верхний предел для  $T_0$ . В источниках света красного диапазона длин волн  $T_0^* = 150 - 200$  К, тогда как  $T_0 = 100 - 150$  К. Для зеленого КР-светодиода (рис. 15.16)  $T_0^* = 500$  К при импульсном токе 20 мА и возрастает до 800 К при  $I_p = 100$  мА. При постоянном токе температурная зависимость существенно неэкспоненциальна, однако в диапазоне температур 300–400 К среднее  $T_0^*$  остается превышающим 400 К [33, 41]. Таким образом, здесь этот параметр много больше, чем в полупроводниковых источниках красного и ИК-диапазонов.

Зависимости оптической мощности  $P$  от тока приведены на рис. 15.17 и 15.18.

Измерения выполнены в импульсном режиме для исключения разогрева приборов. Видно, что для ДГС-светодиода (рис. 15.17) кривые довольно близки к прямым вплоть до тока 200 мА, а влияние температуры сводится к уменьшению наклона кривых и возрастанию начальной «отсечки». Это можно объяснить конкуренцией излучательного и безызлучательного каналов рекомбинации. В диодах данного типа наблюдается безызлучательная компонента тока, преобладающая при малом прямом смещении, которая имеет термотуннельный характер и объясняется возможным туннелированием электронов из  $n$ -эмиттера на безызлучательные центры в активной области.

С ростом смещения увеличивается и становится преобладающей другая компонента тока — излучательная. Она, по-видимому, соответствует туннелированию дырки из  $p$ -эмиттера на излучательный центр, связанный с примесью Zn.

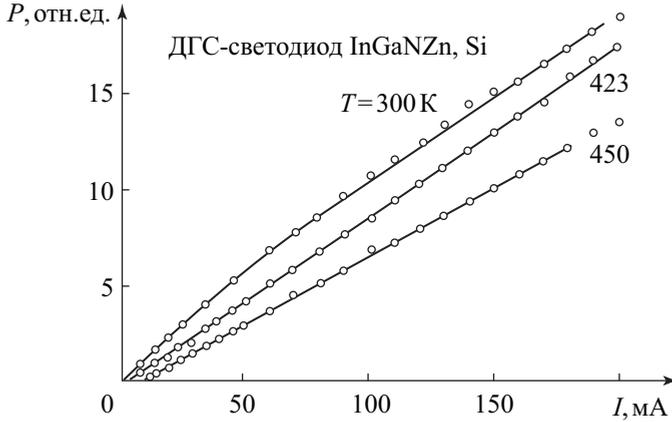


Рис. 15.17. Зависимости оптической мощности ДГС-светодиода от импульсного тока при различных температурах

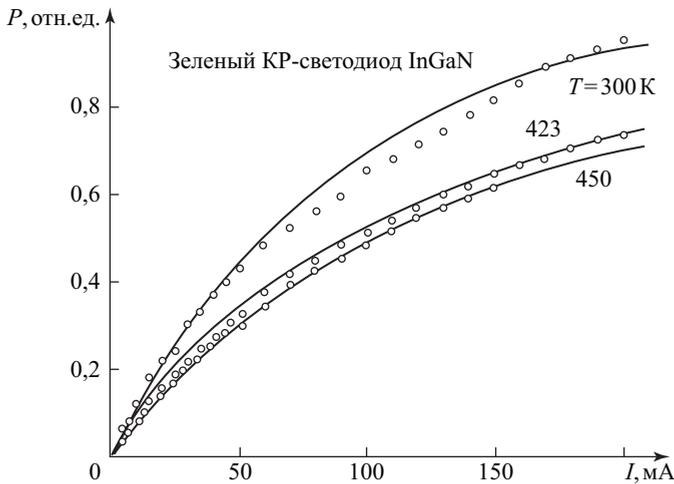


Рис. 15.18. Зависимости оптической мощности зеленого КР-светодиода от импульсного тока при различных температурах. Кривые соответствуют полиномиальной аппроксимации

Таким образом, на начальном участке кривой ( $T = 300\text{ К}$ ) влияние безызлучательной компоненты, обусловленное ее температурным ростом, наиболее заметно. Однако с ростом тока мощностная характеристика становится все более линейной, что соответствует постоянному внутреннему квантовому выходу  $\eta$ . Последний определяется конкуренцией излучательного и безызлучательного каналов рекомбинации, и он не будет изменяться с изменением тока, если оба канала характеризуются постоянными парциальными временами жизни (т. е. в обоих каналах скорость рекомбинации пропорциональна концентрации носителей ТУ). Это, очевидно, имеет место в ДГС-светодиоде, где излучательный процесс идет через примесный центр Zn, а безызлу-

чательный — через неизвестные примеси или дефекты. При повышении температуры происходит уменьшение  $\eta$  — по-видимому, за счет роста скорости термического опустошения излучательных центров Zn, после чего свободные носители могут рекомбинировать не только через те же излучательные центры, но и через безызлучательные.

В отличие от этого в КР-светодиодах (рис. 15.18) оптическая мощность сублинейна с током, что означает снижение внутреннего квантового выхода при большом токе. Это может происходить вследствие конкуренции такого безызлучательного процесса, скорость которого растет с ростом тока быстрее, чем скорость канала излучательной рекомбинации. В данном случае излучательный канал соответствует межзонной рекомбинации, скорость которой пропорциональна произведению концентраций дырок и электронов. Поскольку активная область КР-светодиода не легирована, можно считать, что концентрация избыточных носителей  $N$  достаточно превышает равновесную концентрацию и скорость излучательной рекомбинации пропорциональна  $N^2$ . Отсюда следует, что мощность излучения  $P$  также пропорциональна  $N^2$ , а  $N = P^{1/2}$  соответствует концентрации  $N$  в относительных единицах.

Более быстрым каналом безызлучательной рекомбинации может быть оже-рекомбинация, скорость которой растет как  $N^3$ . Однако анализ компонент тока в функции  $N^*$  показывает, что безызлучательная компонента растет примерно как  $(N^*)^{4,8}$ , т.е. быстрее оже-рекомбинации. Следовательно, безызлучательная компонента связана, скорее всего, с другим процессом, а именно с утечкой носителей из активной области в барьерные слои. При показателе степени, большем 3, действующая высота барьера снижается вследствие повышения квазиуровня Ферми  $F$  в квантовой яме с ростом тока при  $F - E_i > 3kT$  ( $E_i$  — энергия дна нижней субзоны в квантовой яме). Очевидно, что этот эффект гораздо сильнее проявляется в КР-светодиодах, чем в ДГС, поскольку в них существенно меньше (примерно в 20 раз) толщина активного слоя и, следовательно, вырожденное заполнение в них достигается при меньшем токе. Также очевидно, что роль утечки возрастает с ростом температуры, вследствие чего сублинейность  $P(I)$  становится более заметной при высокой температуре.

Таким образом, в КР-светодиоде признаки оже-рекомбинации не наблюдаются даже при 450 К, что связывается с безызлучательными потерями с надбарьерной утечкой носителей [33]. Конструкция КР-светодиода такова, что потенциальный барьер с

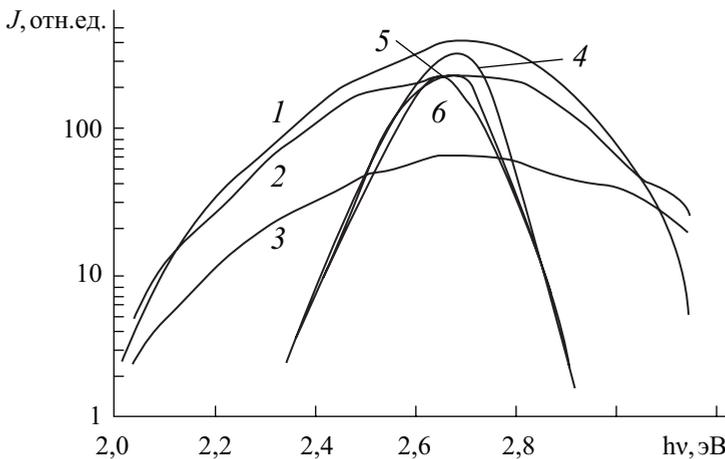


Рис. 15.19. Спектры излучения синих светодиодов при  $I_c = 30$  мА и температурах 300 (1,4), 400 (2,5), и 450 К (3,6) для светодиодов 1-го (1–3) и 2-го (4–6) типов

*n*-стороны ниже, поэтому вполне вероятно утечка дырок в *n*-эмиттер. По-видимому, увеличение высоты барьера будет способствовать улучшению излучательных характеристик КР-светодиода при повышенной температуре.

Поскольку нельзя исключить вклад оже-рекомбинации наряду с надбарьерной утечкой, приближенная оценка верхнего предела коэффициента оже-рекомбинации в материале  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$  ( $x = 0,15 - 0,45$ ) при 450 К составляет не более  $(1-3) \cdot 10^{-29}$  см<sup>6</sup>/с. Спектры спонтанного излучения при токе  $I_c = 30$  мА показаны на рис. 15.19.

Для ДГС-светодиодов характерна широкая полоса с крайне слабой зависимостью положения спектрального пика  $h\nu_{\max}$  от температуры. Это известно в отношении примесной люминесценции в GaN и Zn, однако до сих пор не имеет окончательного объяснения. В настоящей работе выяснено, что такое же свойство характерно и для InGaN. Возможно, стабильность положения пика связана со сложным механизмом формирования полосы люминесценции Zn. Он состоит в наложении нескольких серий фоновых повторений, причем в этих сериях коэффициент электрон-фононной связи заметен больше единицы (около трех). Это означает, что максимум огибающей в каждой серии существенно (примерно на три энергии фотона) смещен в длинноволновую сторону от бесфононной линии.

В итоге максимум суммарной полосы не привязан к положению примесного уровня, а определяется вкладами разных серий фоновых повторений. Поскольку эти вклады зависят от температуры, пик суммарной полосы сдвигается относительно бесфононной линии. Вопрос в том, каким образом происходит такая точная компенсация этого сдвига и температурной зависимости запрещенной зоны, что энергия пика  $h\nu_{\max}$  не зависит от температуры. Наложение серий фоновых повторений объясняет большую ширину полосы люминесценции Zn, равную 448 мэВ при 300 К (свыше 17 *kT*).

В КР светодиодах полоса гораздо уже (140–160 мэВ в синих и 180–200 мэВ в зеленых светодиодах) и  $h\nu_{\max}$  закономерно смещается в длинноволновую сторону с ростом *T*. Такое размытие обусловлено вариациями состава InGaN и порождает образование «хвостов» плотности состояний. Полоса люминесценции несколько смещена от номинального края в длинноволновую сторону, причем при охлаждении она уходит глубже в область «хвоста».

Положение спектрального пика при различных температурах показано на рис. 15.20.

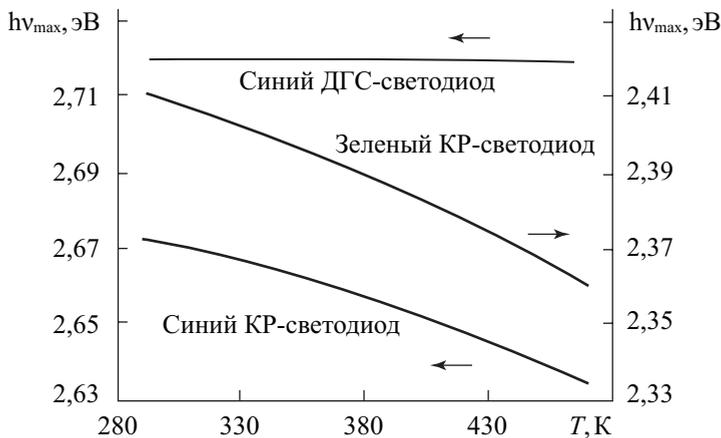


Рис. 15.20. Зависимости от температуры (при накачке током  $I_p = 30$  мА) спектральных пиков для светодиодов



Кривые соответствуют расчету со такими подгоночными параметрами:  $\alpha = -5 \cdot 10^{-4}$  эВ/К,  $\beta = 700$  К,  $\sigma = 30$  мэВ для синего КР светодиода и  $\alpha = -6 \cdot 10^{-4}$  эВ/К,  $\beta = 700$  К,  $\sigma = 32$  мэВ для зеленого КР-светодиода. Нелинейность кривых  $h\nu_{\max}(T)$  для КР-светодиодов вполне объяснима в рамках модели «хвостов» плотности состояний. Ввиду этого спектральные измерения в реальных структурах с ультратонкими слоями InGaN не дают возможности однозначно описать зависимость ширины запрещенной зоны от температуры в рамках традиционных приближений. Это объясняет отсутствие систематических данных по температурной зависимости ширины запрещенной зоны в InGaN.

### Контрольные вопросы

1. В чем причина изменения свойств полупроводниковых приборов при экстремальных температурах?
2. Какие полупроводники и почему применяются для создания приборов, работающих при экстремальных температурах?
3. Что такое граничная температура?

## Глава 16

# Микроминиатюризация и приборы наноэлектроники

Для классических компьютеров исключительно важной является проблема уменьшения рассеиваемой энергии в процессе вычислительных операций. Как уже отмечалось выше, МДП полевые транзисторы с изолированным затвором не расходуют входную мощность при управлении током во вторичной цепи. В этом их принципиальное отличие от биполярных транзисторов и основное преимущество для повышения степени упаковки и интеграции при конструировании СБИС.

Кроме этого, оказывается, что, используя пару комплементарных (дополняющих)  $p$ - и  $n$ -канальных МДП-транзисторов, можно практически свести к нулю и рассеиваемую выходную мощность. Действительно, для последовательно соединенных КМОП-транзисторов при подаче напряжения в активном режиме один из них всегда открыт, а другой — закрыт. Поэтому ток в выходной цепи в статическом режиме не протекает, а мощность выделяется только при переключениях транзисторов из одного состояния в другое. На рис. 16.1 приведена типичная топология инвертора на КМОП полевых транзисторах и схема, поясняющая его работу.

Это качество КМОП-транзисторов — низкие значения потребляемой входной и выходной мощности — является одним из главных преимуществ полевых транзисторов по сравнению с биполярными транзисторами.

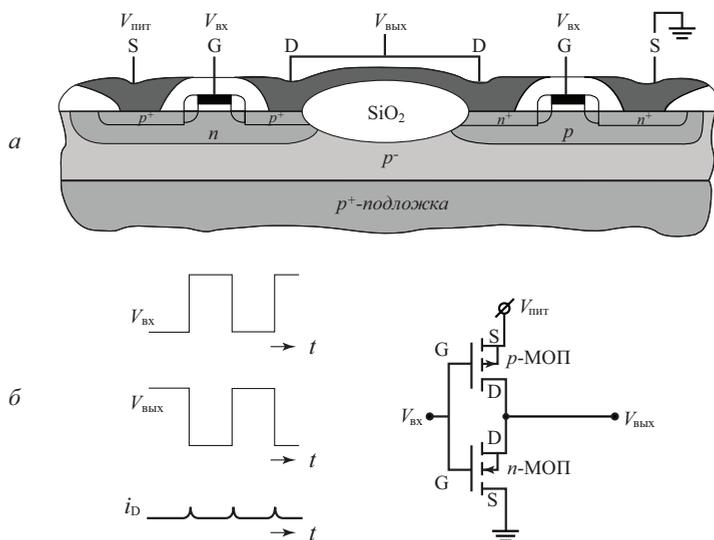


Рис. 16.1. Разрез инвертора на КМОП полевых транзисторах (а) и принципиальная схема, поясняющая его работу (б) [15, 44]

## 16.1. Микроминиатюризация МДП-приборов

Полевые приборы со структурой металл – диэлектрик – полупроводник в силу универсальности характеристик нашли широкое применение в интегральных схемах (ИС). Одна из основных задач микроэлектроники заключается в повышении степени интеграции и быстродействия интегральных схем. Для ИС на МДП-приборах благодаря чрезвычайно гибкой технологии их изготовления эта задача решается несколькими путями. В основе одного из подходов лежит принцип двойной диффузии. Эта технология получила название КМОП-технологии, когда структура имеет планарный характер, и V-МОП-технологии, когда структура транзистора имеет вертикальный характер. Другой подход связан с пропорциональной микроминиатюризацией обычного планарного МДП-транзистора и получил название высококачественной, или Н-МОП-технологии.

Согласно основным положениям модели пропорциональной микроминиатюризации при уменьшении длины канала в  $N$  раз для сохранения тех же характеристик транзистора другие его параметры (толщина окисла, ширина канала, напряжение питания) необходимо уменьшить в  $N$  раз, а концентрацию легирующей примеси в подложке увеличить в  $N$  раз. Действительно, при таком изменении, как следует из формулы (6.8), величина порогового напряжения  $V_T$  и величина проводимости канала практически не изменяются. Быстродействие, определяемое временем пролета носителей через канал, согласно (6.31) возрастет в  $N$  раз, ток канала уменьшится в  $N$  раз, рассеиваемая мощность уменьшится в  $N^2$  раз. В табл. 16.1 приведена динамика изменения основных параметров МДП-приборов, проявляющаяся при пропорциональной микроминиатюризации.

**Таблица 16.1.** Эволюция размеров и параметров МДП-приборов

Параметры прибора (схемы)	п-МОП с обогащенной нагрузкой, 1972	МОП, 1980	1989	2000	Коэффициент изменения
Длина канала $L$ , мкм	6	2	1-0,6	0,13	$N^{-1}$
Поперечная диффузия $L_D$ , мкм	1,4	0,4			$N^{-1}$
Глубина $p$ - $n$ -переходов $x_B$ , мкм	2,0	0,8		0,07-0,13	$N^{-1}$
Толщина затворного окисла $d_{ox}$ , нм	120	40	20	10	$N^{-1}$
Напряжение питания $V_{пит}$ , В	4-15	2-4			$N^{-1}$
Минимальная задержка вентиля $t$ , нс	12-15	0,5			$N^{-1}$
Мощность на вентиль $P$ , мВт	1,5	0,4			$N^{-2}$
Количество транзисторов в процессоре Intel	2,5 тыс	80 тыс	1,2 млн	42 млн	$N^{-2}$

Идеи и принципы пропорциональной микроминиатюризации позволяют использовать масштабирование МДП-транзисторов при разработке интегральных схем на их основе. Такой подход позволил фирме Intel модернизировать процессоры персональных компьютеров каждые три-четыре года. В табл. 16.2 приведены этапы пропорциональной микроминиатюризации процессоров Intel за последние тридцать лет.

Таблица 16.2. Микроминиатюризация процессоров Intel

Модель	Год выпуска	Транзисторы	Тех. процесс	Тактовая частота
4004	1971	2 250	10 мкм	108 КГц
8008	1972	2 500	10 мкм	200 КГц
8080	1974	5 000	6 мкм	2 МГц
8086	1978	29 000	3 мкм	5–10 МГц
286	1982	120 000	1,5 мкм	6–12,5 МГц
386	1985	275 000	1,5–1 мкм	16–33 МГц
486DX	1989	1 180 000	1–0,6 мкм	25–100 МГц
Pentium	1993	3 100 000	0,8–0,35 мкм	60–200 МГц
Pentium II	1997	7 500 000	0,35–0,25 мкм	233–450 МГц
Pentium III	1999	24 000 000	0,25–0,13 мкм	450–1300 МГц
Pentium 4 (Willamette)	2000	42 000 000	0,18–0,13 мкм	1,4–2,0 ГГц
Pentium 4 (Northwood)	2001	55 000 000	0,13 мкм	1,6–3,4 ГГц
Pentium 4 (Prescott)	2004	125 000 000	0,09 мкм	2,4–3,8 ГГц

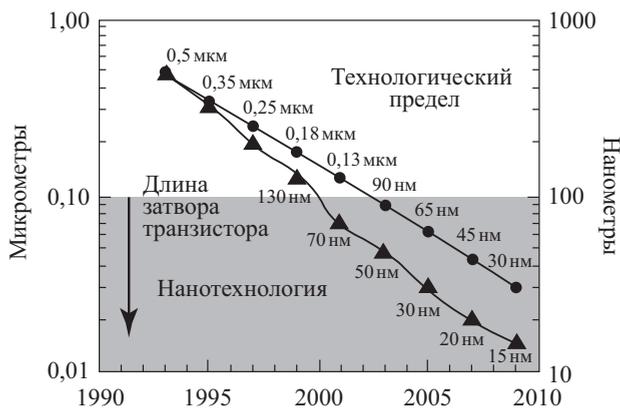


Рис. 16.2. Динамическое уменьшение размеров транзистора при пропорциональной микроминиатюризации

На рис. 16.2, 16.3 показана в полулогарифмическом масштабе эволюция размеров МДП-транзистора и длины его канала. Обращает на себя внимание тот факт, что принципы пропорциональной микроминиатюризации позволили вплотную придвинуться к размерам базового элемента интегральных схем, ниже которых находится предел, обусловленный физическими ограничениями [3, 13].

Опыт разработки МДП-транзисторов с длинами канала 0,25–0,1 мкм показывает, что в таких приборах резко нарастает количество новых физических явлений, в том числе и квантовых. Принцип пропорциональной микроминиатюризации при этих значениях линейных размеров уже перестает работать.

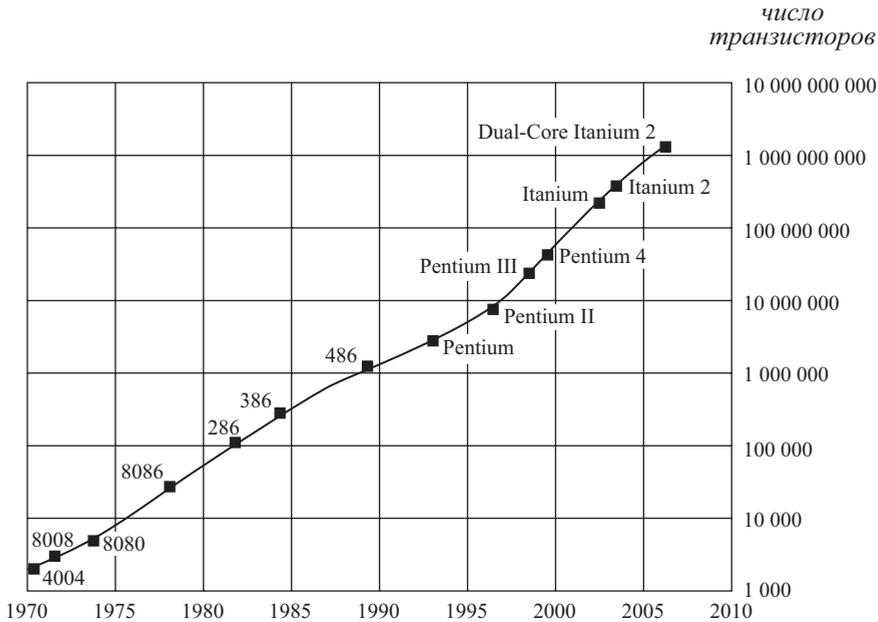


Рис. 16.3. Закон Мура для эволюции кремниевых «чипов»

## 16.2. Физические явления, ограничивающие микроминиатюризацию

Анализ показывает, что наряду с тенденцией уменьшения геометрических размеров каждого элемента в схемах проявляется тенденция к увеличению числа элементов в схеме. Если в начале 1960-х годов число элементов в схеме составляло десятки, то в начале 2000-х годов число элементов в схеме составляет сотни миллионов. Обращает на себя внимание тот факт, что в настоящее время плотность упаковки приближается к пределу, обусловленному физическими ограничениями [3, 13, 30].

Проблемы, связанные с физическими ограничениями микроминиатюризации, требуют рассмотрения основных физических явлений, которые запрещают дальнейшее уменьшение линейных геометрических размеров транзисторов, напряжений и токов транзистора, ограничивают его быстродействие и плотность упаковки. В табл. 16.3 перечислены предельно допустимые значения параметров и основные физические ограничения.

**Таблица 16.3.** Физические ограничения микроминиатюризации

Величина параметра	Физическое ограничение
Минимальная величина одного элемента ( $100 \times 100$ ) нм	Статистические флуктуации легирования подложки, разрешение фоторезиста, космические лучи и радиоактивность, конечная ширина $p$ - $n$ -перехода
Минимальная толщина подзатворного изолятора $50 \text{ \AA}$	Туннельные токи через подзатворный диэлектрик из затвора в канал
Минимальное напряжение питания $0,025 \text{ В}$	Тепловой потенциал $kT/q$
Минимальная плотность тока $10^{-6} \text{ А/см}^2$	Дискретность заряда электрона, флуктуации встроенного заряда
Минимальная мощность $10^{-12} \text{ Вт/элемент}$ при $f = 1 \text{ кГц}$	Шумы, тепловая энергия, диэлектрическая постоянная
Предельное быстродействие $0,03 \text{ нс}$	Скорость света
Максимальное напряжение питания	Пробой подзатворного диэлектрика, смыкание областей истока и стока
Максимальное легирование подложки	Туннельный пробой $p$ - $n$ -перехода стока
Максимальная плотность тока	Электромиграция, падение напряжения на паразитных сопротивлениях контактов
Максимальная мощность	Теплопроводность подложки и компонентов схемы
Количество элементов на кристалл $10^8$	Совокупность всех ранее перечисленных ограничений

Минимальную длину канала ограничивает эффект, связанный со смыканием областей истока и стока при приложении напряжения к стоку  $V_{DS}$ . Поскольку ширина  $l_{06}$   $p$ - $n$ -перехода, смещенного в обратном направлении, равна

$$l_{06} = \left[ \frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (2\phi_0 + V_{DS})}{qN_A} \right]^{1/2}, \quad (16.1)$$

то минимальная длина канала должна быть больше удвоенной ширины  $p$ - $n$ -перехода  $L_{\min} > 2l_{06}$  и быть прямо пропорциональна корню квадратному от напряжения питания и обратно пропорциональна корню квадратному от уровня легирования подложки.

На рис. 16.4 приведена зависимость  $L_{\min}$  от концентрации легирующей примеси  $N_A$ , толщины окисла  $d_{ox}$  и напряжения питания  $V_{пит}$ , рассчитанная по (16.1). Отсюда видно, что при толщине окисла  $d_{ox} = 100 \text{ \AA}$  и концентрации акцепторов  $N_A = 10^{17} \text{ см}^{-3}$  возможно создание МОП-транзистора с длиной канала  $L = 0,4 \text{ мкм}$  при напряжении питания  $1\text{--}2 \text{ В}$ . Дальнейшее увеличение легирующей концентрации в подложке может привести к туннельному пробую  $p^+ - n^+$ -перехода.

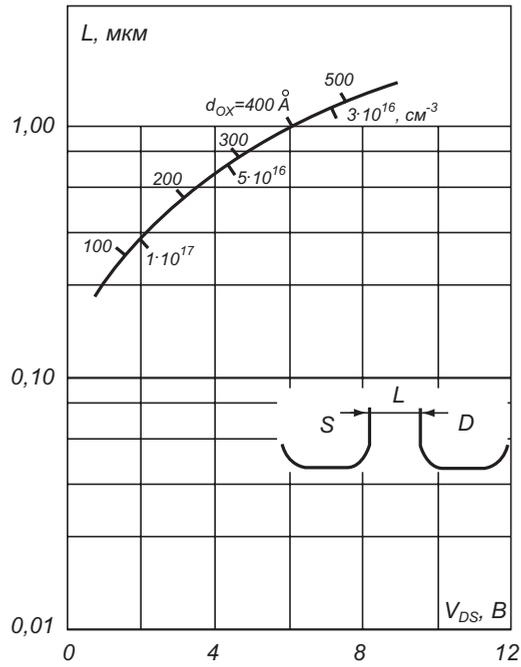


Рис. 16.4. Минимальная длина канала  $L$ , определяемая физическими ограничениями, в зависимости от напряжения питания, толщины окисла и уровня легирования

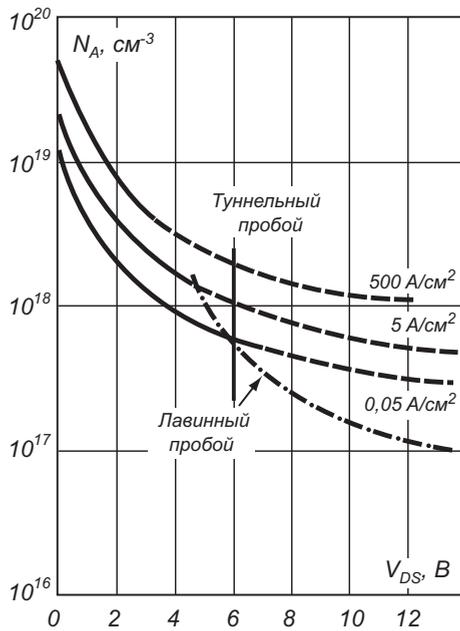
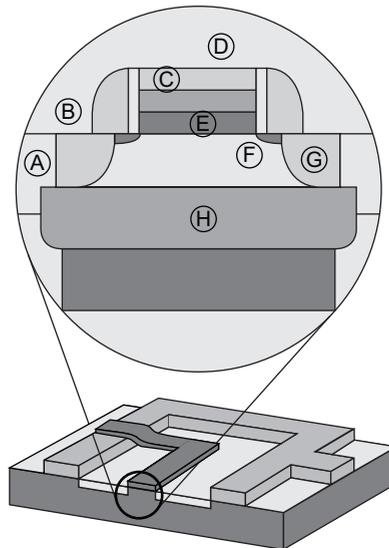


Рис. 16.5. Зависимость напряжения пробоя  $p$ - $n^+$ -перехода стока от концентрации легирующей примеси в подложке  $N_A$  [37]

На рис. 16.5 показана зависимость напряжения пробоя такого перехода от легирующей концентрации в подложке. Минимальную толщину подзатворного диэлектрика ограничивает сквозной ток через диэлектрик затвора. Считая ток туннельным и используя для тока выражение Фаулера–Нордгейма для туннелирования через треугольный потенциальный барьер, получаем, что для толщины  $d_{\text{ок}} > 50 \text{ \AA}$  плотность тока пренебрежимо мала. Предельное быстродействие определяется временем пролета носителей через канал при длине канала  $L = 1 \text{ мкм}$ , скорости дрейфа, равной скорости света, и составляет  $\tau = 0,03 \text{ нс}$ . Очевидно, что минимальное напряжение питания не может быть менее  $kT/q$  из-за флуктуаций тепловой энергии.

### 16.3. Приборы нанoeлектроники

В предыдущем разделе отмечалось, что существующие физические ограничения на микроминиатюризацию полевых и биполярных приборов с использованием  $p$ - $n$ -переходов являются серьезным препятствием на пути развития традиционной микроэлектроники и, как следствие, вычислительной техники, базирующейся на принципах булевой алгебры. Современная технология на базе оптической, электронной и рентгеновской литографии, сфокусированных ионных пучков позволяет получать структуры с планарными размерами менее 100 нм, а методы молекулярной эпитаксии обеспечивают уверенный контроль по составу и толщине слоев в 1–10 нм. Переход к другой элементной базе дает возможность продвижения в область малых горизонтальных размеров вплоть до структур, построенных из отдельных атомов или молекул на основе методов



**Рис. 16.6.** Схема классического МДП-транзистора с нанометровой длиной канала между истоком и стоком. А — изолирующий паз (тренч); В — низкоомный контакт; С — биметаллический затвор; D — пассивирующий слой нитрида кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ; E — двойной диэлектрик  $\text{SiO}_2/\text{ZrO}_2$  (или  $\text{SiO}_2/\text{HfO}_2$ ); F — расширение областей истока и стока; G — исток-стоковые  $p$ - $n$ -переходы; H — область базового легирования [3]

нанотехнологии с использованием сканирующего туннельного микроскопа (СТМ) совместно с методами химического синтеза и молекулярной биологии [3, 13].

Эти методы позволили приступить к реализации устройств нанoeлектроники и молекулярной электроники, таких как квантовые точки, квантовые нити, одноэлектронные транзисторы. В то же время компьютеры при этом продолжают оставаться классическими несмотря на то, что построены на принципиальных квантовых устройствах. Для классических компьютеров исключительно важной является проблема уменьшения рассеиваемой энергии в процессе вычислительных операций.

### 16.3.1. Наноразмерный полевой транзистор

Технологический прогресс в рамках классических микроэлектронных технологий позволяет реализовать МДП-транзистор с нанометровой длиной канала. Для его реализации используются в качестве подзатворного диэлектрика материалы с высокой диэлектрической проницаемостью (high-k insulator), среди которых фаворитом является оксид гафния  $\text{HfO}_2$ . Возможно использование и двухслойных диэлектриков в комбинации с двуокисью кремния  $\text{SiO}_2/\text{HfO}_2$  (или  $\text{SiO}_2/\text{ZrO}_2$ ). Важным аспектом в достижении наноразмерных длин канала является расширение областей истока и стока за счет ионной

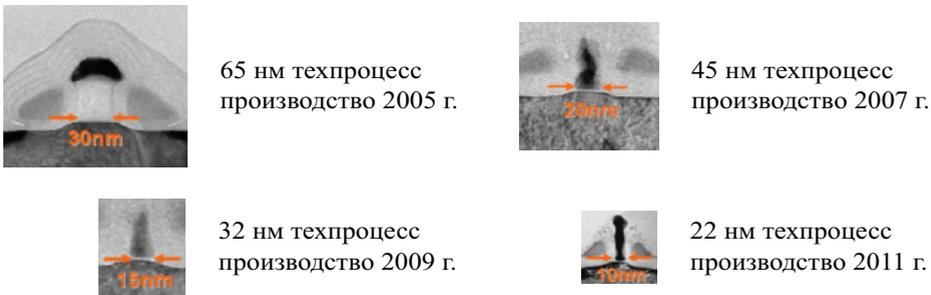


Рис. 16.7. Изображение экспериментальных образцов наноразмерных МДП-транзисторов, полученное с использованием туннельной микроскопии [54]

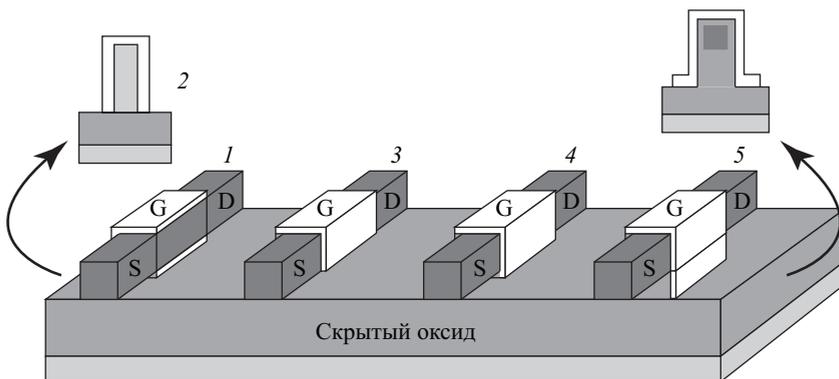


Рис. 16.8. Схематическое изображение наноразмерных МДП транзисторов со структурой кремний-на-изоляторе (КНИ):  $S$  – исток,  $D$  – сток,  $G$  – затвор [3]

имплантации. На рис. 16.6 приведена схема классического МДП-транзистора с нанометровой длиной канала.

На рис. 16.7 приведены экспериментальные образцы наноразмерных МДП-транзисторов, реализованных в рамках технологий микроэлектроники. Отметим, что технологический размер 32 нм уже находится в режиме опытной разработки и в 2009 году планируется использовать для производства СБИС. Этот размер позволяет получать МДП транзисторы с длиной канала, равной  $L = 15$  нм.

Технология кремний-на-изоляторе позволяет формировать многозатворные полевые транзисторы. В этом случае область канала между истоком и стоком представляет собой однородный полупроводник. На рис. 16.8 представлено схематическое изображение наноразмерных КНИ МДП транзисторов. Различные цифровые обозначения на рисунке соответствуют различным конфигурациям затворов: 1 — двойной затвор, 2 — двойной вертикальный затвор, 3 — трехмерный затвор, 4 — круговой затвор, 5 — трехмерный затвор, углубленный в диэлектрик. Реализация таких транзисторов с размерами 18–20 нм показывает их работоспособность и возможность устойчиво воспроизводить электрофизические характеристики транзисторов.

При дальнейшем переходе к наноразмерным масштабам область канала может быть представлена в виде квантовых нитей, нанотрубок и других типов одномерных структур.

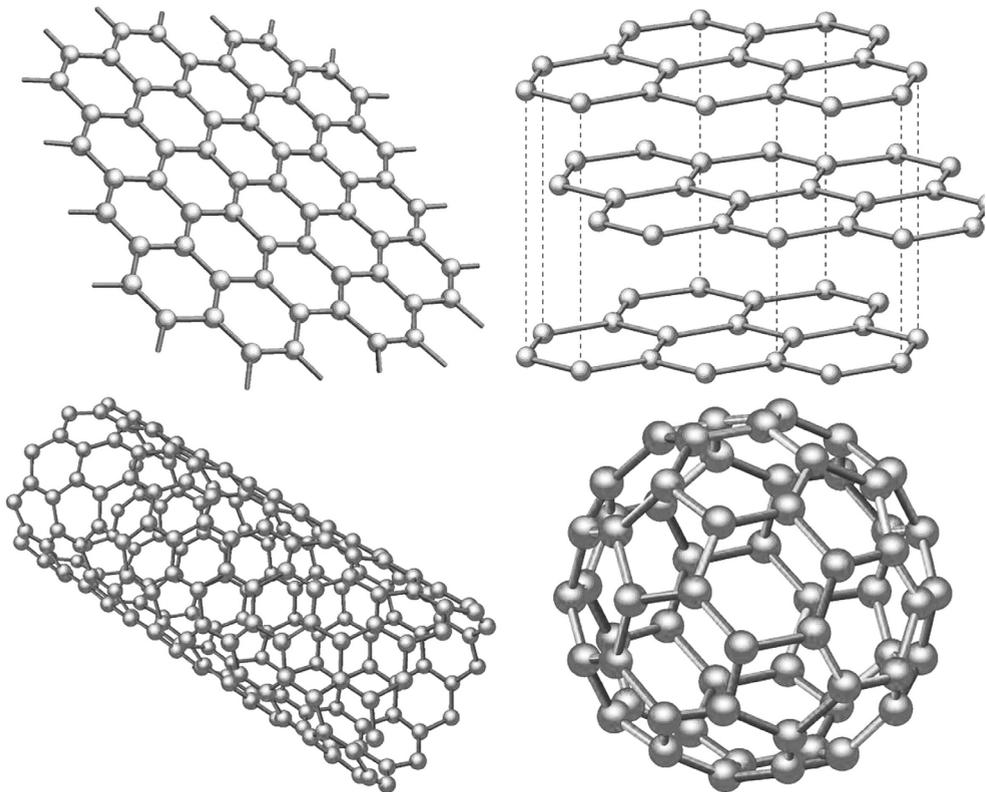


Рис. 16.9. Полиморфные модификации углерода, реализующие трех-, двух-, один- и нульмерные структурные формы



### 16.3.2. Графены и углеродные нанотрубки

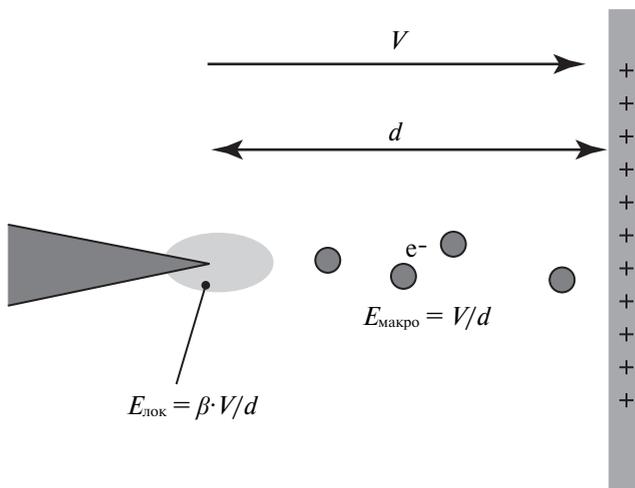
Дополнительно к уже апробированным полупроводниковым материалам типа кремния, германия, арсенида галлия для приборов наноэлектроники перспективным является использование новых материалов в виде нанотрубок и графеновых слоев. Углерод обладает замечательным свойством реализовываться в виде четырех полиморфных модификаций. Наиболее известны две трехмерные модификация углерода – графит и алмаз. Двухмерная модификация получила название графена, одномерная – углеродной нанотрубки, а нульмерная – фуллерена. Отметим, что в рамках пониженной размерности существует масса разновидностей каждого типа структур – многослойные и однослойные нанотрубки, фуллерены  $C_{60}$ ,  $C_{70}$ , плоские и изогнутые графеновые слои и т.д. [32, 94]. На рис. 16.9 приведены гексагональные модификации углерода, реализующие трех-, двух-, один- и нульмерные структурные формы.

Для приборов наноэлектроники углеродные нанотрубки представляют интерес как квантовые проволоки, реализующие нелинейные свойства  $p$ - $n$ -переходов; эмиттеры электронов; химические сенсоры.

### 16.3.3. Наноэмиттеры

Углеродные нанотрубки являются идеальным объектом для холодных эмиттеров электронов. Несмотря на широкое распространение устройств твердотельной электроники, вакуумная электроника сохранила важные позиции в практических приложениях. Среди них электронно-лучевые дисплеи, электронные микроскопы, источники рентгеновского излучения. В каждом из этих устройств эмиттеры электронов играют важную роль.

Для полевой эмиссии электронов важно значение электрического поля вблизи поверхности эмиттирующего электрода. На рис. 16.10 показано, что при среднем значении электрического поля  $E_{\text{ср}}$  в вакуумном зазоре электрическое поле вблизи острия эмиттера увеличивается  $E_{\text{лок}} = \beta E_{\text{ср}}$ . Значение коэффициента усиления поля  $\beta$  обратно пропорционально радиусу кривизны эмиттера, достаточно велико и может составлять значение порядка 1000 при нанометровых значениях радиуса. Следовательно, для эффективной эмиссии электронов с наноострий возможно использовать напряжение в единицы вольт [51].



**Рис. 16.10.** Схема полевых эмиттеров, иллюстрирующая эффект усиления локального поля вблизи острия эмиттера [51]

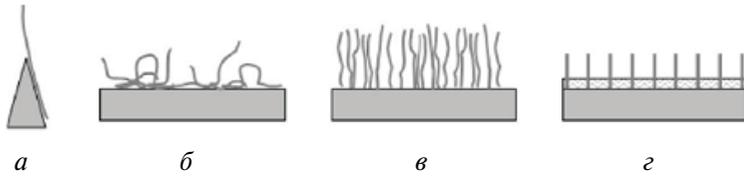


Рис. 16.11. Микроструктура эмиттеров с углеродными нанотрубками: а) одиночная нанотрубка, б) разупорядоченные нанотрубки, в) вертикально ориентированные нанотрубки, г) вертикальные нанотрубки с пространственным упорядочением [51]

В зависимости от функциональных назначений возможны различные конфигура-

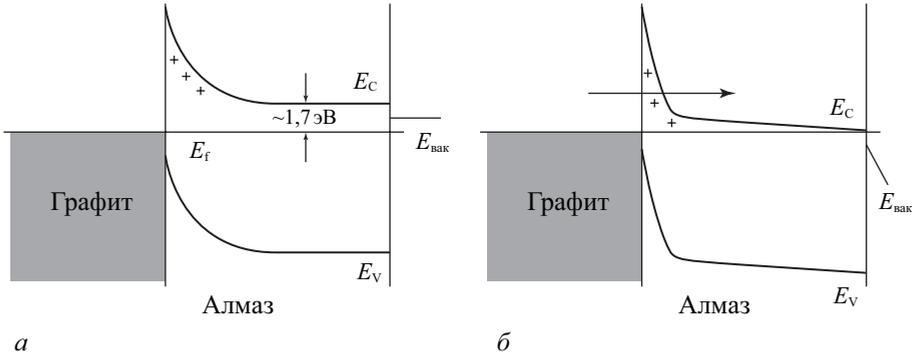


Рис. 16.12. Зонная диаграмма полевого эмиттера на основе контакта графит – алмаз: а – равновесные условия; б – при отрицательном смещении на графитовом электроде

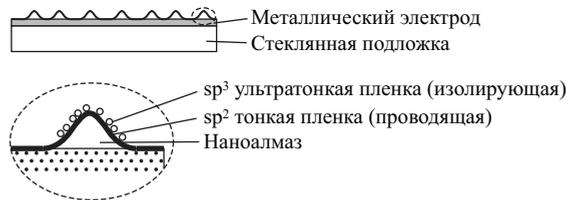
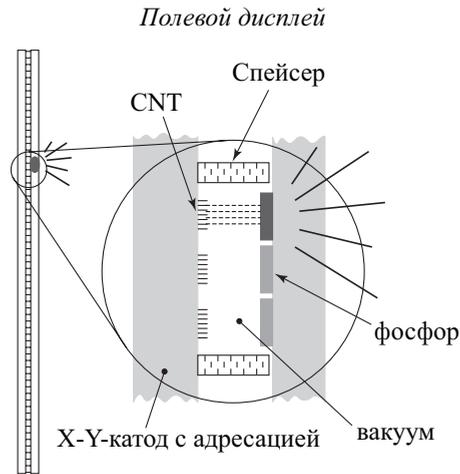


Рис. 16.13. Структура электронного эмиттера на основе наноразмерных алмазных частиц [45]

ции эмиттеров с углеродными нанотрубками. На рис. 16.11 приведена микроструктура эмиттеров с углеродными нанотрубками.

Для одиночных нанотрубок максимально эмиссионный ток составляет порядка 100 мкА, что соответствует плотности тока  $10^7$  А/см<sup>2</sup>. Простота CVD-технологии формирования нанотрубок позволяет широко использовать такие эмиттеры. Для изготовления вертикальных нанотрубок с пространственным упорядочением дополнительно применяют мембраны из анодного оксида алюминия с регулярной пористостью.



**Рис. 16.14.** Структура двухэлектродного полевого дисплея с холодным катодом на основе нанoэмиттеров [51]

Другим вариантом нанoэмиттера является шоттковский контакт графит – наноразмерные алмазные частицы. В этом случае реализация холодной эмиссии электронов из графита осуществляется через туннельно-прозрачный барьер Шоттки, пониженный электрическим полем. Вместо графита может быть использован металл, обеспечивающий совершенный шоттковский контакт.

На рис. 16.13. приведена пространственная структура эмиттера электронов на основе наноразмерных алмазных частиц

Использование холодных нанoэмиттеров позволяет реализовать плоский дисплей. На рис. 16.14 приведена схема такого дисплея.

Важной характеристикой полевых дисплеев является использование частиц фосфора для преобразования энергии электронных пучков в оптическое излучение. До эпохи нанoэмиттеров полевые дисплеи были неконкурентоспособны вследствие высоких рабочих напряжений, достигавших 1000 В. Понижение рабочего напряжения до десятка вольт с использованием углеродных нанотрубок и других нанoэмиттеров сделало полевые дисплеи вполне конкурентоспособными.

#### 16.3.4. Полевой транзистор с нанотрубками

Углеродные нанотрубки обладают проводимостью, близкой к проводимости легированных полупроводников. При использовании их в виде канальных слоев в полевом транзисторе возникают две технологические сложности. Первая связана с реализацией контактов истока и стока к нанотрубке. Использование золотых или платиновых, а затем титановых или кобальтовых контактов позволило понизить сопротивление контактов истока и стока с углеродной нанотрубкой до десятка килоом. Вторая проблема связана с формированием подзатворного диэлектрика. При толщинах двуокиси кремния (5–15) нм удалось достигнуть приемлемых значений крутизны передаточной характеристики. На рис. 16.15 приведена схема полевого транзистора с каналом в виде углеродной нанотрубки.

Формирование углеродных нанотрубок для канального слоя происходит на поверхности пассивирующего толстого окисла, находящегося на сильнолегированной кремниевой подложке. Толщина этого окисла составляла 120 нм. В этом случае возможно

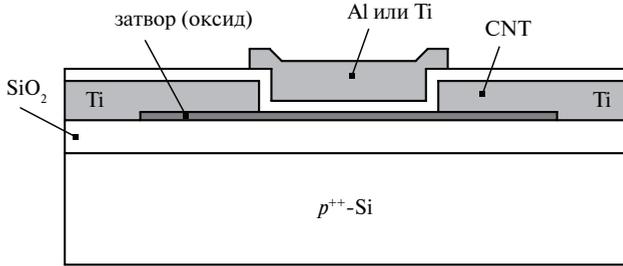


Рис. 16.15. Схема полевого транзистора с каналом в виде углеродной нанотрубки

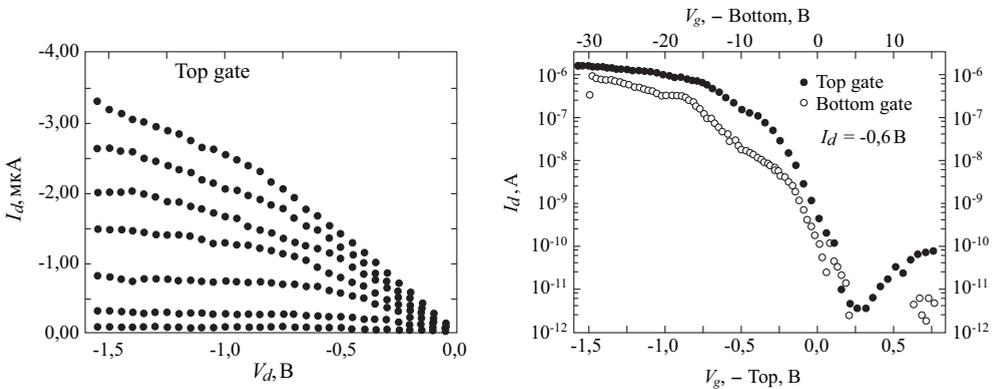


Рис. 16.16. Стоковые и затворные вольт-амперные характеристики полевого транзистора с каналом в виде углеродной нанотрубки [50]

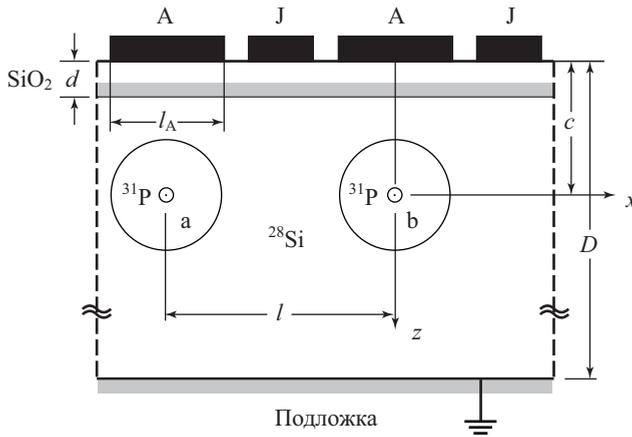
управление током канала транзистора через подложку. Из-за более высоких значений толщин пассивирующего окисла управляющее напряжение по подложке выше, чем по затвору. На рис. 16.16 приведены стокные и затворные вольт-амперные характеристики полевого транзистора с каналом в виде углеродной нанотрубки.

Значение подвижности электронов в нанотрубке как в канале полевого транзистора составляет  $10 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$ , что является приемлемой характеристикой и позволяет реализовать транзистор с нанометровыми размерами.

### 16.3.5. Приборы для квантовых компьютеров

Для квантовых компьютеров используется принцип построения на логически и термодинамически обратимых вентилях. При этом энергия будет рассеиваться только при вводе и выводе информации на периферийных устройствах [4, 5].

Базисом для квантовых вычислений являются двухуровневые квантовые элементы, получившие название **кубитов** (quantum bits). Поскольку законы квантовой физики на микроскопическом уровне являются линейными и обратимыми, то и соответствующие квантовые логические устройства оказываются также логически и термодинамически обратимыми.



**Рис. 16.17.** Схема двух ячеек полупроводниковой структуры, использующей изменение состояний ядерных спинов  $^{31}\text{P}$  [5]

Схема квантового обратимого компьютера, состоящего из элементов с двумя состояниями в качестве «вычислительного» базиса была предложена Фейнманом. В настоящее время идет активный поиск элементной базы для физических устройств, которые могут играть роль кубитов.

Одним из перспективных вариантов являются полупроводниковые квантовые компьютеры на основе ядерного магнитного резонанса (ЯМР) с индивидуальным обращением к кубитам. На рис. 16.17 приведена схема двух ячеек полупроводниковой структуры, использующей изменение индивидуальных состояний ядерных спинов донорных атомов фосфора  $^{31}\text{P}$ , расположенных друг относительно друга на расстояниях порядка 20 нм. Электронные состояния фосфора  $^{31}\text{P}$  имеют сравнительно большое значение эффективного боровского радиуса, который и задает нанометровый масштаб расстояний в системе спинов-кубитов в полупроводниковой структуре. Для формирования таких структур можно пользоваться приемами современной нанотехнологии.

Измерение индивидуальных состояний ядерных спинов донорных атомов фосфора  $^{31}\text{P}$  является одной из наиболее важных проблем в полупроводниковых ЯМР квантовых компьютерах. Предполагается, что с помощью импульсов радиочастотного поля осуществляется передача информации от ядерной спиновой подсистемы к электронной подсистеме. При этом задача определения состояния ядерного спина сводится к определению состояния электронного спина.

Определение состояния электронного спина базируется на анализе связи электрона с нейтральным и ионизованным донором. Если энергия связи электрона с нейтральным донором больше, чем энергия притяжения к соседнему ионизированному донору ( $D^+$ -состояние), то электрону будет энергетически выгоднее находиться вблизи нейтрального донора ( $D^-$ -состояние). Следовательно, оба электрона в синглетном состоянии будут находиться в окрестности одного из доноров. В результате произойдет перенос заряда с одного донора на другой, что предлагалось измерять с помощью высокочувствительных одноэлектронных емкостных методов. Наиболее подходящими устройствами для этого являются одноэлектронные транзисторы. На рис. 16.20 приведена схема высокочувствительного электрометра на базе одноэлектронного транзистора и его зонная диаграмма. Такое устройство способно определить, в каком – синглетном или триплетном – состоянии, находятся два электрона. На рис. 16.18 эти два электрона изображены под центральной квантовой точкой одноэлектронного транзистора. В от-

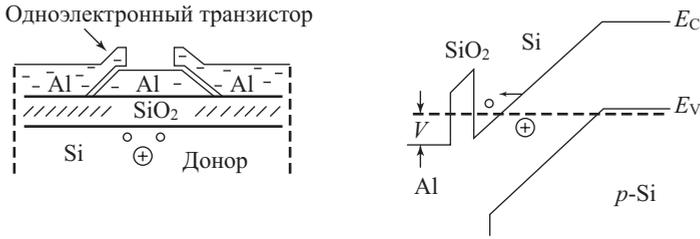


Рис. 16.18. Схема высокочувствительного электрометра на базе одноэлектронного транзистора и его зонная диаграмма [5]

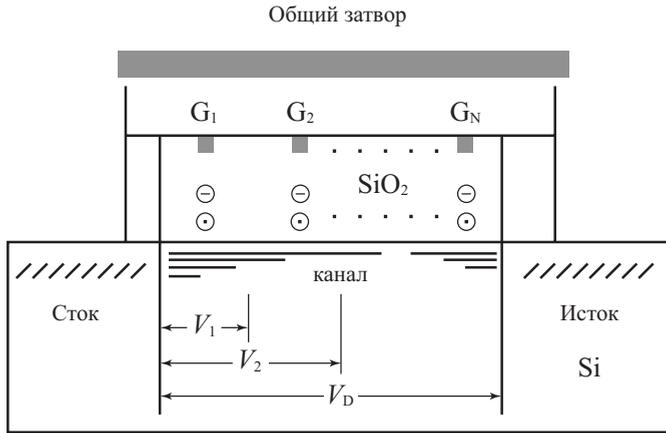


Рис. 16.19. Схема МДП-транзистора с кубитами из квантовых точек в подзатворном диэлектрике.  $G_1, G_2, \dots, G_M$  — индивидуальные затворы при кубитах. Все кубиты находятся в состоянии с  $n = 1$  [13]

сутствие напряжения оба электрона локализованы вблизи донора <sup>31</sup>P. Значение напряжения, при котором происходит переход одного из электронов к поверхности, зависит от того, в триплетном или синглетном состоянии они находились вблизи донора <sup>31</sup>P.

Другим перспективным вариантом являются полупроводниковые квантовые компьютеры на квантовых точках. Квантовая точка является в определенном смысле аналогом атома и может иметь поляризацию, обусловленную дополнительным электроном.

Ячейка из пяти квантовых точек способна реализовать квантовый бит и обеспечить беспроводное взаимодействие с соседней ячейкой, не сопровождающееся диссипацией энергии. На основе обратимых пятиточечных ячеек могут быть построены любые логические элементы на основе булевой логики.

Квантовые точки, находясь в подзатворном диэлектрике МДП-транзисторов, способны влиять на ток канала транзистора. На рис. 16.19 приведена схема МДП-транзистора с кубитами из квантовых точек в подзатворном диэлектрике [13].

Ток в канале транзистора  $I_D$  будет различаться в зависимости от положения кубитов, на которых происходит изменение распределения заряда. Анализ изменения этого тока позволяет определить зарядовое состояние кубитов.

Возможно использование оптических методов управления состояниями кубитов на квантовых точках разных размеров и разного состава компонентов в гетерострук-

туре GaAs / Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As. В этом случае кубит базируется на основном и возбужденном одноэлектронном состоянии каждой квантовой точки.

До настоящего времени квантовые компьютеры и их элементная база существуют лишь в виде теоретических конструкций. К числу наиболее перспективных для приборной реализации в обозримом будущем относят квантовые компьютеры на квантовых точках с электронными орбитальными и спиновыми состояниями, и они считаются реальными элементами для создания квантовых суперкомпьютеров.

### 16.3.5. Технологический прогресс: от технологий микроэлектроники к нанотехнологиям

Модернизация технологий микроэлектроники позволила реализовать на принципах пропорциональной микроминиатюризации уменьшение технологических размеров литографии вплоть до 22 нм, а линейных размеров канала транзистора – вплоть до 10 нм. Дальнейшее уменьшение размеров требует перехода к нанотрубкам и молекулярным комплексам и использования нанотехнологий. На рис. 16.20 приведена эволюция технологий и материалов для приборов твердотельной электроники, где размер 10–20 нм является разделяющей границей между нанотехнологиями и технологиями микроэлектроники.

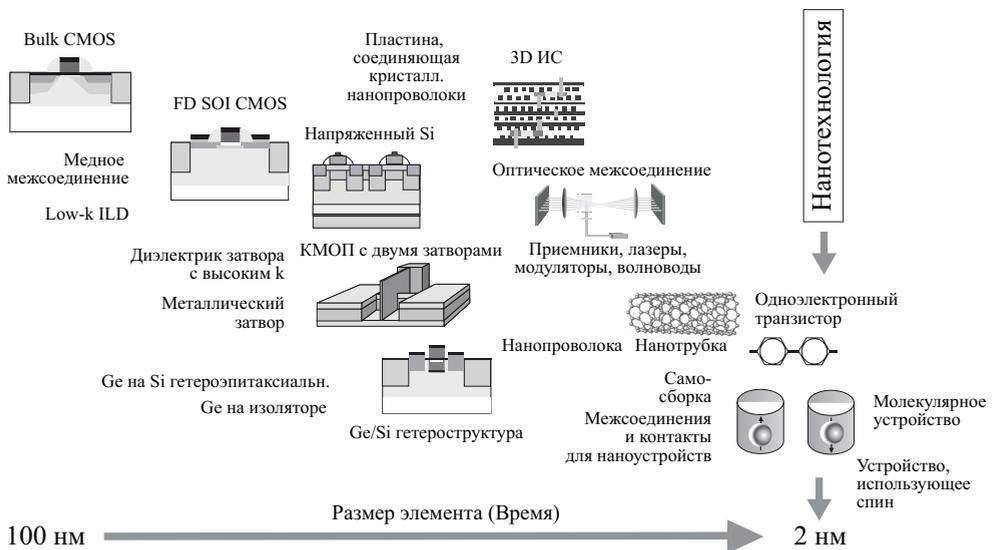


Рис. 16.20. Эволюция технологий и материалов для приборов твердотельной электроники [32, 54]

### Контрольные вопросы

16.1. Каковы физические ограничения микроминиатюризации для приборов твердотельной электроники с *p-n*-переходами?

16.2. Каковы предельные параметры МДП-приборов при пропорциональной микроминиатюризации?

16.3 В каких приборах используются углеродные нанотрубки?

16.3. Какова приборная база нанoeлектроники для квантовых компьютеров?

# Глава 17

## Классификация и обозначения полупроводниковых приборов

При использовании полупроводниковых приборов в электронных устройствах для унификации их обозначения и стандартизации параметров применяются системы условных обозначений. Эта система классифицирует полупроводниковые приборы по их назначению, основным физическим и электрическим параметрам, конструктивно-технологическим свойствам, виду полупроводниковых материалов. Система условных обозначений отечественных полупроводниковых приборов базируется на государственных и отраслевых стандартах. Первый ГОСТ на систему обозначений полупроводниковых приборов ГОСТ 10862-64 был введен в 1964 году. Затем по мере возникновения новых классификационных групп приборов был изменен на ГОСТ 10862-72, а затем на отраслевой стандарт ОСТ 11.336.038-77 и ОСТ 11.336.919-81 соответственно в 1972, 1977, 1981 годах. При этой модификации основные элементы буквенно-цифрового кода системы условных обозначений сохранились. Эта система обозначений логически построена и позволяет наращивать себя по мере дальнейшего развития элементной базы [100–105].

Основные термины, определения и буквенные обозначения основных и справочных параметров полупроводниковых приборов приведены в следующих ГОСТах:

- **25529-82** – Диоды полупроводниковые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров;
- **19095-73** – Транзисторы полевые. Термины, определения и буквенные обозначения параметров;
- **20003-74** – Транзисторы биполярные. Термины, определения и буквенные обозначения параметров;
- **20332-84** – Тиристоры. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.

### 17.1. Условные обозначения и классификация отечественных полупроводниковых приборов

Рассмотрим на примере ОСТ 11.336.919-81 «Приборы полупроводниковые. Система условных обозначений» систему обозначений полупроводниковых приборов, которая состоит из 5 элементов. В основу системы обозначения положен буквенно-цифровой код.

**Первый элемент.** Первый элемент (буква или цифра) обозначает исходный полупроводниковый материал, на базе которого создан полупроводниковый прибор. Для приборов общегражданского применения используются 4 буквы Г, К, А и И, являющиеся

начальными буквами в названии полупроводника или полупроводникового соединения. Для приборов специального применения (более высокие требования при испытаниях, например выше температура,) вместо этих букв используются цифры от 1 до 4. В табл. 17.1 приведены обозначения для первого элемента.

Таблица 17.1

Исходный материал	Условные обозначения
Германий или его соединения	Г или 1
Кремний или его соединения	К или 2
Соединения галлия (например, арсенид галлия)	А или 3
Соединения индия (например, фосфид индия)	И или 4

**Второй элемент.** Второй элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. Обычно буква выбирается из названия прибора, как первая буква названия (табл. 17.2).

Таблица 17.2

Подкласс приборов	Условные обозначения	Подкласс приборов	Условные обозначения
Выпрямительные, универсальные, импульсные диоды	Д	Стабилитроны	С
Транзисторы биполярные	Т	Выпрямительные столбы	Ц
Транзисторы полевые	П	Диоды Ганна	Б
Варикапы	В	Стабилизаторы тока	К
Тиристоры диодные	Н	Сверхвысокочастотные диоды	А
Тиристоры триодные	У	Излучающие оптоэлектронные приборы	Л
Туннельные диоды	И	Оптопары	О

**Третий элемент.** Третий элемент (цифра) в обозначении полупроводниковых приборов определяет основные функциональные возможности прибора. У различных под-

классов приборов наиболее характерные эксплуатационные параметры (функциональные возможности) различные. Для транзисторов – это рабочая частота и рассеиваемая мощность, для выпрямительных диодов – максимальное значение прямого тока, для стабилитронов – напряжение стабилизации и рассеиваемая мощность, для тиристорov – значение тока в открытом состоянии. В табл. 17.3 приведены значения цифр в третьем элементе условных обозначений для различного класса полупроводниковых приборов.

Таблица 17.3

Назначение прибора	Условные обозначения	Назначение прибора	Условные обозначения
Диоды выпрямительные, с прямым током, А:		Выпрямительные столбы с прямым током, А:	
<i>менее 0,3</i>	1	<i>менее 0,3</i>	1
<i>0,3...10</i>	2	<i>0,3 ... 10</i>	2
Диоды прочие (магнитодиоды, термодиоды и др.)	3	Выпрямительные блоки с прямым током, А:	
Диоды импульсные, с временем восстановления, нс:		<i>менее 0,3</i>	3
<i>более 500</i>	4	<i>0,3...10</i>	4
<i>150...500</i>	5	Транзисторы биполярные:	
<i>30...150</i>	6	<i>маломощные с рассеиваемой мощностью <math>P_x &lt; 0,3</math> Вт:</i>	
<i>5...30</i>	7	<i>низкой частоты (граничная частота <math>F_{гр} &lt; 3</math> МГц)</i>	1
<i>1...5</i>	8	<i>средней частоты (<math>F_{гр} = 3...30</math> МГц)</i>	2
с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда <i>менее 1 нс</i>	9	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	3
Триодные тиристоры с максимально допустимым средним током в открытом состоянии (или импульсным), А:		<i>средней мощности (<math>P_x = 0,3...1,5</math> Вт):</i>	
<i>незапираемые:</i>		<i>низкой частоты</i>	4

Табл. 17.3 (продолжение)

Назначение прибора	Условные обозначения	Назначение прибора	Условные обозначения
<i>менее 0,3 (менее 15)</i>	1	<i>средней частоты</i>	5
<i>0,3...10 (15...100)</i>	2	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	6
<i>более 10 (более 100)</i>	7	<i>большой мощности (<math>P_x &gt; 1,5 \text{ Вт}</math>):</i>	
<i>запираемые:</i>		<i>низкой частоты</i>	7
<i>менее 0,3 (менее 15)</i>	3	<i>средней частоты</i>	8
<i>0,3...10 (15...100)</i>	4	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	9
<i>более 10 (более 100)</i>	6	Транзисторы полевые:	
<i>симметричные:</i>		<i>малой мощности (<math>P_x &lt; 0,3 \text{ Вт}</math>):</i>	
<i>менее 0,3 (менее 15)</i>	5	<i>низкой частоты</i>	1
<i>0,3...10 (15...100)</i>	6	<i>средней частоты</i>	2
<i>более 10 (более 100)</i>	9	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	3
Туннельные диоды:		<i>средней мощности (<math>P_x = 0,3...1,5 \text{ Вт}</math>):</i>	
<i>обращенные</i>	1	<i>низкой частоты</i>	4
<i>генераторные</i>	2	<i>средней частоты</i>	5
<i>усилительные</i>	3	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	6
<i>переключательные</i>	4	<i>большой мощности (<math>P_x &gt; 1,5 \text{ Вт}</math>):</i>	
Генераторы шума:		<i>низкой частоты</i>	7

Табл. 17.3 (продолжение)

Назначение прибора	Условные обозначения	Назначение прибора	Условные обозначения
<i>Низкочастотные</i>	1	<i>средней частоты</i>	8
<i>высокочастотные</i>	2	<i>высокой и сверхвысокой частот</i>	9
Варикапы:		Источники инфракрасного излучения:	
<i>подстрочные</i>	1	<i>излучающие диоды</i>	1
<i>умножительные (варакторы)</i>	2	<i>излучающие модули</i>	2
Стабилитроны, стабисторы и ограничители, с напряжением стабилизации, В:		Приборы визуального представления информации:	
<i>мощностью менее 0,3 Вт:</i>		<i>светоизлучающие диоды</i>	3
<i>менее 10</i>	1	<i>знаковые индикаторы</i>	4
<i>10...100</i>	2	<i>знаковые табло</i>	5
<i>более 100</i>	3	<i>шкалы</i>	6
<i>мощностью 0,3...5 Вт:</i>		<i>экраны</i>	7
<i>менее 10</i>	4	Оптопары:	
<i>10...100</i>	5	<i>резисторные</i>	Р
<i>более 100</i>	6	<i>диодные</i>	Д
<i>мощностью 5...10 Вт</i>		<i>тиристорные</i>	У
<i>менее 10</i>	7	<i>транзисторные</i>	Т
<i>10...100</i>	8		
<i>более 100</i>	9		



**Четвертый элемент.** Четвертый элемент (2 либо 3 цифры) означает порядковый номер технологической разработки и изменяется от 01 до 999.

**Пятый элемент.** Пятый элемент (буква) в буквенно-цифровом коде системы условных обозначений указывает разбраковку по отдельным параметрам приборов, изготовленных в единой технологии. Для обозначения используются заглавные буквы русского алфавита от А до Я, кроме З, О, Ч, Ы, Ш, Щ, Я, схожих по написанию с цифрами.

## 17.2. Условные обозначения и классификация зарубежных полупроводниковых приборов

За рубежом существуют различные системы обозначений полупроводниковых приборов [100]. Наиболее распространенной является система обозначений **JEDEC**, принятая Объединенным техническим советом по электронным приборам США. По этой системе приборы обозначаются индексом (кодом, маркировкой), в котором первая цифра соответствует числу  $p$ - $n$ -переходов: 1 – диод, 2 – транзистор, 3 – тетрод (тиристор). За цифрой следует буква N и серийный номер, который регистрируется Ассоциацией предприятий электронной промышленности (EIA). За номером могут стоять одна или несколько букв, указывающих на разбивку приборов одного типа на типоминималы по различным параметрам или характеристикам. Однако цифры серийного номера не определяют тип исходного материала, частотный диапазон, мощность рассеяния или область применения.

В Европе используется система, по которой обозначения полупроводниковым приборам присваиваются организацией Association International Pro Electron. По этой системе приборы для бытовой аппаратуры широкого применения обозначаются двумя буквами и тремя цифрами. Так, у приборов широкого применения после двух букв стоит трехзначный порядковый номер от 100 до 999. У приборов, применяемых в промышленной и специальной аппаратуре, третий знак – буква (буквы используются в обратном алфавитном порядке: Z, Y, X и т.д.), за которой следует порядковый номер от 10 до 99.

В системе **Pro Electron** приняты следующие условные обозначения.

**Первый элемент.** Первый элемент (буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, на базе которого создан полупроводниковый прибор. Используются 4 латинские буквы **A, B, C и D, в соответствии с видом полупроводника или полупроводникового соединения.** В табл. 17.4 приведены обозначения для первого элемента:

Таблица 4. Первый элемент в системе Pro Electron

Исходный материал	Ширина запрещенной зоны, эВ	Условные обозначения
Германий	0,6...1	A
Кремний	1...1,3	B
Арсенид галлия	более 1,3	C
Антимонид индия	менее 1,6	D

**Второй элемент.** Второй элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. В табл. 17.5 приведены буквы, используемые для обозначения подклассов.

Таблица 17.5. Второй элемент в системе Pro Electron

Подкласс приборов	Условные обозначения
Диоды детекторные, быстродействующие, смесительные	A
Диоды с переменной емкостью	B
Транзисторы низкочастотные маломощные ( $R_{thja} > 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ )	C
Транзисторы низкочастотные мощные ( $R_{thja} < 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ )	D
Диоды туннельные	E
Транзисторы высокочастотные маломощные ( $R_{thja} > 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ )	F
Транзисторы высокочастотные мощные ( $R_{thja} < 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ )	L
Светочувствительные (фотоприемные) приборы (фотодиоды, фототранзисторы и др.)	P
Излучающие приборы	Q
Приборы, работающие в области пробоя	R
Транзисторы переключающие мощные	S
Регулирующие и переключающие приборы, мощные управляемые выпрямители ( $R_{thja} < 15 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ )	T
Транзисторы переключающие мощные	U
Диоды умножительные	X
Диоды выпрямительные мощные	Y
Стабилитроны	Z

**Третий элемент.** Третий элемент (цифра или буква) обозначает в буквенно-цифровом коде полупроводниковые приборы, предназначенные для аппаратуры общегражданского применения (цифра) или для аппаратуры специального применения (буква). В



качестве буквы в последнем случае используются заглавные латинские буквы, расходуемые в обратном порядке: Z, Y, X и т.п.

**Четвертый элемент.** Четвертый элемент (2 цифры) означает порядковый номер технологической разработки и изменяется от 01 до 99.

Например, ВТХ10-200 – это кремниевый управляемый выпрямитель (тиристор) специального назначения с регистрационным номером 10 и напряжением 200 В.

Система стандартных обозначений, разработанная в Японии (стандарт JIS-C-7012, принятый ассоциацией EIAJ – Electronic Industries Association of Japan), позволяет определить класс полупроводникового прибора (диод или транзистор), его назначение, тип проводимости полупроводника. Вид полупроводникового материала в японской системе не отражается.

Условное обозначение полупроводниковых приборов по стандарту **JIS-C-7012** состоит из пяти элементов.

**Первый элемент.** Первый элемент (цифра) обозначает тип полупроводникового прибора. Используются 4 цифры (0, 1, 2 и 3) в соответствии с типом прибора. В табл. 17.6 приведены обозначения для первого элемента.

**Второй элемент.** Второй элемент обозначается буквой S и указывает на то, что данный прибор является полупроводниковым. Буква S используется как начальная буква от слова Semiconductor.

Таблица 17.6. Первый элемент в системе JIS-C-7012

Класс приборов	Условные обозначения
Фотодиоды, фототранзисторы	0
Диоды	1
Транзисторы	2
Четырехслойные приборы	3

**Третий элемент.** Третий элемент (буква) обозначает подкласс полупроводниковых приборов. В табл. 17.7 приведены буквы, используемые для обозначения подклассов.

Таблица 17.7. Третий элемент в системе JIS-C-7012

Подкласс приборов	Условные обозначения	Подкласс приборов	Условные обозначения
Транзисторы <i>p-n-p</i> высокочастотные	А	Полевые транзисторы с <i>n</i> -каналом	К
Транзисторы <i>p-n-p</i> низкочастотные	В	Симметричные тиристоры	М

Таблица 17.7. Продолжение

Подкласс приборов	Условные обозначения	Подкласс приборов	Условные обозначения
Транзисторы <i>n-p-n</i> высокочастотные	C	Светоизлучающие диоды	Q
Транзисторы <i>n-p-n</i> низкочастотные	D	Выпрямительные диоды	R
Диоды Есаки	E	Малосигнальные диоды	S
Тиристоры	F	Лавинные диоды	T
Диоды Ганна	G	Диоды с переменной емкостью, <i>p-i-n</i> -диоды	V
Однопереходные транзисторы	H	Стабилитроны	Z
Полевые транзисторы с <i>p</i> -каналом	I		

**Четвертый элемент.** Четвертый элемент обозначает регистрационный номер технологической разработки и начинается с числа 11.

**Пятый элемент.** Пятый элемент отражает модификацию разработки (А и В – первая и вторая модификация).

Система обозначений JEDEC (Joint Electron Device Engineering Council) принята Объединенным техническим советом по электронным приборам США. По этой системе приборы обозначаются индексом (кодом, маркировкой):

**Первый элемент.** Первый элемент (цифра) обозначает число *p-n*-переходов. Используются 4 цифры (1, 2, 3 и 4) в соответствии с типом прибора:

1 – диод, 2 – транзистор, 3 – тиристор, 4 – оптопара.

**Второй элемент.** Второй элемент состоит из буквы **N** и **серийного номера**, который регистрируется Ассоциацией предприятий электронной промышленности (EIA). Цифры серийного номера не определяют тип исходного материала, частотный диапазон, мощность рассеяния и область применения.

**Третий элемент.** Третий элемент – **одна или несколько букв**, указывающих на разбивку приборов одного типа на типоминималы по различным характеристикам.

Фирма-изготовитель, приборы которой по своим параметрам подобны приборам, зарегистрированным EIA, может представлять свои приборы с обозначением, принятым по системе JEDEC.

### 17.3. Графические обозначения и стандарты

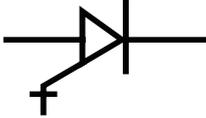
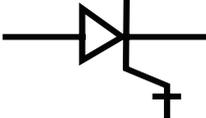
В технической документации и специальной литературе применяются условные графические обозначения полупроводниковых приборов в соответствии с ГОСТом 2.730-73 «Обозначения условные, графические в схемах. Приборы полупроводниковые». В табл. 17.8 приведены графические обозначения основных полупроводниковых приборов.



Таблица 17.8. Графические обозначения полупроводниковых приборов

Наименование прибора	Обозначение	Наименование прибора	Обозначение
Диод выпрямительный, столб выпрямительный		Транзистор типа <i>p-n-p</i>	
Диод туннельный		Транзистор типа <i>n-p-n</i>	
Диод обращения		Однопереходный транзистор с <i>n</i> -базой	
Варикап		Полевой транзистор с каналом <i>n</i> -типа	
Диод светоизлучающий		Полевой транзистор с каналом <i>p</i> -типа	
Односторонний стабилитрон		Полевой транзистор с изолированным затвором обогащенного типа с <i>n</i> -каналом	
Двусторонний стабилитрон		Полевой транзистор с изолированным затвором обогащенного типа с <i>p</i> -каналом	

Таблица 17.8. (Окончание)

Наименование прибора	Обозначение	Наименование прибора	Обозначение
Диодный тиристор		Полевой транзистор с изолированным затвором обедненного типа с <i>n</i> -каналом	
Триодный, запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по аноду		Полевой транзистор с изолированным затвором обедненного типа с <i>p</i> -каналом	
Триодный, запираемый в обратном направлении, выключаемый, с управлением по катоду			

#### 17.4. Условные обозначения электрических параметров и сравнительные справочные данные полупроводниковых приборов

Для полупроводниковых приборов определены и стандартизованы значения основных электрических параметров и предельные эксплуатационные характеристики, которые приводятся в справочниках. К таким параметрам относятся: напряжение (например,  $U_{пр}$  – постоянное прямое напряжение диода), ток (например,  $I_{ст, max}$  – максимально допустимый ток в стабилизации стабилитрона), мощность (например,  $P_{вых}$  – выходная мощность биполярного транзистора), сопротивление (например,  $r_{диф}$  – дифференциальное сопротивление диода), емкость (например,  $C_k$  – емкость коллекторного перехода), время и частота (например,  $t_{вос, обр}$  – время обратного восстановления тиристора, диода), температура (например,  $T_{max}$  – максимальная температура окружающей среды). Число значений основных электрических параметров исчисляется сотнями, причем для каждого подкласса полупроводниковых приборов эти параметры будут различными.

В справочных изданиях приводятся значения основных электрических параметров и предельные эксплуатационные характеристики полупроводниковых приборов. В табл. 17.9–17.10 в качестве примера приведены данные для типичных представителей различных типов отечественных приборов и их зарубежных аналогов в соответствии со стандартами (ОСТ 11.336.919-81 – Россия, JEDEC – США, Pro Electron – Европа, JIS-C-7012 – Япония).

Таблица 17.9. Биполярные транзисторы

Тип прибора	Материал, структура, технологии	$P_{к\max}$ , мВт	$F_{гр}$ , $F_{h_{216}}$ , $F_{h_{21}}$ , МГц	$U_{к6\text{оп}}$ , $U_{к3\text{гр}}$ , $U_{к3\text{оп}}$ , В	$U_{э6\text{оп}}$ , В	$I_{к\max}$ , $I_{кн\max}$ , мА	$I_{к60}$ , $I_{к31}$ , мкА
<b>КТ315И</b> (ОСТ 11.336.919-81)	<i>Si n-p-n</i>	150	$\geq 250$	60	6	50	$\leq 0.6$ (10 В)
<b>2N3904</b> (JEDEC)	<i>Si n-p-n</i>	310	300	60	6	200	$\leq 10$ (60 В)
<b>ВФХ44</b> (Pro Electron)	<i>Si n-p-n</i>	ПЭ 360	$\geq 300$	40	4	125 (250*)	$\leq 0,1$ (20 В)
<b>2SC57</b> (JIS-C-7012)	<i>Si n-p-n</i>	ПЭ 360	$\geq 200$	40	5	200	$\leq 0,1$ (15 В)

Таблица 17.10. Диоды

Тип прибора	Материал, структура, технологии	$U_{обр}$ , В	$I_{обр\max}$ , мкА	$U_{пр}$ , В	$I_{пр\max}$ , мА	$I_{ном}$ , мА	$C_d$ , пФ
<b>Д220Б</b> (ОСТ 11.336.919-81)	<i>Si</i>	100	0,4	1,5	50	30 (30В)	15
<b>1N4148</b> (JEDEC)	<i>Si</i>	75	0,025	1	10	10 (6 В)	4
<b>ВАW63</b> (Pro Electron)	<i>Si</i>	60	1	0,9	50	—	4
<b>1S307</b> (JIS-C-7012)	<i>Ge</i>	20	20	0,75	100	75	0,5

### Контрольные вопросы

1. Назовите основные критерии классификации полупроводниковых приборов.
2. Назовите основные системы классификации полупроводниковых приборов.
3. В чем отличие отечественных и зарубежных систем классификации полупроводниковых приборов?
4. Приведите пример обозначения полупроводникового прибора в одной из систем классификации.

# Нобелевские премии за работы по твердотельной электронике

Нобелевские премии в среде научной общественности являются самыми престижными оценками значимости научных исследований и разработок для общества. За период существования Нобелевских премий все основные физические явления, лежащие в основе работы приборов твердотельной электроники, были отмечены Нобелевскими премиями. Ниже в таблице перечислены 12 Нобелевских премий по физике за открытие и исследования различных физических явлений, таких как явление термоэлектронной эмиссии, являющееся основополагающим при анализе контактных явлений, квантовый эффект Холла. Также в таблице приведена Нобелевская премия по химии, связанная с открытием фуллеренов, перспективных материалов для нанoeлектроники.

В таблицах приведена оригинальная формулировка Нобелевского комитета на английском языке и ссылка на файл, где размещен текст Нобелевской лекции. Затем дан перевод в авторской редакции фамилий Нобелевских лауреатов и перевод формулировки Нобелевского комитета.

**Таблица А.1.** Нобелевские премии по физике, связанные с тематикой твердотельной микро и оптоэлектроники. [http://nobelprize.org/nobel\\_prizes/physics/](http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/)

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1928	<b>Owen Willans Richardson</b> United Kingdom London University London, United Kingdom b. 1879 d. 1959	«for his work on the thermionic phenomenon and especially for the discovery of the law named after him»	<a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1928/richardson-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1928/richardson-lecture.pdf</a> <b>«Thermionic phenomena and the laws which govern them»</b> Nobel Lecture, December 12, 1929
	<b>Оуэн Уилланс Ричардсон</b> Великобритания Лондоновский Университет Лондон, Великобритания. р. 1879 ум. 1959	«за работы по феноменам термоэлектронной эмиссии и особенно за открытие закона, носящего его имя»	«Феномены термоэлектронной эмиссии и описывающие их законы»



Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1956	<p><b>William Bradford Shockley</b> 1/3 of the prize USA Semiconductor Laboratory of Beckman Instruments, Inc. Mountain View, CA, USA b. 1910 (in London, United Kingdom) d. 1989</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/shockley-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/shockley-lecture.pdf</a> «Transistor technology evokes new physics» Nobel Lecture, December 11, 1956</p>
	<p><b>John Bardeen</b> 1/3 of the prize USA University of Illinois Urbana, IL, USA b. 1908 d. 1991</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/bardeen-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/bardeen-lecture.pdf</a> «Semiconductor research leading to the point contact transistor» Nobel Lecture, December 11, 1956</p>
	<p><b>Walter Houser Brattain</b> 1/3 of the prize USA Bell Telephone Laboratories Murray Hill, NJ, USA b. 1902 d. 1987</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/brattain-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1956/brattain-lecture.pdf</a> «Surface properties of semiconductors» Nobel Lecture, December 11, 1956</p>
	<p><b>Уильям Бредфорд Шокли</b> 1/3 премии США р. 1910 (в Лондоне, Великобритания) у. 1989</p>	<p>«за исследования полупроводников и открытие транзисторного эффекта»</p>	<p>«Транзисторная технология порождает новую физику»</p>
	<p><b>Джон Бардин</b> 1/3 премии США Университет Иллинойса р. 1908 ум. 1991</p>		<p>«Исследования полупроводников, которые привели к открытию транзистора»</p>
	<p><b>Уолтер Хаузер</b> 1/3 премии США Лаборатория Белла, США р. 1902 ум. 1987</p>		<p>«Свойства поверхности полупроводников»</p>

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1964	<p><b>Charles Hard Townes</b> 1/2 of the prize USA Massachusetts Institute of Technology (MIT) Cambridge, MA, USA b. 1915</p>	<p>«for fundamental work in the field of quantum electronics, which has led to the construc- tion of oscillators and amplifiers based on the maser-laser principle»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/townes-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/townes-lecture.pdf</a> «Production of coherent radiation by atoms and molecules» Nobel Lecture, December 11, 1964</p>
	<p><b>Nicolay Gennadiyevich Basov</b> 1/4 of the prize USSR P.N. Lebedev Physical Institute Moscow, USSR b. 1922 d. 2001</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/basov-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/basov-lecture.pdf</a> «Semiconductor lasers» Nobel Lecture, December 11, 1964</p>
	<p><b>Aleksandr Mikhailovich Prokhorov</b> 1/4 of the prize USSR P.N. Lebedev Physical Institute Moscow, USSR b. 1916 d. 2002</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/prokhorov-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1964/prokhorov-lecture.pdf</a> «Quantum electronics» Nobel Lecture, December 11, 1964</p>
	<p><b>Чарльз Хард Таунс</b> 1/2 премии США Массачусетский институт технологий p. 1915</p>	<p>«За фундаментальную работу в области квантовой электроники, которая привела к созданию осцилляторов и усилителей, основанных на лазерно-мазерном принципе»</p>	<p>«Генерация вынужденного излучения атомами и молекулами»</p>
	<p><b>Николай Геннадьевич Басов</b> 1/4 премии СССР Физический институт им. П.Н. Лебедева p. 1922</p>		<p>«Полупроводниковые лазеры»</p>
	<p><b>Александр Михайлович Прохоров</b> 1/4 премии СССР Физический институт им. П.Н. Лебедева p. 1916 y. 2002</p>		<p>«Квантовая электроника»</p>



Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1972	<p><b>John Bardeen</b> 1/3 of the prize USA University of Illinois Urbana, IL, USA b. 1908 d. 1991</p>	<p>«for their jointly developed theory of superconductivity, usually called the BCS-theory»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/bardeen-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/bardeen-lecture.pdf</a> «Electron-phonon interactions and superconductivity» Nobel Lecture, December 11, 1972</p>
	<p><b>Leon Neil Cooper</b> 1/3 of the prize USA Brown University Providence, RI, USA b. 1930</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/cooper-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/cooper-lecture.pdf</a> «Microscopic quantum interference effects in the theory of superconductivity» Nobel Lecture, December 11, 1972</p>
	<p><b>John Robert Schrieffer</b> 1/3 of the prize USA University of Pennsylvania Philadelphia, PA, USA b. 1931</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/schrieffer-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1972/schrieffer-lecture.pdf</a> «Macroscopic quantum phenomena from pairing in superconductors» Nobel Lecture, December 11, 1972</p>
	<p><b>Джон Бардин</b> 1/3 премии США Университет Иллинойса р. 1908 ум. 1991</p>	<p>«за совместное развитие теории сверхпроводимости, обычно называемой БКШ-теорией»</p>	<p>«Электронно-фононные взаимодействия и сверхпроводимость»</p>
	<p><b>Леон Нил Купер</b> 1/3 премии США Университет Брауна г. Провиденс р. 1930</p>		<p>«Микроскопика квантовых интерференционных эффектов в теории сверхпроводимости»</p>
	<p><b>Джон Роберт Шриффер</b> 1/3 премии США Университет Пенсильвании р. 1931</p>		<p>«Макроскопика квантовых эффектов спаривания в сверхпроводниках»</p>

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1973	<p><b>Leo Esaki</b> 1/4 of the prize Japan IBM Thomas J. Watson Research Center Yorktown Heights, NY, USA b. 1925</p>	<p>«for their experimental discoveries regarding tunneling phenomena in semiconductors and superconductors, respectively»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/esaki-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/esaki-lecture.pdf</a> «Long journey into tunneling» Nobel Lecture, December 12, 1973</p>
	<p><b>Ivar Giaever</b> 1/4 of the prize USA General Electric Company Schenectady, NY, USA b. 1929 (in Bergen, Norway)</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/giaever-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/giaever-lecture.pdf</a> «Electron tunneling and superconductivity» Nobel Lecture, December 12, 1973</p>
	<p><b>Brian David Josephson</b> 1/2 of the prize United Kingdom University of Cambridge Cambridge, United Kingdom b. 1940</p>	<p>«for his theoretical predictions of the properties of a supercurrent through a tunnel barrier, in particular those phenomena which are generally known as the Josephson effects»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/josephson-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1973/josephson-lecture.pdf</a> «The discovery of tunneling supercurrents» Nobel Lecture, December 12, 1973</p>
	<p><b>Лео Эсаки</b> 1/4 премии Япония Исследовательский центр IBM р. 1925</p>	<p>«за экспериментальные открытия эффекта туннелирования в полупроводниках и сверхпроводниках»</p>	<p>«Долгий путь к туннелированию»</p>
	<p><b>Айвер Джайвер</b> 1/4 премии США «Дженерал электрик» р. 1929 (в Бергене, Норвегия)</p>		<p>«Туннелирование электронов и сверхпроводимость»</p>
	<p><b>Брайн Девид Джозефсон</b> 1/2 премии Великобритания Кембриджский университет р. 1940</p>	<p>«за теоретические предсказания свойств туннельного барьера, образованного сверхпроводниками, в частности явления, общеизвестного ныне под названием эффекта Джозефсона»</p>	<p>«Открытие туннелирования между сверхпроводниками»</p>



Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1985	<p><b>Klaus von Klitzing</b> Federal Republic of Germany Max-Planck-Institut für Festkörperforschung Stuttgart, Federal Republic of Germany b. 1943</p>	<p>«for the discovery of the quantized Hall effect»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1985/klitzing-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1985/klitzing-lecture.pdf</a> «The quantized hall effect» Nobel lecture, December 9, 1985</p>
	<p><b>Клаус фон Клицинг</b> ФРГ Институт Макса Планка р. 1943</p>	<p>«За открытие квантового эффекта Холла»</p>	<p>«Квантовый эффект Холла»</p>
1987	<p><b>J. Georg Bednorz</b> 1/2 of the prize Federal Republic of Germany IBM Zurich Research Laboratory Rüschlikon, Switzerland b. 1950</p>	<p>«for their important break-through in the discovery of superconductivity in ceramic materials»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1987/bednorz-muller-lectures.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1987/bednorz-muller-lectures.pdf</a> «Perovskit-type oxides – the new approach to high-<math>T_c</math> superconductivity» Nobel lecture, December 8, 1987</p>
	<p><b>K. Alexander Müller</b> 1/2 of the prize Switzerland IBM Zurich Research Laboratory Rüschlikon, Switzerland b. 1927</p>		
	<p><b>Иоган Георг Беднорц</b> 1/2 премии ФРГ Исследовательская лаборатория IBM р. 1950</p>	<p>«за важное достижение в открытии сверхпроводимости в керамических материалах»</p>	<p>«Перовскито–подобные окислы–новый подход к высокотемпературной сверхпроводимости»</p>
<p><b>Карл Алекс Мюллер</b> 1/2 премии Швейцария Исследовательская лаборатория IBM р. 1927</p>			

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1994	<p><b>Bertram N. Brockhouse</b> 1/2 of the prize Canada McMaster University Hamilton, Ontario, Canada b. 1918 d. 2003</p>	<p>«for pioneering contributions to the development of neutron scattering techniques for studies of condensed matter»</p> <p>«for the development of neutron spectroscopy»</p> <p>«for the development of the neutron diffraction technique»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1994/brockhouse-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1994/brockhouse-lecture.pdf</a> «Slow neutron spectroscopy and the grand atlas of the physical world» Nobel Lecture, December 8, 1994</p>
	<p><b>Clifford G. Shull</b> 1/2 of the prize USA Massachusetts Institute of Technology (MIT) Cambridge, MA, USA b. 1915 d. 2001</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1994/shull-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1994/shull-lecture.pdf</a> «Early development of neutron scattering» Nobel Lecture, December 8, 1994</p>
	<p><b>Бертрам Н. Брокхауз</b> 1/2 премии Канада Университет Гамильтона р. 1918 ум. 2003</p>	<p>«за новаторский вклад в развитие методов рассеивания нейтронов для изучения конденсированных сред»</p>	<p>«Спектроскопия медленных нейтронов и великий атлас физического мира»</p>
	<p><b>Клифорд Г. Шалл</b> 1/2 премии США Массачусетский институт технологий р. 1915 ум. 2001</p>	<p>«за развитие нейтронной спектроскопии»</p> <p>«за развитие метода дифракции нейтрона»</p>	<p>«Раннее изучение рассеяния нейтронов»</p>



Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1998	<p><b>Robert B. Laughlin</b> 1/3 of the prize USA Stanford University Stanford, CA, USA b. 1950</p>	<p>«for their discovery of a new form of quantum fluid with fractionally charged excitations»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/laughlin-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/laughlin-lecture.pdf</a> «Fractional quantization» Nobel Lecture, December 8, 1998</p>
	<p><b>Horst L. Störmer</b> 1/3 of the prize Federal Republic of Germany Columbia University New York, NY, USA b. 1949</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/stormer-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/stormer-lecture.pdf</a> «The fractional quantum Hall effect» Nobel Lecture, December 8, 1998</p>
	<p><b>Daniel C. Tsui</b> 1/3 of the prize USA Princeton University Princeton, NJ, USA b. 1939 (in Henan, China)</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/stormer-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/1998/stormer-lecture.pdf</a> «Interplay of disorder and interaction in two-dimensional electron gas in intense magnetic fields» Nobel Lecture, December 8, 1998</p>
	<p><b>Роберт Лафмен</b> 1/3 премии США Стэнфордский университет р. 1950</p>	<p>«за открытие новой формы квантовой жидкости с дробно заряженными возбужденными состояниями»</p>	<p>«Дробное квантование»</p>
	<p><b>Хорст Штермер</b> 1/3 премии ФРГ Колумбийский университет США р. 1949</p>		<p>«Дробный квантовый эффект Холла»</p>
	<p><b>Дэниел Цуй</b> 1/3 премии США Принстонский университет р. 1939</p>		<p>«Взаимосвязь беспорядка и корреляции в двумерном электронном газе в сильных магнитных полях»</p>

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
2000 «for basic work on information and communication technology»	<p><b>Zhores I. Alferov</b> 1/4 of the prize Russia A.F. Ioffe Physico-Technical Institute St. Petersburg, Russia b. 1930</p>	<p>«for developing semiconductor heterostructures used in high-speed- and optoelectronics»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/alferov-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/alferov-lecture.pdf</a> «The double heterostructure: concept and its applications in physics, electronics and technology» Nobel Lecture December 8, 2000</p>
	<p><b>Herbert Kroemer</b> 1/4 of the prize Federal Republic of Germany University of California Santa Barbara, CA, USA b. 1928</p>	<p>«for his part in the invention of the integrated circuit»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/kroemer-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/kroemer-lecture.pdf</a> «Quasi-electric fields and band offsets: teaching electrons new tricks» Nobel Lecture, December 8, 2000</p>
	<p><b>Jack S. Kilby</b> 1/2 of the prize USA Texas Instruments Dallas, TX, USA b. 1923</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/kilby-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2000/kilby-lecture.pdf</a> «Turning potential into realities: the invention of the integrated circuit» Nobel Lecture, December 8, 2000</p>
2000 «за основополагающие работы в информационных и телекоммуникационных технологиях»	<p><b>Жорес Иванович Алферов</b> 1/4 премии Россия Физико-технический институт им. А.Ф. Иоффе р. 1930</p>	<p>«за открытие полупроводниковых гетероструктур, используемых в высокоскоростной оптоэлектронной связи»</p>	<p>«Двойные гетероструктуры: свойства и их использование в физике, электронике и технологиях»</p>
	<p><b>Герберт Кремер</b> 1/4 премии ФРГ Университет Калифорнии, США р. 1938</p>	<p>«за вклад в изобретении интегральной схемы»</p>	<p>«Квазиэлектрические поля и разрывы зон: новое поведение электронов»</p>
	<p><b>Джек С. Килби</b> 1/2 премии США «Техас инструментс» р. 1923</p>		<p>«Переход от возможного к реальности: изобретение интегральной схемы»</p>



Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
2003	<p><b>Alexei A. Abrikosov</b> 1/3 of the prize USA and Russia Argonne National Laboratory Argonne, IL, USA b. 1928</p>	<p>«for pioneering contributions to the theory of superconductors and superfluids»</p>	<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/abrikosov-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/abrikosov-lecture.pdf</a> «Type II superconductors and the vortex lattice» Nobel Lecture, December 8, 2003</p>
	<p><b>Vitaly L. Ginzburg</b> 1/3 of the prize Russia P.N. Lebedev Physical Institute Moscow, Russia b. 1916</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/ginzburg-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/ginzburg-lecture.pdf</a> «On superconductivity and superfluidity» Nobel Lecture, December 8, 2003 На русском языке <a href="http://data.ufn.ru/Ginzburg/Gin_nob_r.pdf">http://data.ufn.ru/Ginzburg/Gin_nob_r.pdf</a></p>
	<p><b>Anthony J. Leggett</b> 1/3 of the prize United Kingdom and USA University of Illinois Urbana, IL, USA b. 1938</p>		<p><a href="http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/leggett-lecture.pdf">http://nobelprize.org/physics/laureates/2003/leggett-lecture.pdf</a> «Superfluid 3-He: the early days as seen by a theorist» Nobel Lecture, December 8, 2003</p>
	<p><b>Алексей А. Абрикосов</b> 1/3 премии США и Россия Аргонская национальная лаборатория р. 1928</p>		<p>«Сверхпроводники типа II и вихревые решетки»</p>
	<p><b>Виталий Л. Гинзбург</b> 1/3 премии Россия Физический институт им. П.Н. Лебедева р. 1916</p>	<p>«за новаторский вклад в теорию сверхпроводимости и сверхтекучести»</p>	<p>«Сверхпроводимость и сверхтекучесть»</p>
	<p><b>Энтони Дж. Лаггет</b> 1/3 премии Великобритания и США Университет Иллинойса р. 1938</p>		<p>«Сверхтекучий He-3: первые дни с точки зрения теоретика»</p>

Таблица А.2. Нобелевские премии по химии, связанные с тематикой твердотельной микро и оптоэлектроники. [http://nobelprize.org/nobel\\_prizes/chemistry/](http://nobelprize.org/nobel_prizes/chemistry/)

Дата присуждения	Авторы	Формулировка Нобелевского комитета	Ссылка на текст Нобелевской лекции
1996	<b>Robert F. Curl Jr.</b> 1/3 of the prize USA Rice University Houston, TX, USA b. 1933	«for their discovery of fullerenes»	<a href="http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/curl-lecture.pdf">http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/curl-lecture.pdf</a> «Dawn of the fullerenes: experiment and conjecture» Nobel Lecture, December 7, 1996
	<b>Sir Harold W. Kroto</b> 1/3 of the prize United Kingdom University of Sussex Brighton, United Kingdom b. 1939		<a href="http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/kroto-lecture.pdf">http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/kroto-lecture.pdf</a> «Symmetry, space, stars and C <sub>60</sub> » Nobel Lecture, December 7, 1996
	<b>Richard E. Smalley</b> 1/3 of the prize USA Rice University Houston, TX, USA b. 1943		<a href="http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/smalley-lecture.pdf">http://nobelprize.org/chemistry/laureates/1996/smalley-lecture.pdf</a> «Discovering the fullerenes» Nobel Lecture, December 7, 1996
	<b>Роберт Ф. Керл, мл.</b> 1/3 премии США Университет Райса р. 1933	«за открытие фуллеренов»	«Заря фуллеренов: эксперимент и гипотезы»
	Сэр Гарольд В. Крото 1/3 премии Великобритания Университет Суссекса р. 1939		«Симметрия, космос, звезды и C <sub>60</sub> »
	<b>Ричард И. Смэлли</b> 1/3 премии Университет Райса США р. 1943		«Открытие фуллеренов»

# Приложение Б.

## Решения задач

### Глава 1. Необходимые сведения из физики твердого тела и физики полупроводников

1.1. Концентрация собственных носителей заряда  $n_i$  имеет сильную температурную зависимость и определяется как

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right), \quad (1.1)$$

где эффективная плотность состояний в  $C$ - и  $V$ -зонах  $N_{C,V}$  также зависит от температуры  $T$  и эффективной массы плотности состояний  $m^*$ :

$$N_{C,V} = 2 \cdot \left(2\pi \cdot \frac{m_{n,p}^* kT}{h^2}\right)^{3/2} = 2,5 \cdot 10^{19} \cdot \left(\frac{m_{n,p}^*}{m_0}\right)^{3/2} \cdot \left(\frac{T}{300}\right)^{3/2}, \text{ см}^{-3}. \quad (1.2)$$

Ширина запрещенной зоны  $E_g$  имеет слабую зависимость от температуры типа  $E_g = E_{g0} - \alpha T$ . Величины  $E_{g0}$  и  $\alpha$  приведены в приложении, здесь же можно найти величины  $N_C$  и  $N_V$  при  $T = 300$  К. Расчет значений эффективной плотности состояний в  $C$ - и  $V$ -зонах и концентрации собственных носителей заряда  $n_i$  при температуре жидкого азота 77 К приводится ниже

	Si	Ge	GaAs	InSb
$N_C, \text{ см}^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{18}$	$1,04 \cdot 10^{19}$	$5,8 \cdot 10^{16}$	$5,1 \cdot 10^{15}$
$N_V, \text{ см}^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{18}$	$6,9 \cdot 10^{18}$	$9,8 \cdot 10^{17}$	$1,5 \cdot 10^{18}$
$n_i, \text{ см}^{-3}$	$3 \cdot 10^{-20}$	$1,4 \cdot 10^{-7}$	$2,8 \cdot 10^{-33}$	$1,2 \cdot 10^{10}$

1.2. Примесь полностью ионизована, когда концентрация равновесных электронов равна концентрации легирующей примеси  $n_0 = N_D$ . Из основного соотношения для полупроводников:  $n_0 p_0 = n_i^2$  найдем концентрацию неосновных носителей заряда  $p_0 = \frac{n_i^2}{n_0}$ . Для Si  $p_0 = 2,6 \cdot 10^3$ , для GaAs  $p_0 = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ см}^{-3}$ .

1.3. В собственном полупроводнике  $n_0 = p_0$  и положение уровня Ферми относительно середины запрещенной зоны полупроводника  $\phi_0$  можно рассчитать как

$$\phi_{0i} = \frac{kT}{2} \ln \frac{N_V}{N_C} = \frac{3}{4} kT \ln \left(\frac{m_n^*}{m_p^*}\right), \quad (1.3)$$

$$N_{C,V} = 2 \cdot \left(2\pi \cdot \frac{m_{n,p}^* kT}{h^2}\right)^{3/2} = 2,5 \cdot 10^{19} \cdot \left(\frac{m_{n,p}^*}{m_0}\right)^{3/2} \cdot \left(\frac{T}{300}\right)^{3/2}. \quad (1.4)$$

T, К		300	77
$\Phi_0, \text{эВ}$	Si	-0,0124	-0,0032
	InSb	0,074	0,019

Таким образом, в кремнии уровень Ферми лежит ниже, а в антимониде индия – выше середины запрещенной зоны полупроводника  $E_i$  (рис. Б.1.1).

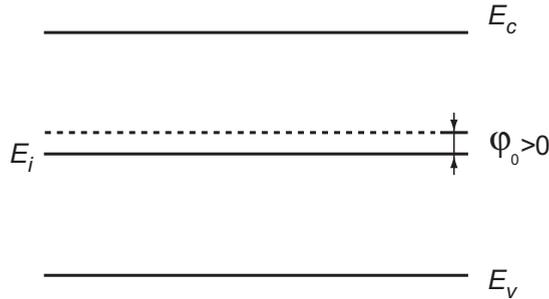


Рис Б.1.1. Зонная диаграмма полупроводника, когда  $\phi_0 > 0, m_p^* > m_c^*$

1.4. В легированном полупроводнике  $p_0 \gg n_i$  положение уровня Ферми  $\phi_0$  можно рассчитать по формуле

$$\phi_0 = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{p_0}{n_i} \right). \quad (1.5)$$

Концентрацию основных носителей  $p_0$  найдем, зная величину удельного сопротивления  $\rho = 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , как

$$p_0 = \frac{1}{q\mu_p\rho}. \quad (1.6)$$

В результате:  $p_0 = 3,3 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ ,  $\phi_0 = 0,067 \text{ эВ}$ .

1.5. Положение уровня Ферми в InSb найдем по формуле (1.4):  $\phi_0 = 0,085 \text{ эВ}$ . Чтобы найти  $\phi_0$  относительно середины запрещенной зоны, нужно учесть сдвиг уровня Ферми в собственном полупроводнике (см. задачу 1.3):  $-0,019 \text{ эВ}$ , т.е.  $\phi_{0n} = 0,104 \text{ эВ}$  в  $n$ -InSb и  $\phi_{0p} = 0,066 \text{ эВ}$  в  $p$ -InSb. Если рассчитать положение уровня Ферми относительно края  $C$ -зоны, то  $\frac{E_g}{2} - \phi_{0n} = 0,115 - 0,104 = 0,011 \text{ эВ}$  – это не превышает величины  $2kT$  ( $0,013 \text{ эВ}$  при  $T = 77 \text{ К}$ ), т.е.  $n$ -InSb – вырожден,  $p$ -InSb – нет.

1.6. Зная удельное сопротивление  $\rho = 4,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , по формуле (1.5) найдем уровень легирования  $N_D = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , а далее по формуле (1.4) положение уровня Ферми  $\phi_0 = 0,284 \text{ эВ}$  при  $300 \text{ К}$  и  $\phi_0 = 0,52 \text{ эВ}$  при  $77 \text{ К}$ .

1.7. Величину удельного сопротивления  $\rho$  найдем из соотношения

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q\mu_n n},$$

учитывая условие полной ионизации примеси,

$p$ -тип:  $p_0 = N_A$ ;  $n$ -тип,  $n_0 = N_D$ :

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q\mu_{n,p} N_{A,D}};$$

$$\rho_n = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1500 \cdot 10^{16}} = 0,42 \text{ Ом} \cdot \text{см};$$

$$\rho_p = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 600 \cdot 10^{16}} = 1,05 \text{ Ом} \cdot \text{см}.$$

1.8. В собственном полупроводнике удельная электропроводность равна  $\sigma_i = qn\mu_n + qp\mu_p = qn_i(\mu_n + \mu_p)$  и, соответственно,  $\rho_i = 1/\sigma_i$ :

	Si	Ge	GaAs	InSb
$\rho_i$ , Ом·см	$1,9 \cdot 10^5$	43	$6,4 \cdot 10^7$	$4 \cdot 10^{-3}$

1.9. Вырождение в полупроводнике наступает, когда уровень Ферми  $F$  приближается к  $C$ - или  $V$ -зоне на расстояние порядка  $kT$ , т.е.  $F - E_V = kT$ . В случае полной ионизации примеси концентрация дырок  $p$  определяется как

$$p = N_V \exp\left(\frac{E_V - F}{kT}\right) \quad (1.7)$$

и равна уровню легирования  $N_A$ :  $N_A = p = N_V/2,73$ . Для Si:  $N_A = 3,8 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ , для Ge:  $N_A = 2,2 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$ .

1.10.  $N_D = 7,4 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ . Учитывая температурную зависимость  $n_i$  (см. задачу 1.1), вычисляем  $\phi_0$ : при  $T = 300 \text{ К}$   $\phi_0 = 0,47 \text{ эВ}$  и при  $77 \text{ К}$   $\phi_0 = 0,72 \text{ эВ}$ , тогда  $\Delta\phi_0 = 0,25 \text{ эВ}$ .

1.11. Известно, что  $E_g$  и  $N_{CV}$  зависят от температуры. Для оценки граничной температуры пренебрежем этим фактом. Тогда учитывая, что  $n_0 = N_D$  и  $n_0 = n_i$ , после преобразования получим:

$$T_{\text{гр}} = \frac{E_g}{2k} \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{\sqrt{N_C N_V}}{N_D}\right)}$$

	Si	Ge	GaAs	InSb
$T_{\text{гр}}$ , К	668	439	1104	195
$T_{\text{гр}}$ , °С	395	166	831	-78

1.12. На качественной зависимости  $\ln n$  от  $1/T$  можно выделить 3 участка:

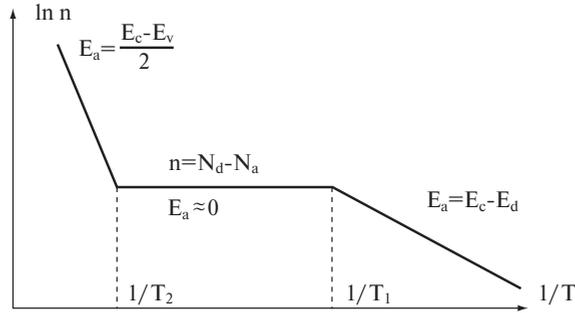


Рис Б.1.2. Температурная зависимость концентрации электронов

1) с энергией активации  $E_a$ , соответствующей ионизации примеси, 2) собственно матрицы полупроводника и 3) нулевой (рис. Б.12). Нижняя граница области  $T_1$  определяется условием  $n = N_D - N_A$ , т.е.

$$T_1 = \frac{E_C - E_D}{k \ln \frac{N_C(T)}{gN_A}}$$

Верхняя граница области  $T_2$  определяется условием  $n_1 = N_D - N_A$ , т.е.

$$T_2 = \frac{(E_C - E_V)_0}{2k \left( \ln \frac{N_C(T_2)}{N_C - N_V} + \frac{\alpha}{2k} \right)}$$

$$E_C - E_V = (E_C - E_V)_0 - \alpha T$$

В первом приближении  $T_1 = 580$  К и  $T_2 = 7010$  К. Второе приближение дает существенно отличные значения  $T_1 = 78$  К и  $T_2 = 540$  К.

1.13. В условиях термодинамического равновесия полная плотность тока дырок  $j_p$  равна нулю, т.е.  $j_p = j_{p, \text{диф}} + j_{p, \text{др}} = q(\mu_p E - D_p \frac{dp}{dx}) = 0$ .

Отсюда внутреннее поле  $E_i = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{dp}{dx} \frac{1}{p}$ .

Продифференцировав  $p(x)$ :  $\frac{dp}{dx} = -\frac{p}{x_0}$ ,

получим  $E_i = \frac{D_p}{\mu_p} \frac{1}{x_0} = 500 \frac{\text{В}}{\text{см}}$  и  $j_{p, \text{диф}} = j_{p, \text{др}} = 3,2 \cdot 10^{-14} \text{ А/см}^2$ .

1.14. Темп генерации с учетом  $E_i = E_t$  задается формулой:

$$G = \frac{pn - n_i^2}{(p + n + 2 \cdot n_i) \tau_0} \quad (1.8)$$

По уровню легирования  $N_D = n_0 = 7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  можно рассчитать равновесную концентрацию неосновных носителей заряда  $p_0 = \frac{n_i^2}{N_D} = 2,1 \cdot 10^5 \text{ см}^{-3}$ . Время жизни  $\tau_0$  рассчитаем как:

$$\tau_0 = \frac{1}{N_i \sigma_i v_t}, \quad (1.9)$$

т.е.  $\tau_0$  равно  $1 \cdot 10^{-7}$  с. Неравновесные концентрации носителей заряда равны  $n = n_0 + \Delta n \approx n_0$  — основных и  $p = p_0 + \Delta p \approx \Delta p$  — неосновных. В первом случае, когда  $n, p \ll n_i$  формула (2.1) сводится к

$$G = \frac{-n_i^2}{n_i 2 \cdot \tau_0} = -\frac{n_i}{2 \cdot \tau_0},$$

$G = 7,25 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3} \cdot \text{с}^{-1}$ , во втором случае  $n \gg n_i$  и  $p_0 \gg p$ ,

$$G = \frac{n_0 \cdot \Delta p}{n_0 \tau_0} = \frac{p - p_0}{\tau_0} = -\frac{p_0}{\tau_0};$$

$G = 2,6 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-3} \cdot \text{с}^{-1}$ .

1.15. Время жизни  $\tau_0$  рассчитаем по формуле (2.2) как  $\tau_0 = 1 \cdot 10^{-8}$  с, концентрации неравновесных носителей заряда равны  $n = N_D = 10^{16} \text{ см}^{-3}$  и  $p = G \cdot \tau_0 = 10^{13} \text{ см}^{-3}$ .

1.16. Коэффициент рекомбинации  $r$  получим из соотношения  $G = R = r \cdot n \cdot p$ .

$$G = r(n + p) = r(n_0 + \Delta n + p_0 + \Delta p) = r \cdot \Delta n \cdot (n_0 + p_0) = r \cdot \Delta n \cdot n_0.$$

$$\text{Отсюда имеем для } r: r = \frac{G}{\Delta n} \cdot \frac{1}{n_0} = \frac{1}{\tau_0 n_0},$$

$r = 1 \cdot 10^{-8} \text{ см}^3 \cdot \text{с}^{-1}$ , избыточная концентрация электронов  $\Delta n = G \cdot \tau_0 = 5 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3}$ .

1.17. При наличии градиента концентраций плотность диффузионного тока

$$j_{\text{диф}} = qD \frac{\Delta n}{\Delta x} = \frac{q \mu_n}{\left(\frac{kT}{q}\right)} \cdot \frac{\Delta n}{\Delta x} = 825 \frac{\text{А}}{\text{см}^2}.$$

1.18. В стационарном случае имеем:  $G = \frac{\Delta p}{\tau_0}$  и  $G = \gamma \cdot I$ , поэтому  $\Delta p = \gamma I \tau$ , т.е.  $\Delta p = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ .  $\frac{\Delta \sigma}{\sigma_0} = \frac{\Delta p (\mu_n + \mu_p)}{n_0 \mu_n} = 0,15$ .

## Глава 2. Барьеры Шоттки, $p$ - $n$ -переходы и гетеропереходы

2.1. Контактная разность потенциалов  $\Delta \varphi_{\text{ms}} = \Phi_{\text{Au}} - \Phi_{\text{Ge}} = \Phi_{\text{Au}} - \chi + E_g/2 - \varphi_0$ . Учитывая,

что  $N_D = \frac{1}{q \mu_n \rho} = 1,6 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$  и  $\varphi_0 = kT \ln \left( \frac{N_D}{n_i} \right) = 0,11 \text{ эВ}$ , имеем  $\Phi_{\text{Ge}} = 4,22 \text{ эВ}$ ,  $\varphi_{\text{K}} = 0,48 \text{ эВ}$ .

2.2. Ширина области обеднения  $W$  определяется

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 (\Delta\varphi_{ms} - V_g)}{q \cdot N_d}}. \quad (2.1)$$

Высота барьера  $\Delta\varphi_{ms}$ , уровень легирования  $N_D$  и  $\varphi_0$  рассчитываются, как и в задаче 2.1:  $N_D = 4,2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ,  $\varphi_0 = 0,38 \text{ эВ}$ ,  $\varphi_k = 1,07 \text{ эВ}$ . Тогда  $W(V_G = +0,4) = 0,14 \text{ мкм}$ ,  $W(V_G = -0,2) = 0,14 \text{ мкм}$ ,  $W(V_G = 0) = 0,14 \text{ мкм}$ .

2.3, 2.4. Зависимость электрического поля  $E$  и потенциала  $\varphi$  в барьере Шоттки от координаты  $x$  можно рассчитать как

$$E = \frac{d\varphi}{dx} = \frac{q \cdot N_D \cdot W}{\epsilon_s \cdot \epsilon_0} \left(1 - \frac{x}{W}\right);$$

$$\varphi = \varphi_{\max} \left(1 - \frac{x}{W}\right)^2. \quad (2.2)$$

Ширина области обеднения  $W$  определяется, как и в задаче 2.2.

Ответ для задачи 2.3 при  $x = 0$ :  $E_{\max}(V_G = +0,3 \text{ В}) = 3,82 \cdot 10^4 \text{ В/см}$ ,  $E_{\max}(V_G = 0 \text{ В}) = 4,95 \cdot 10^4 \text{ В/см}$ ,  $E_{\max}(V_G = -110 \text{ В}) = 5,78 \cdot 10^5 \text{ В/см}$ .

Ответ для задачи 2.4 при  $W = 4,2 \text{ мкм}$ :  $E(x = 1,2 \text{ мкм}) = 1,9 \cdot 10^4 \text{ В/см}$ ,  $\varphi_{\max} = \varphi_k + V_G = 5,65 \text{ эВ}$ ,  $\varphi(x) = 2,9 \text{ В}$ .

2.5. Вольт-амперная характеристика идеального диода описывается формулой:

$$j = j_s \left( e^{\frac{qV_G}{kT}} - 1 \right). \quad (2.3)$$

Величина тока насыщения  $j_s$  может быть рассчитана по диодной

$$j_s = \frac{1}{4} q n_0 e^{-\frac{q\varphi_k}{kT}} \sqrt{\frac{8kT}{m_n^* \pi}},$$

где  $n_0$  – равновесная концентрация электронов,

или диффузионной теории

$$j_s = q \mu_n E_{\max} n_0 e^{\frac{q\varphi_k}{kT}}.$$

Из сравнения соотношения длины свободного пробега  $l_{\text{уп}} = v_t \cdot \tau = \frac{v_t \mu_n m_n^*}{q} = 0,033 \text{ мкм}$  и величины  $\frac{2q \cdot \Delta\varphi_{ms} \cdot W}{kT} = 0,12 \text{ мкм}$ , можно сделать вывод, что справедлива диффузионная теория. Тогда имеем:

$j_s = 1,8 \cdot 10^{-13} \text{ А/см}^2$  и  $j$  рассчитаем по формуле (2.3):  $j = 4,3 \cdot 10^{-5} \text{ А/см}^2$  при  $V = 0,5$ ,  $j = 1,8 \cdot 10^{-13} \text{ А/см}^2$  при  $V = -5 \text{ В}$ .

2.6. Высота потенциального барьера в  $p$ - $n$ -переходе равна  $\varphi = \Delta\varphi_{ms} - V$ . Контактную разность потенциалов (к.р.п.)  $\varphi_k$  найдем как разность работ выхода:

$$\Delta\varphi_{ms} = \Phi_p - \Phi_n = \varphi_{p0} + \varphi_{n0} = kT \ln \left( \frac{N_D N_A}{n_i^2} \right) = 0,09 + 0,11 = 0,2 \text{ эВ}.$$

Поэтому  $\varphi(V = +0,15) = 0,05$  В,  $\varphi(V = -0,5) = 0,7$  В.

2.7. Ширина области обеднения  $W_n$  в  $n$ -типе определяется как

$$W_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s\varepsilon_0(\Delta\varphi_{ms} - V)}{qN_D^2\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)}}. \quad (2.4)$$

Предварительно сосчитав  $N_D = 1,7 \cdot 10^{14}$  см<sup>-3</sup> и  $N_A = 3,3 \cdot 10^{15}$  см<sup>-3</sup>, а также  $\Delta\varphi_{ms} = 0,18$  эВ, получим  $W_n = 1,3$  мкм,  $W_p = 0,068$  мкм и

$$E_{\max} = \frac{qN_D W_n}{\varepsilon_s \varepsilon_0} = \frac{qN_A W_p}{\varepsilon_s \varepsilon_0} = 2,5 \cdot 10^3 \frac{\text{В}}{\text{см}}.$$

2.8. Аналогично предыдущей задаче имеем  $W_p(V = -0,4 \text{ В}) = 0,42$  мкм и  $W_p(V = +2 \text{ В}) = 0,97$  мкм. Максимальное электрическое поле на границе  $E_{\max}(V = -0,4 \text{ В}) = 6,4 \cdot 10^3$  В/см и  $E_{\max}(V = +2 \text{ В}) = 1,75 \cdot 10^4$  В/см, а при  $x = 0,2$  мкм:  $E(V = -0,4 \text{ В}) = 3,4 \cdot 10^3$  В/см и  $E(V = +2 \text{ В}) = 1,4 \cdot 10^4$  В/см.

2.9. Т.к. концентрация примеси  $N_D = 4,2 \cdot 10^{18}$  см<sup>-3</sup> много больше  $N_A = 2,3 \cdot 10^{15}$  см<sup>-3</sup>, то  $W_p = 1$  мкм  $\gg W_n = 0,00055$  мкм. Спад потенциала  $\varphi(x)$  в  $p$ -область рассчитаем как

$$\varphi_p(x) = \frac{qN_A W_p^2}{2\varepsilon_s \varepsilon_0} \left(1 - \frac{x}{W_p}\right)^2. \quad (2.5)$$

Результаты расчета по формуле (3.5) сведем в таблицу:

$x$ , мкм	0	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	0,9
$\varphi(x)$ , В	1,8	1,46	1,11	0,65	0,29	0,07	0,02

2.10. Вольт-амперная характеристика идеального диода описывается формулой 3.3, а ток насыщения  $j_s$  в случае  $p$ - $n$ -перехода, будет равен

$$j_s = \frac{q \cdot D_n \cdot n_{p0}}{L_n} - \frac{q \cdot D_p \cdot p_{n0}}{L_p}. \quad (2.6)$$

Коэффициент диффузии  $D$  найдем из соотношения Эйнштейна:

$$D = \mu \frac{kT}{q}, \quad (2.7)$$

$D_n = 39$  см<sup>2</sup>/с и  $D_p = 16$  см<sup>2</sup>/с, а диффузионную длину  $L$  по формуле:

$$L = \sqrt{D \cdot \tau} \quad (2.8)$$

$L_n = 0,31$  см и  $L_p = 0,063$  см.

Плотность тока насыщения  $j_s = 5,3 \cdot 10^{-11}$  А·см<sup>-2</sup>. Ток через диод равен  $I(V = +0,5) = 0,13$  мА и  $I(V = -0,5) = 5,3 \cdot 10^{-13}$  А.

2.11. Вычислим работу выхода из Ge и GaAs  $\Phi = \chi + \frac{E_g}{2} + \varphi_0$ , учитывая, что

$$\varphi_{0\text{Ge}} = -0,16 \text{ эВ} \text{ и } \varphi_{0\text{GaAs}} = -0,53 \text{ эВ. К.р.п. } \varphi_{\kappa} = 5,32 - 4,15 = 1,15 \text{ эВ.}$$

Ширина области обеднения  $W$  в гетеропереходе равна:

$$W = \sqrt{\frac{2\varphi_{\kappa} N_{b1} \varepsilon_0 \varepsilon_1 \varepsilon_2}{q N_{b2} (\varepsilon_1 N_{b1} + \varepsilon_2 N_{b2})}}, \quad (2.9)$$

где  $N_{b1,2}$  и  $\varepsilon_{1,2}$  – уровни легирования и диэлектрические проницаемости полупроводников.  $W_{\text{Ge}} = W_{\text{GaAs}} = 0,28 \text{ мкм}$ . Разрыв зон можно рассчитать как (рис. Б.2.1)

$$\Delta E_c = \chi_{\text{GaAs}} - \chi_{\text{Ge}} = 0,07 \text{ эВ},$$

$$\Delta E_v = (\chi_{\text{GaAs}} + E_{g\text{GaAs}}) - (\chi_{\text{Ge}} + E_{g\text{Ge}}) = 0,84 \text{ эВ}.$$

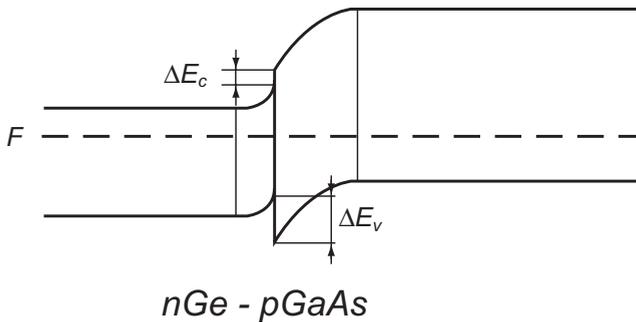


Рис Б.2.1. Температурная зависимость концентрации электронов

2.12. Время нарастания обратного смещения  $t$  вычислим как отношение изменения заряда барьерной емкости  $\Delta Q$  к протекающему току  $I$ :  $t = \frac{\Delta Q}{I}$ . Заряд  $Q$  выразим через ширину ОПЗ  $W$ :  $Q = \frac{q N_D S W}{2}$ . Ширина областей обеднения в  $p$ - и  $n$ -областях равны  $W_p = W_n$  (т.к. равны концентрации  $N_A = N_D$ ) и рассчитываются по формуле (2.4):  $W(0) = 1,23 \cdot 10^{-4} \text{ см}$ ,  $W(-10) = 5,29 \cdot 10^{-4} \text{ см}$ . Заряды соответственно равны  $Q(0) = 9,73 \cdot 10^{-11} \text{ Кл}$  и  $Q(-10) = 4,23 \cdot 10^{-10} \text{ Кл}$ , а время нарастания  $t = 3,26 \cdot 10^{-7} \text{ с}$ .

### Глава 3. Физика поверхности и МДП-структуры

3.1. Дебаевская длина характеризует глубину проникновения электрического поля в полупроводник при малых возмущениях потенциала порядка  $kT/q$ :

$$L_D = \sqrt{\frac{kT}{q} \cdot \frac{\varepsilon_s \varepsilon_0}{q N_D}}. \quad (3.1)$$

Зная  $N_D = 2,8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ ,  $L_D = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ см} = 0,25 \text{ мкм}$ . При больших величинах обедняющих напряжений глубина проникновения электрического поля  $W$  обычно много больше длины Дебая т.к. обычно

$$\psi_s \gg \frac{kT}{q} \text{ и } \frac{W}{L_D} = \sqrt{\frac{2\psi_s}{\left(\frac{kT}{q}\right)}} \gg 1.$$

3.2. Для собственных полупроводников дебаевская длина экранирования  $L_D$  определяется  $\epsilon_s$  и  $n_i$ , т.е. дебаевская длина возрастает с ростом ширины запрещенной зоны (см. формулу (5.1)):

Полупроводник	Si	Ge	GaAs	InSb
$L_D$ , мкм	33	0,96	1200	0,035

3.3. Значения поверхностной концентрации  $n_s$  и  $p_s$  в классическом случае выражаются  $n_s = n_0 e^{\beta\psi_s}$  и  $p_s = n_0 e^{-\beta(\psi_s + 2\varphi_0)}$ . Рассчитаем необходимые параметры:

$$n_0 = \frac{1}{q\mu_n\rho_n}, \quad p_0 = \frac{n_i^2}{n_0}, \quad 2\varphi_0 = 2\frac{kT}{q} \ln \frac{n_0}{n_i}.$$

$$n_0 = 4,2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}, \quad p_0 = 6,1 \cdot 10^4 \text{ см}^{-3}, \quad 2\varphi_0 = 0,65 \text{ эВ}.$$

$\psi_s$ , эВ	0,3	-0,2	-0,5	-0,9
$n_s$ , см <sup>-3</sup>	$4,5 \cdot 10^{20}$	$1,9 \cdot 10^{12}$	$1,7 \cdot 10^7$	$3,4 \cdot 10^{-3}$
$p_s$ , см <sup>-3</sup>	$5,0 \cdot 10^{-1}$	$1,2 \cdot 10^8$	$1,3 \cdot 10^{13}$	$6,5 \cdot 10^{19}$

Сравнивая значения  $n_s$  и  $p_s$  со значениями  $p_0$  и  $n_0$  получаем состояния: 1 – обогащение, 2 – обеднение, 3 – слабая инверсия, 4 – сильная инверсия.

3.4. Заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  в общем случае записывается как

$$Q_{sc} = \epsilon_s \epsilon_0 E_s = \pm \frac{\sqrt{2} \epsilon_s \epsilon_0 kT}{qL_D} \cdot F(\psi_s, \varphi_0), \quad (3.2)$$

здесь  $L_D$  – длина экранирования Дебая, функция  $F(\psi_s, \varphi_0)$  для невырожденного полупроводника  $p$ -типа:

$$F(\psi_s, \varphi_0) = \sqrt{(e^{-\beta\psi_s} + \beta\psi_s - 1) + e^{-2\beta\varphi_0} (e^{\beta\psi_s} - \beta\psi_s - 1)}. \quad (3.3)$$

Емкость ОПЗ  $C_{sc}$  также выражается через  $F(\psi_s, \varphi_0)$ :

$$C_{sc} = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{\sqrt{2}L_D} \cdot \frac{\sqrt{(1 - e^{-\beta\psi_s}) + e^{-2\beta\varphi_0} (e^{\beta\psi_s} - 1)}}{F(\psi_s, \varphi_0)}. \quad (3.4)$$

Для частных случаев: обогащения ( $\psi_s < 0$ ), обеднения ( $\varphi_0 > \psi_s > 0$ ), слабой ( $2\varphi_0 > \psi_s > \varphi_0$ ) и сильной ( $\psi_s > 2\varphi_0$ ) инверсии можно получить упрощенные выражения. Объемное положение уровня Ферми относительно середины запрещенной зоны вычислим по формулам (1.3–1.4), учитывая что  $\varphi_0 = 0,29$  эВ, тогда имеем (см. таблицу ниже):

$\psi_s$	$Q_{sc}$ , Кл/см <sup>2</sup>	$C_{sc}$ , Ф/см <sup>2</sup>
0, плоские зоны	0	$8,0 \cdot 10^{-8}$
$\phi_0$ , середина зоны	$9,3 \cdot 10^{-9}$	$5,7 \cdot 10^{-8}$
$2\phi_0$ , пороговый потенциал	$1,4 \cdot 10^{-8}$	$1,7 \cdot 10^{-8}$

3.5. Т.к.  $\phi_0 < \psi_s < 2\phi_0$ , то реализуется условие слабой инверсии, что соответствует случаю треугольной потенциальной ямы, при этом:

$$\lambda_c = \frac{\epsilon_s \epsilon_0}{Q_B} \cdot \frac{kT}{q} . \quad (3.5)$$

Вычислив  $N_D = 1 \cdot 10^{17}$  см<sup>-3</sup> и  $\phi_0 = 0,41$  эВ, рассчитаем заряд в ОПЗ:

$$Q_B = \sqrt{2q\epsilon_s \epsilon_0 N_A \psi_s} , \quad (3.6)$$

$Q_B = 1,4 \cdot 10^{-7}$  Кл·см<sup>-2</sup> и среднее расстояние локализации  $\lambda_c = 1,9 \cdot 10^{-7}$  см при 300К и  $\lambda_c = 5 \cdot 10^{-8}$  см при 77 К.

3.6. Величина дебройлевской длины волны  $\lambda$  будет

$$\lambda = \frac{2\pi\hbar}{(2m^*kT)^{1/2}} . \quad (3.7)$$

Будем для определенности рассчитывать ее для тяжелых электронов в Si, Ge, где  $m^*$  – анизотропная. Поскольку в соотношении присутствует постоянная Планка, все расчеты необходимо вести в системе единиц СИ. Величины дебройлевской длины волны  $l$  (в нм) приведены ниже:

	Si	Ge	GaAs	InSb
$T = 300$ К	7,7	6,0	29,0	67,0
$T = 77$ К	15,4	12,0	58,0	134,0

Следовательно, при  $T = 77$  К дебройлевская длина волны возрастает в 2 раза.

3.7. Поскольку заряд в ОПЗ  $Q_{sc} \gg Q_B$  в основном обусловлен ионизованными донорами, то можно воспользоваться приближением треугольной потенциальной ямы. Для определенности будем считать  $E_i$ ,  $N_i$ ,  $l_c$  для тяжелых дырок. Рассчитаем необходимые параметры:

$$\phi_0 = 0,45 \text{ эВ}, \quad E_s = \frac{Q_B}{\epsilon_s \epsilon_0} = \sqrt{\frac{2qN_D 2\phi_0}{\epsilon_s \epsilon_0}} = 5,3 \cdot 10^6 \frac{\text{В}}{\text{см}},$$

$$E_i = \left[ \frac{qh\epsilon_s}{(2m_n^*)^{1/2}} \right]^{2/3} \cdot \gamma_i = 0,044 \text{ эВ} .$$

Значение энергии дна подзон будет:

$I = 0$	$g_0 = 2,238$	$E_0 = 0,103 \text{ эВ}$
$I = 1$	$g_1 = 4,087$	$E_1 = 0,18 \text{ эВ}$
$I = 2$	$g_2 = 5,52$	$E_2 = 0,24 \text{ эВ}$

Значение уровня Ферми на поверхности  $F_s$ , отсчитанное, как и  $E_i$ , от дна валентной зоны, будет  $F_s = \frac{E_g}{2qg_0} = 0,13 \text{ эВ}$ . Отметим, что отсчет  $F_s$  и  $E_i$  проведен в противоположные стороны, поэтому в функции заполнения уровней, куда входит расстояние между  $F_s$  и  $E_i$ , они должны суммироваться.

Число электронов  $N_i$ :

$$N_i = \frac{kT}{\pi h^2} m_n^* \cdot \ln \left[ 1 + \exp \left( -\frac{F_s + E_i}{kT} \right) \right] \approx \frac{kT}{\pi h^2} m_n^* \exp \left( -\frac{F_s + E_i}{kT} \right)$$

$$N_0 = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ см}^{-2}, N_1 = 5,6 \cdot 10^{-9} \text{ см}^{-2}, N_2 = 6,3 \cdot 10^{-13} \text{ см}^{-2}.$$

Область локализации  $\lambda_c$  будет:

$$\lambda_{ci} = \frac{2E_i}{3q\epsilon_s},$$

$$\lambda_{c0} = 1,3 \cdot 10^{-8} \text{ м} = 130 \text{ \AA}, \quad \lambda_{c1} = 230 \text{ \AA}, \quad \lambda_{c2} = 310 \text{ \AA}.$$

3.8. Величина заряда в ПС:  $Q_{ss} = -qN_{ss}(\psi_s - \phi_0)$ , а заряд  $Q_{sc}$  в ОПЗ при условиях задачи обусловлен ионизованными акцепторами, т.е.

$$Q_{sc} = \sqrt{2q\epsilon_s\epsilon_0 N_A \psi_s}.$$

Рассчитаем необходимые параметры:  $\phi_0 = 0,46 \text{ эВ}$  и получим:

	$Q_{ss}, \text{ Кл/см}^2$	$Q_{sc}, \text{ Кл/см}^2$
$\psi_s = 0$	$+1,5 \cdot 10^{-7}$	0
$\psi_s = \phi_0$	0	$-3,9 \cdot 10^{-7}$
$\psi_s = 2\phi_0$	$-1,5 \cdot 10^{-7}$	$-5,5 \cdot 10^{-7}$

3.9. Постоянную времени моноэнергетических ПС  $\tau$ , эквивалентную последовательную емкость  $C_s$  и сопротивление  $R_s$  рассчитывают по формулам:

$$C_s = \frac{q^2}{kT} \cdot N_s \cdot f_0 \cdot (1 - f_0);$$

$$R_s = \frac{kT}{q^2} \cdot \frac{1}{N_s \cdot (1 - f_0) \cdot \alpha \cdot n_{s0}};$$

$$\tau = R_s \cdot C_s;$$

$$\alpha = \sigma_1 \cdot v_1;$$

$$f_0 = \frac{1}{1 + e^{\frac{E_t - F_s}{kT}}}.$$

Найдем вероятность заполнения уровня ловушек: уровень Ферми совпадает с ПС  $E_t = F_s$ , т.е.  $f_0 = 0,5$ . Найдем как и ранее:  $\phi_0 = 0,27$  эВ, вероятность захвата  $\alpha = 1 \cdot 10^{-9} \text{ см}^3 \cdot \text{с}^{-1}$ , тепловую скорость  $v = 10^7$  см/с, изгиб зон на поверхности  $\psi_s = E_t - \phi_0 = 0,18$  эВ, концентрацию электронов на поверхности  $n_{s0} = 5,7 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . Тогда  $R_s = 7,1 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$ ,  $C_s = 1,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф/см}^2$ ,  $\tau = 8,8 \cdot 10^{-10} \text{ с}$ .

3.10. Плотность поверхностных состояний в методе Термана рассчитывается:

$$N_{ss} = \frac{C_{ox}}{q} \cdot \frac{\Delta V_G}{\Delta \psi_s}. \quad (3.8)$$

Где  $\Delta V_G$  – сдвиг экспериментальной ВФХ относительно теоретической ВФХ при двух значениях  $\psi_s$ , т.е. фактически  $\Delta V_G = \Delta V_{G \text{ теор}} + \Delta V_{G \text{ эксп}}$ . Значение напряжения на затворе идеальной МДП-структуры равно:

$$V_{G \text{ теор}} = \frac{Q_{sc}(\psi_s)}{C_{ox}} + \psi_s. \quad (3.9)$$

При этом заряд в ОПЗ  $Q_{sc}$  определим по (3.2), а емкость подзатворного диэлектрика найдем по формуле плоского конденсатора:  $C_{ox} = \frac{\epsilon_n \epsilon_0}{d_n} = 5 \cdot 10^{-8} \frac{\text{Ф}}{\text{см}^2}$ . Значения  $\psi_s$  выберем вблизи плоских зон:  $\psi_s = \pm \frac{kT}{q} = \pm 0,0259$  эВ. Тогда  $\Delta V_{G \text{ теор}} = 0,070 - (-0,087) = 0,16$  В. Значение  $\Delta V_{G \text{ эксп}}$  найдем из наклона ВФХ:  $\Delta V_{G \text{ эксп}} = \frac{\Delta C}{\delta}$ . Удельную емкость МДП-структуры считаем как

$$C = \frac{C_{ox} \cdot C_{sc}(\psi_s)}{C_{ox} + C_{sc}(\psi_s)}, \quad (3.10)$$

учитывая, что емкость ОПЗ  $C_{sc}$  можно определить по (3.4), то  $\Delta C = 184 - 148 = 36$  пФ.  $\Delta V_{G \text{ эксп}} = 0,86$  В. И окончательно  $N_{ss} = 4,2 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2} \text{ эВ}^{-1}$ .

3.11. Для континуума поверхностных состояний в максимуме кривой нормированной проводимости  $\frac{G_p(\omega)}{\omega} = qN_{ss} \frac{\ln 3}{4} = 0,27 \cdot qN_{ss}$  и  $\omega_m \tau = 1,98$ . Отсюда  $N_{ss} = 4,6 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2} \text{ эВ}^{-1}$  и  $\tau = 10^{-5} \text{ с}$ . Зная постоянную времени  $\tau = \frac{1}{\sigma_1 v_1 n_{s0}}$ , можно определить сечение захвата ловушки  $\sigma_1 = 10^{-14} \text{ см}^2$ , т.е. размер ловушки соответствует кулоновскому центру захвата  $10 \text{ \AA} \times 10 \text{ \AA}$ .

## Глава 4. Полупроводниковые диоды

4.1. Емкость диода при обратном смещении является барьерной емкостью

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s}{W} = \frac{q \cdot \epsilon_0 \epsilon_s \cdot N_d \cdot N_a}{\sqrt{2(\phi_k - V)(N_d + N_a)}}, \quad (4.1)$$

а в прямом смещении – это диффузионная емкость  $C = \frac{I\tau}{\left(\frac{kT}{q}\right)}$ .

Дифференциальное сопротивление вычислим через проводимость  $g_d = \frac{dI(V)}{dV}$ , т.е.  $r_d \approx \frac{(kT/q)}{I(V)}$ . Сопротивление базы – это просто последовательно включенный резистор из кремния:

$r_b = \frac{\rho d_{Si}}{S} = \frac{d_{Si}}{SqN_A \mu} = 1 \text{ кОм}$ . Учитывая к.р.п.  $\phi_k = 0,82 \text{ В}$ , проведем необходимый расчет:

$V, \text{ В}$	$r_d, \text{ Ом}$	$C, \text{ пФ}$
0,7	2,8	3580
0,5	6100	6,68
0,1	$3 \cdot 10^{10}$	3,36
0	$1,4 \cdot 10^{12}$	3,15
-5	$\infty$	1,18
-10	$\infty$	0,63

Обратим внимание, что при прямом смещении  $V > 0,5 \text{ В}$ :  $r_d < r_b$ .

## Глава 5. Биполярные транзисторы

5.1. а) статический коэффициент передачи тока базы  $\alpha_T = \frac{I_{пк}}{I_{пс}} = 0,98$ ;

б) эффективность эмиттера  $\gamma = \frac{I_{пс}}{I_{пс} + I_{нс}}$ ; в) коэффициент передачи тока в схемах с ОБ и ОЭ:  $\alpha = \alpha_T \gamma = 0,97$  и  $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = 33$ ; ток базы  $I_b = I_s - I_k$ ;  $I_o = (1 + 0,01) - (0,98 - 0,001) = 30 \text{ мкА}$ .

5.2. Пусть  $x = 0$  – граница эмиттер–база  $p(x) = p(0) \cdot \exp(-\alpha x)$ ,  $p(0) = N_A$ . В условиях термодинамического равновесия токи дрейфа и диффузии равны друг другу:  $q\mu p E_x = qD_p \frac{dp}{dx}$ .

Учитывая соотношение Эйнштейна (3.7), выразим  $E_x$ :

$$E_x = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{p} \cdot \frac{dp}{dx} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\alpha \cdot p(0)e^{-\alpha x}}{p(0)e^{-\alpha x}} = \frac{kT}{q} \cdot \alpha,$$

$$\alpha = \frac{qE_x}{kT} = 1,54 \cdot 10^5 \text{ см}^{-1}.$$

У коллектора при  $x = x_6$ ,  $p(x_6) = N_A \cdot \exp(-\alpha x) = 9,8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ .

5.3. Пробой наступает при смыкании в базе областей обеднения со стороны коллектора  $W_{к6}$  и со стороны эмиттера  $W_{э6}$ . Сосчитаем барьеры на границах базы  $\phi_{0э} = 0,902 \text{ эВ}$  и  $\phi_{0к} = 0,706 \text{ эВ}$ . Величину  $W_{э6}$  сосчитаем по формуле (2.4):  $W_{э6} = 0,2 \text{ мкм}$ . Прокол базы наступит, когда  $W_{к6} = W_6 - W_{э6} = 0,3 \text{ мкм}$ , это напряжение  $U_{пр}$  получим из уравнения типа (3.4):

$$W_{к6} = \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 N_D^K (\phi_{0к} - U_{пр})}{q N_A^6 (N_D^K + N_A^6)}}, \quad (5.1)$$

$U_{пр} = 13,2 \text{ В}$ .

Время пролета через базу  $\tau = \frac{W^2}{2D_{н6}}$ , где  $W$  – ширина базы без ОПЗ,  $W = W_6 - W_{э6} - W_{к6} = 0,23 \text{ мкм}$ ,  $\tau = 9,2 \text{ пс}$ . Граничная частота  $f = \frac{1}{2\pi\tau} = 17,3 \text{ ГГц}$ .

5.4. а) Для данного транзистора барьеры на границах базы  $\phi_{0э} = 0,856 \text{ эВ}$  и  $\phi_{0к} = 0,635 \text{ эВ}$ , при данных  $U_{эк} = +0,5 \text{ В}$  и  $U_{бк} = -5 \text{ В}$ , соответствующие значения областей обеднения рассчитаем по формуле (2.1) и получим:  $W_{э6} = 0,215 \text{ мкм}$  и  $W_{к6} = 0,258 \text{ мкм}$ , толщина нейтральной области в базе:  $W_6 = W - W_{э6} - W_{к6} = 0,527 \text{ мкм}$ ;

б) концентрацию неосновных носителей около перехода эмиттер–база  $p_n(0)$  рассчитаем по формуле:

$$p_n(0) = \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{qU_{э6}}{kT}} = 5,18 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-3};$$

в) заряд неосновных носителей в области базы:

$$Q_6 = \frac{qSW_6 p_n(0)}{2} = 6,4 \cdot 10^{-13} \text{ Кл}.$$

## Глава 6. Полевые транзисторы

6.1. Как и ранее рассчитаем  $\phi_0 = 0,29 \text{ эВ}$ , высоту потенциального барьера  $\phi_k = 4,05 + 0,56 + 0,29 - 4,1 = 0,8 \text{ эВ}$ , емкость подзатворного диэлектрика  $C_{ox} = 3,38 \cdot 10^{-8} \text{ Ф/см}^2$ . Пороговое напряжение  $V_T$ :

$$V_T = \Delta\phi_{ms} + 2 \cdot \phi_0 + \sqrt{\frac{2\epsilon_s \epsilon_0 q N_D \phi_0}{C_{ox}}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}, \quad (6.1)$$

$$V_T = 0,8 + 0,58 + 0,42 - 0,29 = 1,51 \text{ В}.$$

6.2. ВАХ МОП-транзистора в области плавного канала описывается формулой:

$$I_D = \frac{W}{L} \cdot C_{ox} \cdot \mu \cdot (V_G - V_T) \cdot V_D. \quad (6.2)$$

Учитывая, что  $R = \frac{V_D}{I_D}$ , имеем:

$$(V_G - V_T) = \frac{L}{W} \cdot \frac{1}{R \cdot C_{\text{ок}} \cdot \mu} = 3,1 \text{ В},$$

6.3. Напряженности полей в нижнем  $E_1$  и верхнем слое  $E_2$  связаны законом Гаусса:  $\epsilon_1 E_1 = \epsilon_2 E_2 + \frac{Q}{\epsilon_0}$ , где  $Q$  – заряд, накопленный в плавающем затворе. Кроме того,  $V_G = E_1 d_1 + E_2 d_2$ . Следовательно, поле в нижнем слое:

$$E_1 = \frac{V_G}{d_1 + d_2 \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} + \frac{Q}{\epsilon_0 (\epsilon_1 + \epsilon_2 \frac{d_1}{d_2})}. \quad (6.3)$$

Ток  $J = \sigma E_1$  зависит от накопленного заряда  $Q$  как  $J = 0,2 - 2,26 \cdot 10^5 \cdot |Q|$ . Рассмотрим два случая:

а) если внутреннее поле существенно меньше внешнего, т.е. в уравнении (6.3) первое слагаемое много больше второго, то  $Q = \int J dt \approx Jt$ , т.е. имеем  $Q = 5 \cdot 10^{-8}$  Кл и

$$\Delta V_T = \frac{Q}{C_{\text{ок}}} = 0,565 \text{ В}, \text{ где емкость окисла } C_{\text{ок}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \approx C_2 = \frac{\epsilon_2 \epsilon_0}{d_2}, \text{ т.к. емкость нижнего}$$

слоя много больше, чем верхнего  $C_1 \gg C_2$ ,

б) если  $t \rightarrow \infty$ , то ток  $J$  падает (т.е.  $J \rightarrow 0$ ), и, соответственно, из выражения для тока  $J = 0,2 - 2,26 \cdot 10^5 \cdot |Q| = 0$  можно получить встроенный заряд:

$$Q = 0,2 / 2,26 \cdot 10^5 = 8,84 \cdot 10^{-7} \text{ Кл и } \Delta V_T = 9,98 \text{ В} \approx V_G.$$

6.4. Накопление заряда в инверсионном канале при термогенерации происходит по закону:

$$N_{\text{th}} = N_s (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{пер}}}}), \text{ где } \tau_{\text{пер}} = \frac{N_D}{n_i}. \quad (6.4)$$

Площадь элемента  $2,5 \cdot 10^{-7} \text{ см}^2$ . Количество электронов в равновесии равно  $N_s = 1 \cdot 10^{13} \cdot 2,5 \cdot 10^{-7} = 5 \cdot 10^6$  на элемент. За счет тепловой генерации имеем  $N_{\text{th}} = 0,05 \cdot 2,5 \cdot 10^3 = 125$  электронов на элемент. Из уравнения (6.4), учитывая, что  $\tau_{\text{пер}} \gg t_n$  ( $t_n = 10 \text{ мс}$ ), получаем  $\tau_{\text{пер}} = 200 \text{ с}$ . Сосчитав уровень легирования  $N_D = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , имеем  $\tau_0 = 4 \text{ мс}$ .

6.5. Скорость поверхностной генерации  $I_s$  для полностью обедненной поверхности и скорость генерации  $I_F$  в приповерхностной обедненной области:

$$I_s = \frac{qn_i S N_{\text{ss}} \nu_t \sigma_t}{2}, \quad I_F = \frac{qn_i S W}{2\tau}. \quad (6.5)$$

Отсюда плотность поверхностных состояний рассчитаем при условии  $I_s = 2 \cdot I_F$ , т.е.

$$N_{\text{ss}} = \frac{2W}{\nu_t \sigma_t} = 2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-2}.$$

## Глава 10. Полупроводниковые лазеры и светодиоды

10.1. Доля излучаемого света через лицевую поверхность светодиода  $F$  и коэффициент отражения  $R$  определяются:

$$F = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{n_2 - n_1}{n_2 + n_1} \right)^2 \right]; \quad R = \left( \frac{n_2 - n_1}{n_2 + n_1} \right)^2; \quad (10.1)$$

$P_0 = F \cdot P_i$  – внешняя мощность ( $P_i$  – внутренняя мощность);

$P_0 = \eta \cdot I \cdot V$ ;  $P_i = \eta \cdot I \cdot V / F$ ;  $1/F = 4 \cdot (3,6)^2 / (1 - (2,4/4,6)^2) = 71,23$ ;

$P_i = 0,015 \cdot 0,05 \cdot 2 \cdot 71,23 = 0,106845 = 107$  мВт.

10.2. Аналогично задаче 10.1 имеем  $\eta = P_0 / (I \cdot V)$ , учитывая что  $P_0 = F \cdot 3 \cdot I \cdot V = F \cdot I \cdot V / (I \cdot V) = 0,3F$  и  $F = 0,014$ ;  $\eta = 0,0042$ .

10.3.  $P_f = P_{dc} / (1 + \omega^2 \tau^2)^{1/2}$ ;  $P_f(20) = 254,2$  мкВт;  $P_f(100) = 90,9$  мкВт.

10.4.  $E_g = 1,43 \cdot 0,92 = 1,315$ ;  $\Delta\lambda = 1,24 / 1,315 - 1,24 / 1,43 = 0,075$  мкм.

## Глава 11. Фотоприемники

11.1. а) Режим фототока: ток через диод:  $I = -(I_0 + I_\phi)$ ; фототок  $I_\phi$  равен  $I_\phi = R \cdot P$ ,  $R$  – чувствительность [А/Вт]:

$$R = \frac{\eta \cdot q}{h \cdot \nu} = \frac{\eta \cdot q \cdot \lambda}{h \cdot c}; \quad \eta = \frac{r_e}{r_p} = \frac{r_e \cdot h \cdot \nu}{P}. \quad (11.1)$$

где  $r_e$  – число появившихся при облучении электронов,  $r_p$  – число фотонов с длиной волны  $\lambda$ . Имеем  $I_p = 6,4$  мА.

б) Режим фото-ЭДС:  $I_\phi = 0$ . Тогда  $I_\phi = I_0(\exp(qV/kT) - 1)$ , учитывая, что  $I_\phi \gg I_0$ :

$$V_{xx} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{I_\phi}{I_0} \right), \quad (11.2)$$

$$V_{xx} = 0,345 \text{ В.}$$

11.2. Аналогично задаче 11.1 имеем:  $R = 0,36$  А/Вт,  $P = 2,78$  мкВт,  $r_b = 1,26 \cdot 10^{13} \text{ с}^{-1}$ .

11.3. Входная оптическая мощность  $P = r_p \cdot hc / \lambda = 1,32 \cdot 10^{-9}$  Вт, фототок  $I_p = R \cdot P = 7,95 \cdot 10^{-10}$  А, выходной ток  $I = M \cdot I_p = 15,9$  нА,  $r_e = I_p / q = 5 \cdot 10^9 \text{ с}^{-1}$ , отсюда квантовый выход  $\eta = r_e / r_p = 0,5$ .

11.4. Ток на выходе  $I = M \cdot I_\phi$ , отсюда имеем  $I_\phi = 5 \cdot 10^{-11}$  А и  $r_p = I_\phi / (q\eta) = 6 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ .

# Приложение В

## Обозначения физических параметров

- $A$  – постоянная Ричардсона  
 $C$  – электрическая емкость  
 $C_B$  – барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода  
 $C_D$  – диффузионная емкость  $p$ - $n$ -перехода  
 $C_{FB}$  – емкость плоских зон  
 $C_p$  – емкость свободных дырок  
 $C_{sc}$  – емкость области пространственного заряда  
 $D_{n(p)}$  – коэффициент диффузии электронов (дырок)  
 $d$  – толщина подзатворного диэлектрика МДП-структуры  
 $E_C^{ox}$  – энергия дна зоны проводимости  
 $E_{D(A)}$  – энергия донорных (акцепторных) уровней  
 $E_g$  – ширина запрещенной зоны полупроводника  
 $E_i^g$  – энергия середины запрещенной зоны  
 $E_s$  – величина электрического поля на поверхности  
 $E_t$  – энергия поверхностных состояний, отсчитанная от середины запрещенной зоны  
 $E_V$  – энергия потолка валентной зоны  
 $F$  – энергия уровня Ферми  
 $F_{n(p)}$  – квазиуровень Ферми для электронов (дырок)  
 $F_s$  – величина энергии Ферми на поверхности полупроводника  
 $f_c^{(v)}$  – неравновесная функция распределения для электронов в зоне проводимости (в валентной зоне)  
 $G_{n(p)}$  – темп генерации свободных электронов (дырок) в полупроводнике  
 $\Delta G$  – темп генерации неравновесных электронов и дырок в полупроводнике  
 $H$  – оператор Гамильтона  
 $h$  – постоянная Планка  
 $\hbar$  – постоянная Планка, деленная на  $2\pi$   
 $I$  – сила тока  
 $I_{cm}$  – величина тока смещения  
 $J$  – плотность электрического тока  
 $J_{p(n)}$  – дырочная (электронная) компонента плотности тока  
 $J_s$  – плотность тока насыщения диода  
 $J_{ген}$  – генерационный ток  
 $J_{рек}$  – рекомбинационный ток  
 $j_{nE}$  – дрейфовая компонента плотности электронного тока  
 $j_{nD}$  – диффузионная компонента электронного тока  
 $j_{pE}$  – дрейфовая компонента дырочного тока  
 $j_{pD}$  – диффузионная компонента дырочного тока  
 $j_{n/n(Me)}$  – плотность тока термоэлектронной эмиссии с поверхности полупроводника (металла)  
 $k$  – волновой вектор  
 $L_D$  – длина экранирования Дебая  
 $L_p$  – диффузионная длина  
 $m_0$  – масса изолированного электрона  
 $m_{n(p)}^*$  – эффективная масса электрона (дырки)  
 $N_C^{(v)}$  – эффективная плотность состояний в зоне проводимости (в валентной зоне)  
 $N_{D(A)}$  – концентрация легирующей донорной (акцепторной) примеси  
 $N_M$  – плотность зарядов на металлической плоскости единичной площади  
 $N_{ss}$  – плотность моноэнергетических состояний  
 $N_t$  – концентрация рекомбинационных центров; плотность поверхностных состояний  
 $n$  – неравновесная концентрация электронов как основных носителей в полупроводнике  $n$ -типа  
 $n_{n0}$  – равновесная концентрация электронов как основных носителей в полупроводнике  $n$ -типа  
 $n_p$  – неравновесная концентрация электронов как неосновных носителей в полупроводнике  $p$ -типа  
 $n_{p0}$  – равновесная концентрация электронов как неосновных носителей в полупроводнике  $p$ -типа  
 $\Delta n$  – избыточная концентрация электронов

- $n_i$  – собственная концентрация носителей заряда  
 $n_s$  – поверхностная концентрация электронов  
 $p_n$  – неравновесная концентрация дырок  
 $p_{n0}$  – равновесная концентрация дырок  
 $p_s$  – поверхностная концентрация дырок  
 $Q$  – электрический заряд на единицу площади  
 $Q_B$  – заряд ионизованных доноров и акцепторов в ОПЗ на единицу площади  
 $Q_M$  – заряд на металлическом электроде  
 $Q_n$  – заряд свободных электронов  
 $Q_{sc}$  – заряд в области пространственного заряда  
 $Q_{ss}$  – заряд поверхностных состояний  
 $R$  – темп рекомбинации  
 $R_n$  – сопротивление нагрузки  
 $R_D$  – дифференциальное сопротивление диода по постоянному току  
 $r_D$  – дифференциальное характеристическое сопротивление диода  
 $S$  – площадь  
 $T$  – абсолютная температура  
 $T_c$  – электронная температура  
 $t$  – время  
 $U$  – потенциальная энергия электронов; разность потенциалов  
 $U_k$  – контактная разность потенциалов  
 $V$  – объем кристалла  
 $V_G$  – напряжение, приложенное к затвору полевого транзистора  
 $V_{FB}$  – напряжение на затворе МДП-структуры, соответствующее нулевому значению поверхностного потенциала в полупроводнике  
 $V_{ox}$  – напряжение, приложенное к оксиду  
 $V_T$  – пороговое напряжение на затворе  
 $W$  – толщина квазинейтрального объема базы диода или транзистора  
 $v$  – скорость  
 $x, y, z$  – пространственные координаты
- $\Gamma_{n(p)}$  – избыток электронов (дырок)  
 $\gamma$  – коэффициент рекомбинации  
 $\epsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость  
 $\epsilon_0$  – электрическая постоянная  
 $\epsilon_s$  – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника  
 $k$  – коэффициент переноса  
 $\lambda$  – длина свободного пробега; длина волны света  
 $\mu_{n(p)}$  – подвижность электронов (дырок)  
 $\nu$  – частота света  
 $\rho$  – удельное сопротивление  
 $\sigma$  – удельная электрическая проводимость  
 $\sigma_{n(p)}$  – электронная (дырочная) компонента проводимости  
 $\tau$  – время жизни неравновесных носителей  
 $\tau_M$  – время релаксации Максвелла  
 $\tau_n$  – время жизни неосновных носителей в области пространственного заряда  
 $v$  – скорость  
 $\Phi$  – термодинамическая работа выхода  
 $\Phi_{Me}$  – термодинамическая работа выхода из металла  
 $\Phi_{n(p)}$  – термодинамическая работа выхода в полупроводниках  $n(p)$ -типа  
 $\phi$  – электрический потенциал  
 $\phi_0$  – расстояние от уровня Ферми до середины запрещенной зоны в квазинейтральном объеме полупроводника  
 $\Delta\phi_{ms}$  – контактная разность потенциалов  
 $\phi_{n(p)}$  – объемное положение уровня Ферми  
 $\chi$  – электронное сродство полупроводника  
 $\psi$  – волновая функция  
 $\psi_s$  – поверхностный потенциал  
 $\omega$  – частота измерительного сигнала

## Обозначения приборных параметров

Ниже приводятся обозначения основных параметров полупроводниковых приборов в соответствии с действующими стандартами, а также наиболее часто используемые в международной документации и других изданиях.

Для обозначения амплитудных значений добавляют индекс  $m$ . Например:  $I_{em}$  — амплитудный ток эмиттера.

Для обозначения максимально (минимально) допустимых значений добавляют индексы  $max$ ,  $min$ .

### Диод выпрямительный

$C$  — емкость диода

$C_B$  — барьерная емкость

$C_D$  — диффузионная емкость

$C_n C_d$  — емкость перехода диода

$C_d C_{tot}$  — общая емкость диода

$I_{экр} I_{ут} I_D$  — ток утечки

$I_{пр} I_F$  — постоянный прямой ток

$I_{обр} I_R$  — постоянный обратный ток

$I_f$  — прямой ток

$I_{fsm}$  — прямой ток перегрузки

$I_r$  — постоянный обратный ток

$K$  — коэффициент выпрямления

$P_{max} P_{max}$  — максимально допустимая мощность

$r_{диф} R_d r$  — дифференциальное сопротивление

$r_D$  — дифференциальное характеристическое сопротивление диода

$R_D$  — дифференциальное сопротивление диода по постоянному току

$U_{пр} U_F$  — постоянное прямое напряжение

$U_{обр} U_R$  — постоянное обратное напряжение

$U_r$  — обратное напряжение

$U_f$  — постоянное прямое напряжение

$U_{откр} U_{ост} U_T$  — остаточное напряжение

### Диод импульсный

$I_f$  — прямой ток

$I_{im}$  — импульсный прямой ток

$P_{и.макс} P_{имп.макс} P_{M макс}$  — максимально допустимая импульсная мощность

$T_{rr}$  — время обратного восстановления

$U_r$  — обратное напряжение

$U_f$  — прямое напряжение

### Варикап

$C_{tot}$  — общая емкость

$K_c$  — коэффициент перекрытия по емкости

$Q$  — добротность варикапа

$U_r$  — обратное напряжение

## Тиристор

$U_{\text{вкл}}$  — напряжение включения  
 $U_{\text{перекл}}$  — напряжение переключения  
 $\alpha$  — суммарный коэффициент передачи тока первого и второго транзисторов

## Тринистор

$I_{\text{упр}}$  — управляющий ток базы

## Стабилитрон

$I_{\text{ст}}, I_Z$  — ток стабилизации  
 $P$  — рассеиваемая мощность  
 $R_{\text{диф}}$  — дифференциальное сопротивление  
 $r_{\text{ст}}, r_Z$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона  
 $U_{\text{стаб}}, U_{\text{ст}}, U_Z, U_Z$  — напряжение стабилизации

## Туннельный диод

$E_{\text{пр}}$  — напряженность электрического поля пробоя

## Диод Ганна

$E_{\text{пор}}$  — пороговая напряженность электрического поля  
 $P$  — генерируемая мощность  
 $W$  — длина образца

## Транзистор

$P$  — мощность, рассеиваемая в приборе  
 $P_{\text{вых}}, P_{\text{out}}$  — выходная мощность  
 $U_{\text{вх}}, U_{\text{in}}, U_{\text{BE}}$  — входное напряжение

## Биполярный транзистор

$E_k, E_C$  — напряжение источника питания коллекторной цепи  
 $h_{11}$  — входное сопротивление при коротком замыкании на выходе  
 $h_{22}$  — выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи  
 $h_{12}$  — коэффициент обратной связи при холостом ходе во входной цепи  
 $h_{21}$  — коэффициент передачи тока при коротком замыкании на выходе  
 $I_K, I_k, I_C$  — ток коллектора  
 $I_B, I_b, I_B$  — ток базы  
 $I_E, I_e, I_E$  — ток эмиттера  
 $I_{\text{КБ0}}, I_{\text{к0}}, I_{\text{СВ0}}$  — обратный ток коллектора  
 $I_{\text{ЭБ0}}, I_{\text{э0}}, I_{\text{ЕВ0}}$  — обратный ток эмиттера  
 $\ell_{\text{p-n}}$  — ширина обедненной области биполярного транзистора  
 $R_6, R_B$  — сопротивление в цепи базы  
 $r_6$  — объемное сопротивление базы



$r_b$ ,  $r_{bb}$  – сопротивление базы  
 $r_э$  – сопротивление эмиттерного перехода  
 $r_k$  – сопротивление коллекторного перехода  
 $U_{кб}$ ,  $U_{CB}$  – напряжение между коллектором и базой  
 $U_{кэ}$ ,  $U_{CE}$  – напряжение между коллектором и эмиттером  
 $U_{эб}$ ,  $U_{EB}$  – напряжение между эмиттером и базой  
 $W$  – ширина базы биполярного транзистора  
 $y_{11}$ ,  $y_{22}$  – входная и выходная проводимости  
 $y_{12}$ ,  $y_{21}$  – проводимости обратной и прямой передач  
 $z_{11}$ ,  $z_{22}$  – входное и выходное сопротивления  
 $z_{12}$ ,  $z_{21}$  – сопротивления обратной и прямой передач  
 $\alpha$  – коэффициент передачи тока эмиттера  
 $\beta$  – коэффициент усиления  
 $\mu_{эк}$  – коэффициент обратной связи эмиттер–коллектор  
 $\gamma$  – коэффициент инжекции, или эффективность эмиттера  
 $\chi$  – коэффициент переноса  
 $\eta$  – коэффициент неоднородности базы

## Полевой транзистор

$C_{ок}$  – удельная емкость подзатворного диэлектрика  
 $I_c$ ,  $I_D$  – ток стока  
 $I_з$ ,  $I_G$  – ток затвора  
 $I_{DS}$  – ток канала исток–сток  
 $R_0$  – омическое сопротивление  
 $R_1$  – внутреннее сопротивление  
 $S$  – крутизна характеристики  
 $U_{зи}$ ,  $U_{GS}$  – напряжение затвор–исток  
 $U_{си}$ ,  $U_{DS}$  – напряжение исток–сток  
 $U_{зс}$ ,  $U_{DG}$  – напряжение сток–затвор  
 $U_{3И пор}$ ,  $U_{пор}$ ,  $U_{GS(th)}$ ,  $V_T$  – пороговое напряжение  
 $U_{3И отс}$ ,  $U_{отс}$ ,  $U_{GS(off)}$  – напряжение отсечки  
 $V_{ок}$  – падение напряжения на окисном слое  
 $V_T$  – пороговое напряжение  
 $V_{SS}$  – напряжение, приложенное к подложке  
 $\mu$  – коэффициент усиления

# Приложение Г

## Работа выхода из металлов (эВ)

Mg	Al	Ni	Cu	Ag	Au	Pt
3,4	4,1	4,5	4,4	4,7	5,0	5,3

## Свойства диэлектриков

	$E_g$ , эВ	$\epsilon_{ст}$	$\epsilon_\infty$	$\rho$ , г·см <sup>-3</sup>	$E_{пр}$ , В/см
SiO <sub>2</sub>	9,0	3,82	2,13	2,33	1,2·10 <sup>7</sup>
Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	5,1	6,5	4,2	3,11	6,0·10 <sup>6</sup>
Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub>	4,5	27	5,0	8,53	6,0·10 <sup>6</sup>

## Универсальные физические постоянные

Заряд электрона  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл

Масса покоя электрона  $m_0 = 9,1 \cdot 10^{-31}$  кг =  $9,1 \cdot 10^{-28}$  г

Постоянная Больцмана  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К

Постоянная Планка  $h = 6,63 \cdot 10^{-34}$  Дж·с;  $\hbar = 1,05 \cdot 10^{-34}$  Дж·с

Диэлектрическая постоянная  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м =  $8,85 \cdot 10^{-14}$  Ф/см

## Полезные соотношения

$kT$  (при  $T = 300$  К) = 0,0259 эВ

$kT$  (при  $T = 77$  К) = 0,0066 эВ

Потенциал в вольтах (В) численно равен энергии в электрон-вольтах (эВ).

1 эВ =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  Дж.

$$e^x \approx 10^{0,43x} \approx 10^{\frac{x}{2,3}}$$

$$e^1 = 2,7; \quad e^2 = 7,4; \quad e^3 = 20; \quad e^4 = 55; \quad e^5 = 148; \quad e^6 = 403;$$

$$e^7 = 1100; \quad e^8 = 3000; \quad e^9 = 8100; \quad e^{10} = 22000;$$

$$\ln x = 2,3 \cdot \lg x.$$

Таблица. Физические параметры важнейших полупроводников

Параметр		Обозначение	Si	Ge	GaAs	InSb	4H-SiC	GaN
Ширина запрещенной зоны, эВ	300 К	$E_g$	1,12	0,66	1,43	0,18	3,0	3,44
	0 К		1,21	0,80	1,56	0,23		3,50
Подвижность при 300 К, $\text{см}^2\cdot\text{В}^{-1}\cdot\text{с}^{-1}$	электронов	300 К	1500	3900	8500	78000	650	8500
		77 К				$10^5$		
	дырок	300 К	600	1900	400	1700		
		77 К				5000		
Эффективная масса, $m^*/m_0$	электронов	$m_{\text{дн}}^*$	1,08	0,56	0,068	0,013	0,60	0,19
	дырок	$m_{\text{дп}}^*$	0,56	0,35	0,45	0,6	1,0	0,60
Эффективная плотность состояний в зоне проводимости, $\text{см}^{-3}$	$T=300\text{ К}$	$N_C$	$2,8\cdot 10^{19}$	$1,04\cdot 10^{19}$	$4,7\cdot 10^{17}$	$3,7\cdot 10^{16}$		
	$T=77\text{ К}$		$3,6\cdot 10^{18}$	$1,4\cdot 10^{19}$	$5,8\cdot 10^{16}$	$5,1\cdot 10^{15}$		
Эффективная плотность состояний в валентной зоне, $\text{см}^{-3}$	$T=300\text{ К}$	$N_V$	$1,02\cdot 10^{19}$	$6,11\cdot 10^{18}$	$7,0\cdot 10^{18}$	$1,16\cdot 10^{19}$		
	$T=77\text{ К}$		$1,4\cdot 10^{18}$	$6,9\cdot 10^{18}$	$9,8\cdot 10^{17}$	$1,5\cdot 10^{18}$		
Диэлектрическая постоянная		$\epsilon_s$	11,8	16,0	13,2	17,7	10,2	12,2
Электронное сродство		$\chi$	4,05	4,00	4,07	4,60		
Собственная концентрация носителей, $\text{см}^{-3}$	$T=300\text{ К}$	$n_i$	$1,6\cdot 10^{10}$	$2,5\cdot 10^{13}$	$1,1\cdot 10^7$	$2,0\cdot 10^{16}$	$1,1\cdot 10^{-4}$	$9,2\cdot 10^{-10}$
	$T=77\text{ К}$		$3\cdot 10^{-20}$	$1,4\cdot 10^{-7}$	$2,8\cdot 10^{-33}$	$1,2\cdot 10^{10}$		
Время жизни носителей, с		$\tau$	$2,5\cdot 10^{-3}$	$1,0\cdot 10^{-3}$	$1\cdot 10^{-8}$	$1\cdot 10^{-8}$		
Дебаевская длина, мкм		$L_d$	24	0,68	2250			
Показатель преломления		$n$	3,44	4,0	3,4	3,75	2,6	2,4
Температурный коэффициент		$\alpha$	$2,4\cdot 10^{-6}$	$5,8\cdot 10^{-6}$	$5,8\cdot 10^{-6}$	$5,1\cdot 10^{-6}$	$4,0\cdot 10^{-6}$	$5,59\cdot 10^{-6}$
Постоянная решетки, нм		$a, b, c$	5,43	5,65	5,65	6,48	0,308(a) 1,511(c)	0,318 (a) 0,5166(c)
Температура плавления, °С		$T$	1415	936	1238	525	2830	2530

# Список рекомендованной литературы

## Монографии и научные издания

1. Андо Т. Электронные свойства двумерных систем /Т. Андо, А. Фаулер, Ф. Штерн, М.: Мир, 1985, 415 с.
2. Арсенид галлия. Получение, свойства и применение /Под ред. Ф.П. Кесаманлы и Д.Н. Наследова, М.: Наука, 1973
3. Асеев А. Л. (отв. ред.), **Нанотехнологии в полупроводниковой электронике** /А.Л. Асеев. СО РАН, 2004, 368 с.
4. Берман Г. П. Введение в квантовые компьютеры /Г.П. Берман, Г.Д. Дулен, Р. Майньери, В.И. Цифринович, РХД, 2004, 188 с.
5. Валиев К. А. Квантовые компьютеры: надежды и реальность (издание второе, исправленное) /К.А. Валиев, А.А. Кокин, РХД, 2004, 320 с.
6. Гаряинов С.А., Абезгауз И.Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением, М.: Энергия, 1970. – 320 с.
7. Гирвин С. Квантовый эффект Холла: необычные возбуждения и нарушенные симметрии /С. ГИРВИН, РХД, 2003, 156 с.
8. Ермаков О.Н. Прикладная оптоэлектроника, М.: Техносфера, 2004. – 416 с.
9. Бахтизин Р.З. Голубые диоды /Соросовский образовательный журнал, 2001, том 7, №3, с. 75 – 83.
10. Зи С. Физика полупроводниковых приборов /С. Зи. М.: Мир, 1984. Т.1, 456 с; Т.2, 456 с.
11. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов (пер. с англ. В.В. Макарова.) /Р. Кобболд, Энергия, Л, 1975, 304 с.
12. Лукьянчикова Н.Б. Флуктуационные явления в полупроводниках и полупроводниковых приборах, М.: Радио и связь. 1990. – 296 с.
13. Нанотехнология в ближайшем десятилетии. Прогноз направления исследований, под ред. Роко М. К. и др. Мир, 2002, 292 с.
14. Негатроника /А.Н. Серьезнов, Л.Н. Степанова, С.А. Гаряинов и др. – Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1995. – 315 с.
15. Носов Ю. Р. Математические модели элементов интегральной электроники /Ю.Р. Носов, К.О. Петросянц, В.А. Шилин, М.: Советское радио, 1976, 304 с.
16. Першенков В. С. Поверхностные радиационные эффекты в элементах интегральных микросхем /В.С. Першенков, В.Д. Попов, А.В. Шальнов, М.: Энергоатомиздат, 1988, 255 с.
17. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / Под. ред. М. Хауэса, Д. Моргана. Перевод с английского под редакцией д-ра физ.-мат. наук В.С. Эткина, М: Изд-во Мир, 1979, 448 с.
18. Пул Ч. Нанотехнологии /Ч. Пул, Ф. Оуэнс. Техносфера, 2004. 328 с.
19. Розеншер Э., Винтер Б. Оптоэлектроника, М.: Техносфера, 2004. – 592 с.
20. Тагер А.С. Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ / Тагер А.С., Вальд-Перлов В.М., М.: Советское радио, 1968, 480 с.
21. Трубецков Д. И. Введение в синергетику. Хаос и структуры (серия «Синергетика: от прошлого к будущему») /Д.И. Трубецков. УРСС, 2004. 240 с.
22. Твердотельная СВЧ-электроника /Электроника, 2005, № 4 (62) – 80с.
23. Усанов Д.А., Скрипаль А.В. Физика работы полупроводниковых приборов в схемах СВЧ. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. – 376 с.



24. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия: Пер. с англ. – М.: Мир, 1991. – 632 с.
25. Mayer J.W. Electronic materials science: for integrated circuits in Si and GaAs /J.W. Mayer, S.S. Lau, N.Y.: Machmillan Publichen Company, 1990. 476 p.
26. Morgan D. V. Physics and Technology of Heterojunction Devices /D.V. London: P. Peregrims, 1991
27. Morkoz H. Nitride Semiconductors and Devices /2<sup>nd</sup> Ed; Springer Verlag, Verginia, 2006, 1000p.
28. Nicollian E.H. MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology /E.H. Nicollian, J.R. Brews. New York: Wiley, 1982, 928 p.
29. Андреев В.М. Фотоэлектрическое преобразование концентрированного солнечного излучения. / В.М. Андреев, В.А. Грилихес, В.Д. Румянцев. / Ленинград, Наука – Ленинградское отделение, 1989. – 310 с.
30. Goetzberger A. Photovoltaic Solar Energy Generation, / A. Goetzberger V.U. Hoffmann / Springer, 2005. - 239 p
31. Sze S.M . Fundamentals of Semiconductor Fabrication / S.M. Sze, G.S. May. - John Wiley & Sons, Inc., New Jersey, 2004. - 305 p
32. Springer Handbook of Nanotechnology / Bharat Bhushan (ed.). - Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2004. – 1222 p.
33. Optoelectronic Devices: III-Nitrides, Edited by M.Razeghi, M.Henini, Elsevier, 2005. - 575 p
34. Андреев В.М. Гетероструктурные солнечные элементы, ФТП, 1999, том 33, вып. 9, стр. 1035-1038
35. Системы солнечного тепло- и хладоснабжения, под ред. Э.В. Сарнацкого, С.А. Чистовича, Москва, Стройиздат, 1990. – 328 с
36. Weisbuch C. Quantum Semiconductor Structures /C. Weisbuch, B. Vinter, Boston, Academic Press, 1991
37. Sah C.-T. Fundamentals of solid-state electronics /C.-T. Sah. World Scientific, 1991. 1011 p.
38. Sze S. M. High-Speed Semiconductor Devices /S.M. Sze, New York: Wiley, 1990
39. А. Фаренбрух, Р. Бьюб, Солнечные элементы. Теория и эксперимент . Перевод с англ. И. П. Гавриловой и А. С. Даревского, под ред. М. М. Колтуна, Москва, Энергоатомиздат, 1987. - 280 с.
40. Solar Cells. Materials, Manufacture and Operation. Edited by Tom Markvart and Luis Castaner, Elsevier, 2005. - 555 p.
41. Wide Bandgap Semiconductors. Fundamental Properties and Modern Photonic and Electronic Devices, Springer, 2007, - 460 p.
42. Thin-Film Crystalline Silicon Solar Cells. Physics and Technology. RolfBrendel, Wiley-VCH, - 2003 с.
43. Алферов Ж..И. Тенденции и перспективы развития солнечной фотоэнергетики / Ж.И. Алферов, В.М. Андреев, В.Д. Румянцев. - ФТП, 2004, том 38, вып. 8, стр. 937-948.
44. Кузьмин В.А. Flash-память и другие современные носители информации. М.: Горячая линия, Телеком, 2005. – 80 с. – (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1274)
45. The VLSI Handbook. Ed. Wai-Kai Chen Boca Raton: CRC Press LLC, 2000 – 1851 p.
46. DasGupta N. An analytical expression for sheet carrier concentration vs gate voltage for HEMT modeling / N. DasGupta, A. DasGupta. - Solid State Electronics № 36 (1993). - p. 201–203.
47. Шахнович И. Твердотельные СВЧ-приборы и технологии: состояние и перспективы.// Электроника: Наука, Технология, Бизнес №5, 2005 – С. 58-61.

48. Remashan K. A compact analytical I–V model of AlGaAs/InGaAs/GaAs p–HEMTs based on non-linear charge control model / K. Remashan, K. Radhakrishnan. - *Microelectronic Engineering* Volume 75, Issue 2 , (2004). - p. 127-136.
49. Takahashi K. *Wide Bandgap Semiconductors. Fundamental Properties and Modern Photonic and Electronic Devices.* / K. Takahashi, A. Yoshikawa and A..Sandhu / Springer-Verlag, Berlin 2007 – 460 p.
50. Rotkin S.V. *Applied Physics of Carbon Nanotubes. Fundamentals of Theory, Optics and Transport Devices* / S.V. Rotkin, S. Subramoney, 2005. - 361 p.
51. *Carbon nanotubes. Science and applications.* Edited by M. Meeyappan (NASA Ames Research Center Moffett Field, CA), CRC Press, Boca Raton London New York, Washington, D.C., 2005. - 279 p.
52. Nag B.R. *Physics of Quantum Well Devices.* Kluwer Academic Publishers, 2002. - 308 p.
53. *Properties of III-V Quantum Wells and Superlattices,* Edited by Pallab Bhattacharya, Institution of Electrical Engineers, 1996. - 255 p.
54. *Nanomaterials Handbook.* Edited By Yury Gogotsi, CRC Press. - 2006 c.

### Учебники и учебные пособия

55. Аваев Н.А. *Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов* / Н.А. Аваев, Ю.Е. Наумов, В.Т. Фролкин. – М.: Радио и связь, 1991. – 228 с.
56. Алешина Л. А. *Рентгенография кристаллов: Учебное пособие:* /Л.А. Алешина, О.Н. Шиврин; ПетрГУ. – Петрозаводск, 2004. 320 с.
57. Антониетти П. **МОП-СБИС. Моделирование элементов и технологических процессов** /Под ред. П. Антониетти. М.: Радио и связь, 1988. 496 с.
58. Бонч-Бруевич В.Л. *Физика полупроводников* /В.Л. Бонч-Бруевич, С. Г. Калашников. М.: Наука, 1977. 672 с.
59. Гаман В. И. *Физика полупроводниковых приборов: Учебное пособие.* /В.И. Гаман. Томск: Изд-во НТЛ, 2000. 426 с.
60. Городецкий Л. Ф. *Полупроводниковые приборы* /Л.Ф. Городецкий, А.Ф. Кравченко, М.: Высшая школа, 1967, 348 с.
61. Гуртов В. А. *Твердотельная электроника: учеб. пособие* / В.А. Гуртов; ПетрГУ. – Петрозаводск, 2004. – 312 с.
62. Гуртов В. А. *Основы физики структур металл – диэлектрик – полупроводник* /В.А. Гуртов. Петрозаводск. 1983. 92 с.
63. Гуртов В. А. *Полевые транзисторы со структурой металл – диэлектрик – полупроводник* /В.А. Гуртов. Петрозаводск, 1984. 92 с.
64. Гуртов В. А. *Электронные процессы в структурах металл – диэлектрик – полупроводник* /В.А. Гуртов. Петрозаводск. 1984. 116 с.
65. Гуртов В. А. *Неравновесные процессы в структурах металл – диэлектрик – полупроводник* /В.А. Гуртов. Петрозаводск. 1985. 106 с.
66. Драгунов В. П. *Основы наноэлектроники: учеб. пособие* /В.П. Драгунов, И.П. Неизвестный, В.А. Гридчин. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. 332 с.
67. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. *Микроэлектроника. Физические и технологические основы, надежность: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов.* – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 464 с.
68. Киреев А. С. *Физика полупроводников* /А.С. Киреев. М.: Высшая школа, 1969. 590 с.
69. Киселев В. Ф. *Основы физики поверхности твердого тела* /В.Ф. Киселев, С.Н. Козлов, А.В. Зотеев. М.: МГУ, 1999, 284 с.



70. Ржевкин К.С. Физические принципы действия полупроводниковых приборов, М.: Изд-во МГУ, 1986. – 256 с.
71. Пасынков В.В. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов /В.В. Пасынков, Л.К. Чиркин. 6-е изд., стер. СПб.: Лань, 2002. 480 с.
72. Пихтина А.Н. Оптическая и квантовая электроника: Учебник для вузов /А.Н. Пихтин. М.: Высшая школа, 2001. 573 с.
73. Протасов Ю. С. Твердотельная электроника /Ю.С. Протасов, С.Н. Чувашев, МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003, 480 с.
74. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем /И.П. Степаненко. 4-е изд. М.: Энергия, 1977, 671 с.
75. Федотов Я.Л. Основы физики полупроводниковых приборов /Я.Л. Федотов. 2-е изд. М.: Советское радио, 1969. 592 с.
76. Шалимова К.В. Физика полупроводников /К.В. Шалимова. М.: Энергия, 1976. 416 с.
77. Шишкин Г.Г. Приборы квантовой электроники: Учеб. пособие для вузов. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2004. – 80 с.
78. Ю П. Основы физики полупроводников /П. Ю, М. Кардона. Пер. с англ. И.И. Решиной. Под ред. Б.П. Захарчени. 3-е изд. М.: Физматлит, 2002. 560 с.
79. Ankrum Paul D. Semiconductor electronics /D. Ankrum Paul. N.J.: Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1971. 548 p.
80. Brennan K.F. Physics of semiconductors with application to optoelectronic devices /K.F. Brennan. Cambridge University press, 1999. 762 p.
81. Dimitrijevic S. Understanding semiconductor devices /S. Dimitrijevic. New York: Oxford University, 1998. 574 p.
82. Leaver K. Microelectronic devices /K. Leaver. Imperial College Press, UK 1997, 236 p.
83. Li S. S. Semiconductor Physical Electronics /S.S. Li, New York: Plenum Press, 1993
84. Mathieu H. Physique des semiconducteurs et des composants electroniques /H. Mathieu. Paris. 1995. 407 p.
85. Mitchell F. Introduction to electronics design /F. Mitchell, Prentice Hall, 2-nd edit, 1998. 885 p.
86. Neamen D. A. Semiconductor Physics and Devices: Basic Principles /D.A. Neamen, Homewood, IL: Irwin, 1992
87. Parker G. J. Introductory Semiconductor Device Physics /G.J. Parker. Prentice Hall, 1994. 285 p.
88. Pierret R. F. Field Effect Devices. Reading /R.F. Pierret, MA: Addison-Wesley, 1990
89. Shur M. GaAs Devices and Circuits /M. Shur, New York: Plenum Press, 1997
90. Singh J. Semiconductor Devices /J. Singh, New York: McGraw-Hill, 1994
91. Streetman B.G. Solid state electronic devices, 5 edition /B.G. Streetman, S. Banerjee, New Jersey: Prentice Hall, 2000. 558 p.
92. Wang S. Fundamentals of Semiconductor Theory and Device Physics /S. Wang, Eaglewood Cliffs, NJ; Prentice Hall, 1989
93. Sze S. M. Physics of Semiconductor Devices. Third Edition / S.M. Sze, K. Ng Kwok, John Wiley & Sons, Inc., New Jersey. , 2007- 825 p.
94. Гуртов В.А., Осауленко Р.Н. Физика твердого тела для инженеров: Учеб. пособие. М.: Техносфера, 2007. – 520 с.

## Сборники задач

95. Бонч-Бруевич В. Л., Звягин И. П., Карпенко И. В., Миронов А. Г. Сборник задач по физике полупроводников: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 144 с.
96. Бурбаева Н. В., Сборник задач по полупроводниковой электронике /Н.В. Бурбаева, Т.С. Днепровская. Физматлит, 2004. 168 с.
97. Гуртов В.А. Сборник задач по микроэлектронике /В.А. Гуртов, О.Н. Ивашенков. Петрозаводск. 1999. 40 с.
98. Гуртов В.А. Сборник задач по физике поверхности полупроводников /В.А. Гуртов. Петрозаводск, 1985. 92 с.
99. Sah C.-T. Fundamentals of solid-state electronics – solution manual /C.-T. Sah., World Scientific, 1996. 201 p.

## Энциклопедии и справочники

100. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги: Справочник – 4-е изд., стереотип. – /А.В. Нефедов, В.И. Гордеева. – М.: КУБК-а, 1996. 400 с.
101. Полупроводниковые приборы. Диоды высокочастотные, импульсные, оптоэлектронные приборы: Справочник – 2-е изд., стереотип. – /А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев, В.В. Мокряков и др.: Под ред. А.В. Голомедова. – М.: КУБК-а, 1996. – 592 с.
102. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник – 2-е изд. стереотип. – /А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев, В.В. Мокряков и др. Под ред. А.В. Голомедова. – М.: КУБК-а, 1996. – 528 с.
103. Полупроводниковые приборы: Справочник. Транзисторы. А.В. Нефедов, В.И. Гордеева. М.: КубК-а, 1996. 420 с.
104. Полупроводниковые приборы: Справочник. Транзисторы /Под общ. ред. Н.А. Горюнова. М.: Энергоиздат, 1985. 1802 с.
105. Полупроводниковые приборы: Справочник. Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы /Под общ. ред. Н.А. Горюнова. М.: Энергоиздат, 1987. 743 с.
106. Словарь по электронике (английский, немецкий, французский, испанский, русский). – М.: Рус. яз., 1988. 560 с.
107. Физика твердого тела: Энциклопедический словарь /Гл. ред. В.Г. Барьяхтар, Киев: Наукова думка, Т. 1, 1996, 656 с., Т.2. 1998,648 с.
108. Физический энциклопедический словарь. /Гл. ред. А.М. Прохоров. Ред. кол. Д.М. Алексеев, А.М. Бонч-Бруевич, А.С. Боровик-Романов и др. – М.: Сов. энциклопедия, 1984. – 944 с.
109. Электроника: Энциклопедический словарь /Гл. ред. В.Г. Колесников, – М.: Сов. энциклопедия, 1991. – 688 с.
110. Физическая энциклопедия в 4-х томах / Гл. ред. А.М. Прохоров, - М : Большая российская энциклопедия, 1994. – том 1 – 704 с., том 2 – 703 с., том 3 – 672 с., том 4 - 704 с.

# Предметный указатель

Активный режим	153, 156	Нанoeлектроники приборы	448, 453
Антимонид индия	337	Напряжение пороговое	91, 208, 217
Арсенид галлия	61, 279	Насыщения режим	152
База диода	132	Нитрид галлия	250, 314, 433
— — , сопротивление	134, 149	Нитрид кремния	233
— — — , объемное	134	Носители	
Барьер Шоттки	44	— неосновные	152, 344
Варикапы	127, 128	— неравновесные	30, 296
Вольт-амперная характеристика		Обеднение	38
r-n перехода	55, 135	— , область	73, 80, 95
— туннельного диода	142	Область	
Вольт-фарадная характеристика	94	— пространственного заряда	68, 80
Время жизни носителей	31, 129, 320, 359	— сильной инверсии	74, 81
Время релаксации	28, 366	— слабой инверсии	73, 396
Ганна диод	277	Обогащение	38, 69, 72, 80, 90
— эффект	277	— , область	72, 80
Германий	20, 59	Обратной связи коэффициент	158, 164, 180
Диод	264, 270, 277, 307	Отсечки режим	152
— p-i-n	267, 273, 348, 350	ПЗС 193, 365	
— туннельный	140	Поверхностные состояния	84
— Шоттки	42, 426	Поверхностный потенциал	
Диффузионная емкость	58, 274		39, 89, 113, 220, 226
Диффузия	152	— , флуктуации	104
— , коэффициент	30, 221	Полупроводник собственный	20
— , скорость	359	Поля эффект	38
Длина экранирования дебаевская	42, 222	Проводимости зона	19
Дырка	20, 341	Проводимость	20
Емкость барьерная	57	Рекомбинация излучательная	297
Зона проводимости	19, 278	СВЧ-диоды	273, 275, 277
Инверсия	69, 198	Семистор	264
— сильная	70, 91	Слабого поля критерий	40
— слабая	69, 91	Солнечные элементы	
Карбид кремния	251, 425	(Солнечные батареи)	378
Коллектор	150, 257, 342	— коэффициент преобразования	383
— , ток	154, 168, 320	— концентрация излучения	385
Контактная разность потенциалов	42	Сопротивление	
Концентрация	20	— выходное	211
— , градиент	161, 174, 221, 359	— динамическое (дифференциальное)	210
— носителей заряда	20, 23, 26, 270	— удельное	20
— собственная	20, 422	Сопротивление базы объемное	134, 165
Кремний	20, 29, 138, 215	Стабилитрон	135
Крутизна	211	Тиристор	254
Легирование	20	Ток	
Масса эффективная		— обратный	43
(электронов и дырок)	21	Транзистор биполярный	150
МДП-структура	87, 121	Транзисторы с высокой подвижностью	
МДП-транзистор	197, 199, 212, 232, 246	электронов	407
КМОП	442	Управляющий электрод	198, 262
Микроминиатюризация	442	Уравнение	
Модель Гоеццбергера		— Пуассона	50, 71, 224
конденсаторная	95, 104	— — , интеграл второй	79
МОП-структура	88	— Шредингера	134, 393
Нанотехнологии	448	Фотодиоды	336, 341

Фотоприемники	335
Фоторезисторы	338
Фототранзисторы	352
Холла ЭДС	401
Шоттки	
– барьер	32
– диод	425
Эквивалентная схема транзистора биполярного	170
Электронеutrальности уравнение	27, 89, 104, 223
Электронный газ двумерный	64, 250, 404
Эмиттер	127, 150
Эффект поля	38, 198
Эффект Холла квантовый	401
Эффект Эрли	162

## Об авторе



**Гуртов Валерий Алексеевич**, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой физики твердого тела Петрозаводского государственного университета.

В 1972 году окончил Петрозаводский государственный университет по специальности «Физика». С 1975 по 1978 год – аспирант Института физики полупроводников Сибирского отделения АН СССР, научный руководитель – академик А. В. Ржанов.

В 1979 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Электронные процессы в МОП транзисторных структурах со сверхтонким подзатворным диэлектриком», в 1991 году – докторскую диссертацию на тему «Неравновесные процессы в МДП структурах с многослойными диэлектриками при действии ионизирующего излучения» в Диссертационном совете при Институте физики полупроводников СО АН СССР.

С 1980 года по 2001 год преподаватель, старший преподаватель, доцент, профессор кафедры физики твердого тела, декан физического факультета, проректор по научной работе Петрозаводского государственного университета. С 1993 года по настоящее время – заведующий кафедрой физики твердого тела.

В.А. Гуртов лично и в соавторстве опубликовал около 300 научных работ, в том числе девять учебных пособий и два сборника задач.

Имеет почетные звания: «Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации» (2000 г.), «Заслуженный деятель науки Республики Карелия» (1995 г.), «Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации» (2006 г.).