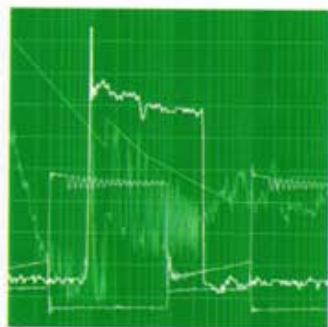


# Электроники

В. МЕЛЕШИН

Транзисторная  
преобразовательная  
техника



ТЕХНОСФЕРА



# МИР ЭЛЕКТРОНИКИ

В. МЕЛЕШИН

Транзисторная  
преобразовательная  
техника

ТЕХНОСФЕРА

Москва

2005

**В.И. Мелешин**

**Транзисторная преобразовательная техника**

**Москва:**

**Техносфера, 2005. - 632 с. ISBN 5-94836-051-2**

В монографии изложены принципы преобразований электрической энергии, выполняемых импульсными транзисторными устройствами, и используемые при этом технические решения.

В книге учтены последние достижения в данной области техники, позволяющие создавать устройства и системы высокой надежности, малого объема, рассеивающие минимальную мощность и создающие благоприятные условия работы первичной сети.

Книга будет полезна студентам, изучающим силовую электронику, аспирантам и специалистам, изучающим и разрабатывающим устройства и системы преобразовательной техники.

© 2005, В.И. Мелешин  
© 2005, ЗАО "РИЦ "Техносфера",  
оригинал-макет, оформление.

**ISBN 5-94836-051-2**

# Содержание

Предисловие .....	16
<b>ГЛАВА 1. ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>17</b>
1.1. Транзисторная преобразовательная техника как научно-техническое направление современной электроники .....	17
1.2. О книге «Транзисторная преобразовательная техника» .....	17

## ЧАСТЬ I

### КОМПОНЕНТЫ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

<b>ГЛАВА 2. ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ .....</b>	<b>22</b>
2.1. Неуправляемые диоды .....	22
2.1.1. Диоды с <i>p-n</i> -переходом .....	22
2.1.2. <i>pin</i> -диоды .....	25
2.1.3. Мощные диоды Шоттки .....	31
2.2. Биполярные транзисторы .....	37
2.2.1. Маломощные (сигнальные) транзисторы .....	37
2.2.2. Мощные биполярные транзисторы .....	39
2.3. Мощные полевые транзисторы .....	43
2.3.1. Маломощные полевые транзисторы с изолированным затвором .....	44
2.3.2. Мощный полевой транзистор .....	46
2.4. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT) .....	49
<b>ГЛАВА 3. МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И СЕРДЕЧНИКИ .....</b>	<b>51</b>
3.1. Общие свойства магнитных материалов .....	51
3.1.1. Гистерезис .....	51
3.1.2. Магнитная проницаемость .....	53
3.1.3. Сопротивление магнитному потоку .....	55
3.1.4. Магнитодвижущая сила и напряженность магнитного поля .....	57
3.2. Выбор магнитных материалов .....	58
3.2.1. Влияние воздушного зазора в сердечнике .....	58
3.3. Аморфное железо и сплавы на основе кобальта .....	61
3.3.1. Аморфное железо .....	61
3.3.2. Кобальтовые сплавы .....	66

3.4. Ленточные разрезные сердечники из электротехнической стали и никелевых сплавов .....	68
3.5. Ферриты .....	70
3.6. Порошковые материалы .....	71
3.6.1. Порошковое распыленное железо .....	71
3.6.2. Мо-пермаллой .....	73
3.6.3. Порошковый материал на основе сплава железа и никеля .....	74
3.6.4. Железо-алюминиевый порошковый материал (Kool M $\mu$ ) .....	74
<b>ГЛАВА 4. ДРОССЕЛИ .....</b>	<b>76</b>
4.1. Сглаживающие дроссели .....	76
4.2. Дроссели переменного тока .....	85
<b>ГЛАВА 5. ТРАНСФОРМАТОРЫ .....</b>	<b>90</b>
5.1. Идеальный трансформатор .....	90
5.2. Индуктивность намагничивания трансформатора .....	92
5.3. Индуктивность рассеяния .....	93
5.4. Основные соотношения для двухобмоточного трансформатора в общем случае .....	95
5.5. Трансформаторы с несколькими обмотками .....	97
5.6. Основные соотношения для расчета силовых трансформаторов преобразователей .....	103
5.6.1. Расчетные соотношения для мощностей трансформатора .....	103
5.6.2. Связь произведения $S_c S_o$ с мощностью $P_T$ трансформатора .....	105
5.7. Методика расчета трансформатора .....	106
<b>ГЛАВА 6. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ЭФФЕКТЫ В ОБМОТКАХ ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ. ПЛАНАРНЫЕ КОНСТРУКЦИИ .....</b>	<b>112</b>
6.1. Потери в обмотках трансформаторов и дросселей на высокой частоте .....	112
6.1.1. Скин-эффект в проводнике .....	112
6.2. Трансформаторы и дроссели с плоскими обмотками .....	121
<b>ГЛАВА 7. КОНДЕНСАТОРЫ С БОЛЬШИМ ЗАРЯДОМ И ЭНЕРГИЕЙ .....</b>	<b>127</b>
7.1. Алюминиевые электролитические конденсаторы .....	127
7.1.1. Конструкция .....	127
7.1.2. Танталовые конденсаторы .....	135
7.2. Пленочные конденсаторы. Классификация пленочных конденсаторов .....	138
7.3. Керамические конденсаторы .....	140
7.3.1. Диэлектрик керамического конденсатора .....	141
<b>ГЛАВА 8. ВАРИСТОРЫ И ГАЗОВЫЕ РАЗРЯДНИКИ .....</b>	<b>146</b>
8.1. Варисторы .....	146
8.1.1. Вольтамперные характеристики .....	147
8.1.2. Параметры варисторов .....	148
8.2. Газовые разрядники .....	151

## ЧАСТЬ II

### ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ И БЫСТРЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

<b>ГЛАВА 9. КРАТКИЙ ОБЗОР ОСНОВНЫХ ВИДОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ .....</b>	<b>154</b>
9.1. Функции, выполняемые силовой частью, ее принципиальные особенности .....	154
9.2. Классификация преобразователей энергии .....	155
9.3. Коэффициент мощности, коэффициент гармоник, коэффициент пульсаций .....	157
9.3.1. Коэффициент мощности .....	157
9.3.2. Коэффициент гармоник .....	159
9.3.3. Коэффициент пульсаций .....	161
9.4. Выпрямители .....	161
9.4.1. Однофазная однополупериодная схема выпрямления .....	162
9.4.2. Схема ООВ при индуктивном характере нагрузки .....	164
9.4.3. Схема ООВ при индуктивном характере нагрузки и включении в нее замыкающего диода .....	166
9.4.4. Коммутационные процессы .....	168
9.4.5. Выходная характеристика .....	170
9.5. DC-DC преобразователи .....	171
9.6. DC-AC преобразователи .....	176
9.7. AC-DC преобразователи .....	179
9.8. AC-AC преобразователи .....	181
9.9. Зарядные устройства .....	183
9.9.1. Заряд емкостного накопителя .....	183
9.9.2. Заряд аккумуляторной батареи .....	187
9.10. Преобразователи с передачей энергии в сеть .....	187
<b>ГЛАВА 10. ВЫПРЯМИТЕЛИ НА НЕУПРАВЛЯЕМЫХ ДИОДАХ И СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ .....</b>	<b>190</b>
10.1. Основные схемы выпрямления .....	190
10.2. Расчетные соотношения для схем выпрямления при активной нагрузке .....	193
10.3. Сглаживающие фильтры .....	197
10.4. Работа выпрямителя на индуктивный фильтр .....	198
10.5. Работа выпрямителя на активно-емкостный фильтр .....	199
10.5.1. Работа выпрямителя на против-ЭДС .....	200
10.5.2. Работа выпрямителя на RC-фильтр .....	202
10.6. Особенности работы выпрямителя на емкостный фильтр .....	203
10.7. Работа выпрямителя на индуктивно-емкостный фильтр .....	208
10.8. Сглаживающие фильтры—умножители напряжения и удвоитель тока .....	212

10.8.1. Умножители напряжения .....	212
10.8.2. Однофазная мостовая схема удвоения напряжения .....	213
10.8.3. Удвоитель тока .....	214
10.9. Резонансные и магнитно-связанные сглаживающие фильтры .....	214
10.9.1. Одно- и двухзвенный LC-фильтры .....	214
10.9.2. Резонансные фильтры .....	216
10.9.3. Магнитно-связанные фильтры .....	220

**ГЛАВА 11. ИМПУЛЬСНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ (DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ БЕЗ ГАЛЬВАНИЧЕСКОГО РАЗДЕЛЕНИЯ ВХОДА И ВЫХОДА) .....** 225

11.1. Законы Кирхгофа для средних значений переменных .....	225
11.2. Базовая переключающая модель для построения ИРН .....	227
11.3. Понижающий импульсный регулятор напряжения (ИРН-1) .....	229
11.4. Повышающий импульсный регулятор напряжения (ИРН-2) .....	234
11.5. Инвертирующий импульсный регулятор напряжения (ИРН-3) .....	237
11.6. Сравнение понижающего и повышающего регуляторов с инвертирующим .....	240
11.7. Оценка потерь в импульсных регуляторах напряжения .....	243
11.7.1. Потери и КПД ИРН-1 .....	244
11.7.2. Потери и КПД ИРН-2 .....	245
11.8. Режим прерывистого тока в импульсных регуляторах напряжения .....	246
11.9. Импульсные регуляторы напряжения с разделительным конденсатором ...	249
11.9.1. ИРН с низким уровнем пульсаций на входе и выходе .....	249
11.9.2. ИРН с разделительным конденсатором и непрерывным потреблением входного тока .....	252
11.9.3. ИРН с непрерывной передачей тока в нагрузку, блокированную конденсатором .....	254
11.10. Комбинированные ИРН .....	255

**ГЛАВА 12. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ВХОДА И ВЫХОДА .....** 258

12.1. Однотактный прямоходовой преобразователь .....	259
12.1.1. Принципиальная особенность работы однотактного прямоходового преобразователя .....	259
12.1.2. Расчетные соотношения в ОПП .....	264
12.1.3. Влияние индуктивности рассеяния .....	267
12.1.4. Однотактный прямоходовой преобразователь с активным ограничением напряжения .....	269
12.2. Двухтактные DC-DC преобразователи — аналоги понижающего импульсного регулятора напряжения .....	270
12.2.1. Преобразователь со средней точкой первичной обмотки трансформатора ...	270
12.2.2. Полумостовой преобразователь .....	274
12.2.3. Мостовой преобразователь .....	278
12.3. DC-DC преобразователь с дросселем на входе — аналог повышающего импульсного регулятора напряжения .....	280
12.4. DC-DC обратноходовой преобразователь .....	283
12.4.1. Влияние индуктивности рассеяния трансформатора .....	285

12.4.2. Однотактный обратногоходовой преобразователь с активным ограничением напряжения .....	286
12.5. Преобразователи на основе импульсных регуляторов с разделительным конденсатором .....	287
<b>ГЛАВА 13. РЕЗОНАНСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ .....</b>	<b>289</b>
13.1. Последовательный резонансный преобразователь .....	290
13.1.1. Управление напряжением на нагрузке .....	290
13.2. Параллельный резонансный преобразователь .....	293
13.3. DC-DC преобразователи с последовательным подключением нагрузки к резонансному контуру .....	294
13.4. DC-DC преобразователи с подключением нагрузки к конденсатору резонансного контура .....	302
13.4.1. Анализ двух- и трехинтервального режимов .....	303
13.5. Однотактный резонансный преобразователь .....	312
<b>ГЛАВА 14. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С МЯГКИМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ .....</b>	<b>316</b>
14.1. Потери на включение, влияние выходной емкости ключа .....	316
14.2. Несимметричные преобразователи с мягким переключением .....	318
14.2.1. Преобразователь с активным клампом .....	318
14.2.2. Несимметричный полумостовой преобразователь .....	327
14.2.3. Сравнение несимметричных схем с мягким переключением .....	335
14.2.4. Емкостный фильтр в несимметричных преобразователях с мягким переключением .....	336
14.3. Мостовой преобразователь с фазовым управлением .....	339
14.3.1. Процессы переключения в преобразователе с фазовым управлением .....	342
14.4. Двухтрансформаторные DC-DC преобразователи с мягким переключением .....	344
14.4.1. Двухтрансформаторные несимметричные преобразователи .....	345
14.4.2. Двухтрансформаторный несимметричный полумостовой преобразователь с неравными коэффициентами трансформации .....	354
14.4.3. Двухтрансформаторный мостовой преобразователь с фазовым управлением .....	357
14.5. DC-DC преобразователи с удвоителем тока .....	362
14.5.1. Несимметричный полумостовой преобразователь с удвоителем тока .....	362
14.5.2. Мостовой преобразователь с удвоителем тока и фазовым управлением .....	367
14.6. Преобразователи с интегрированным магнитным элементом .....	371
14.7. Индуктивность рассеяния, ее влияние на работу преобразователя .....	373
<b>ГЛАВА 15. ИНВЕРТОРЫ (DC-AC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ) .....</b>	<b>374</b>
15.1. Основной вариант построения инвертора .....	374
15.2. Инвертор тока .....	376
15.3. Формирование выходного напряжения и тока .....	377
15.3.1. Широтно-импульсная модуляция .....	379
15.3.2. Выходные каскады инверторов при широтно-импульсной модуляции .....	383
15.3.3. Амплитудно-импульсная модуляция .....	387
15.4. Трехфазные инверторы .....	390



## **ЧАСТЬ III**

### **УПРАВЛЕНИЕ УСТРОЙСТВАМИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ**

<b>ГЛАВА 16. ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КАК СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ .....</b>	<b>398</b>
16.1. Методы управления выходными параметрами преобразователей .....	398
16.2. Общие требования, предъявляемые к преобразователям как устройствам автоматического управления .....	400
<b>ГЛАВА 17. НЕПРЕРЫВНЫЕ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>403</b>
17.1. Методика перехода к непрерывной модели для общего случая .....	403
17.1.1. Переход к непрерывной модели .....	403
17.1.2. Линеаризация непрерывной модели СЧ преобразователя .....	405
17.2. Передаточные матричные функции и передаточные функции непрерывной линейной модели преобразователя как звена САУ .....	410
17.3. Уравнение управления в непрерывной линейной модели преобразователя .....	417
17.4. Устойчивость непрерывной линейной модели преобразователя .....	422
17.5. Управление по выходному напряжению и току в преобразователях .....	427
17.5.1. Управление по максимальному току .....	427
17.6. Передаточные функции разомкнутых контуров при управлении по выходному напряжению и максимальному току .....	430
<b>ГЛАВА 18. ДИСКРЕТНЫЕ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>432</b>
18.1. Устойчивость понижающего импульсного регулятора напряжения .....	432
18.2. Приближенный матричный способ оценки устойчивости .....	440
<b>ГЛАВА 19. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ .....</b>	<b>446</b>
19.1. Моделирование на основе передаточных функций .....	446
19.1.1. Передаточные функции разомкнутых систем .....	446
19.1.2. Передаточные функции замкнутых систем, расчет переходных процессов ....	452
19.2. Цифровое моделирование .....	457
19.2.1. Непрерывная линейная модель на основе повышающего регулятора при управлении по выходному напряжению .....	457
19.2.2. Непрерывная линейная модель преобразователя на основе повышающего регулятора при управлении по выходному напряжению и току .....	460

## **ЧАСТЬ IV**

### **УЗЛЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ЭЛЕМЕНТЫ УПРАВЛЕНИЯ**

<b>ГЛАВА 20. УПРАВЛЕНИЕ МОЩНЫМИ ПОЛЕВЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ .....</b>	<b>466</b>
20.1. Требования к управлению затвором .....	466
20.2. Управление MOSFET при гальванической связи его затвора с источником сигнала .....	468

20.3. Трансформаторное управление .....	470
20.4. Параллельное включение MOSFET .....	473
<b>ГЛАВА 21. ДРАЙВЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ .....</b>	<b>474</b>
21.1. Быстродействующие драйверы, управляющие MOSFET .....	474
21.2. Одноканальный драйвер с защитой по току управляемого ключа .....	476
21.3. Драйверы IGBT с расширенными функциональными возможностями .....	478
21.4. Драйверы, управляющие стойкой транзисторов .....	482
<b>ГЛАВА 22. КОНТРОЛЛЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ .....</b>	<b>484</b>
22.1. Контроллеры управления корректорами коэффициента мощности .....	484
22.1.1. Повышающий импульсный регулятор как основа КKM .....	484
22.1.2. Контроллер КKM .....	489
22.2. Контроллеры управления DC-DC преобразователями .....	494
22.3. Контроллеры управления мостовыми каскадами методом фазового сдвига .....	497
<b>ГЛАВА 23. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ .....</b>	<b>504</b>
23.1. Источники опорного напряжения на стабилитронах .....	504
23.2. Регулируемые источники опорного напряжения высокой точности .....	506
23.2.1. Формирование участка постоянной мощности в DC-DC преобразователях с применением микросхемы РИОН .....	510
23.3. Источники опорного напряжения высокой точности .....	516
<b>ГЛАВА 24. ДЕМПФИРУЮЩИЕ ЦЕПИ .....</b>	<b>519</b>
24.1. Демпфирующие цепи, подключаемые к транзисторам .....	519
24.1.1. Процесс включения транзистора .....	520
24.1.2. Процесс выключения транзистора .....	524
24.1.3. Демпфирующая цепь без потерь мощности .....	526
24.2. Демпфирующие цепи, подключаемые к диодам .....	530
24.2.1. Резистивно-емкостные демпфирующие цепи .....	531
24.2.2. Насыщающиеся дроссели в качестве ограничителей выбросов напряжения на диодах .....	532
<b>ГЛАВА 25. ЗВЕНЬЯ КОРРЕКЦИИ .....</b>	<b>536</b>
25.1. Пассивные звенья коррекции .....	536
25.2. Звенья коррекции с использованием операционных усилителей .....	539
<b>ГЛАВА 26. ПОДАВЛЕНИЕ РАДИОПОМЕХ .....</b>	<b>545</b>
26.1. Составляющие кондуктивных радиопомех .....	545
26.2. Нормирование радиопомех .....	547
26.3. Измерение радиопомех .....	548
26.4. Прохождение симметричной и несимметричной составляющих радиопомех от преобразователя к ИРП .....	551
26.5. Методы подавления радиопомех, создаваемых преобразователями .....	553
26.5.1. Фильтры защиты от радиопомех .....	553
26.5.2. Экранирование .....	558

<b>ГЛАВА 27. ОТВОД ТЕПЛА</b> .....	561
27.1. Способы передачи тепла .....	561
27.2. Аналогия с электрическими цепями .....	562
27.3. Теплопроводность .....	563
27.4. Конвекция .....	566
27.5. Удельная мощность преобразователя, ее зависимость от КПД .....	567
27.6. Переходные тепловые режимы .....	569

## **ЧАСТЬ V**

### **ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

<b>ГЛАВА 28. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МАЛОЙ МОЩНОСТИ С НЕПРЕРЫВНЫМ СТАБИЛИЗАТОРОМ НА ВЫХОДЕ</b> .....	576
<b>ГЛАВА 29. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ 15 Вт</b> .....	579
<b>ГЛАВА 30. DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМЛЕНИЕМ</b> .....	586
<b>ГЛАВА 31. ТРАНЗИСТОРНЫЙ АС-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ (ВЫПРЯМИТЕЛЬ)</b> .....	598
<b>ГЛАВА 32. ЭЛЕКТРОННАЯ НЕРАССЕИВАЮЩАЯ НАГРУЗКА</b> .....	611
32.1. Управление преобразователем 1 .....	613
32.2. Силовая часть преобразователя 2 .....	615
32.3. Схема управления ключами преобразователя 2 .....	618
32.4. Управление преобразователем 2 .....	618
32.5. Сетевой инвертор .....	620

# Предисловие

Силовая электроника и ее области, связанные с преобразованием электрической энергии в электрическую, являются динамичным научно-техническим направлением, с использованием результатов которого развиваются другие многочисленные направления электроники.

Принципы преобразования электрической энергии, элементная база устройств, их конструкторские и технологические решения непрерывно обновляются, и каждые 3—4 года происходит очередная смена поколения в данной области.

Электронные источники питания различной аппаратуры, которые принято называть источниками вторичного электропитания (ИВЭП), образуют наиболее широкий класс транзисторных преобразователей. ИВЭП являются преобразователями электрической энергии и обеспечивают электрические параметры на выходе (выходах), требуемые потребителю. Работа ИВЭП должна быть согласована с параметрами электрической сети на его входе, удовлетворять большому числу требований, в том числе связанными с изменением режимов работы как сети, так и нагрузки, включая кратковременные провалы и всплески напряжения сети и короткое замыкание в цепи нагрузки.

На протяжении десятков лет требования потребителей к ИВЭП остаются прежними: меньшие размеры (при той же выходной мощности), более высокий КПД, лучшие функциональные возможности (включая электрические параметры), меньшая стоимость.

У потребителей, то есть тех, кто создает аппаратуру и систему в целом, за многие годы сложилось мнение, что ИВЭП, образно говоря, это черт в доме, которого приходится терпеть, но который все-таки необходим. Если бы существовал идеальный преобразователь, идеальный ИВЭП, то он не должен был бы занимать место, рассеивать мощность и вдобавок чего-либо стоить.

Одно из основных направлений построения энергетического оборудования — переход к распределенным системам питания, когда отдельные узлы аппаратуры получают электропитание от отдельных источников; с таким принципом построения оборудования связана и другая тенденция — переход к сверхнизким напряжениям постоянного тока источников: от широко применяемых 5 и 3,3 В к напряжениям 1...2,5 В в источниках с гальванической изоляцией входа и выхода и от 3,3 к 0,8...1,7 В в источниках без изоляции. Токи, отбираемые от таких низковольтных источников, могут быть десятки и сотни ампер.

Методы транзисторного преобразования энергии, развитые в последнее время, новые компоненты и материалы позволили, не снижая, а даже увеличивая КПД, поднять рабочие частоты серийно выпускаемых импульсных преобразователей до нескольких сотен кГц, что, в свою очередь, позволило в сочетании с новыми конструкторскими и технологическими решениями снизить размеры преобразователей при той же выходной мощности. Таким образом, стало возможным существенное улучшение одного из важнейших показателей любого преобразователя (ИВЭП) — удельной мощности, обычно определяемой как отношение мощности в нагрузке к объему преобразователя.

Увеличение КПД ИВЭП и преобразователей связано не только с возрастанием такого показателя, как удельная мощность. Повысить КПД ИВЭП означает сэкономить деньги пользователей, то есть тех, кто эксплуатирует оборудование, в котором установлены преобразователи. Улучшение КПД ИВЭП влияет и на

экологию, поскольку их общее количество, работающее в аппаратуре, определяется для развитой страны миллионами штук. Несколько процентов возрастания КПД эквивалентно для такой страны, как США, экономии десятков миллионов тонн угля в год, что в свою очередь, означает сокращение миллионов автомобилей на дорогах.

Увеличение удельной мощности оказалось значительным также благодаря достижениям в разработке новых электронных компонентов, в первую очередь мощных высоковольтных и низковольтных полевых транзисторов, а также диодов. Например, новые типы высоковольтных транзисторов, выполненных по CoolMOS или MDmesh технологиям, позволяют достичь сопротивления в открытом состоянии — важнейшего параметра транзистора при его работе в режиме переключения — в 2...3 раза лучше аналогичного параметра при традиционной технологии. Высоковольтные (600 В) безынерционные диоды на основе карбида кремния позволяют по сравнению с обычными диодами снизить в несколько раз потери на переключение в выходном каскаде, избежать применения дополнительных цепей, содержащих большое число компонентов и занимающих заметное место в источнике питания. Правда, и стоимость новых электронных компонентов, выполненных по «революционным» технологиям, значительно выше стоимости традиционных, что объясняется небольшими пока тиражами этих изделий. Не столь резкий прогресс наблюдается в улучшении параметров других важных компонентов, входящих в преобразователь, — конденсаторов и магнитных сердечников. Но и здесь заметен прогресс: например, ферриты, производимые в 80-х годах XX столетия, примерно на 20% ниже по удельной мощности изделий, произведенных в 90-х годах, а те, в свою очередь, — на 20% ниже тех, что будут выполнены по новым технологиям.

Повышение удельной мощности связано с решением технологических вопросов. Некоторые классы преобразователей должны выполняться только на основе технологии поверхностного монтажа, в других — эта технология используется в управляющей части преобразователя и только частично в силовой.

Микропроцессорная техника, используемая в настоящее время не только в информационно-вычислительных системах, но и в оборудовании для технологических процессов, устройствах контроля, связи и транспорта, все в большей степени проникает в системы контроля и управления энергообеспечением различных объектов. Микропроцессоры встраиваются в различные типы преобразователей, обеспечивая расширение их функциональных возможностей, более высокую надежность, а в ряде случаев позволяя снижать и стоимость устройств. Прогресс в технологии построения микропроцессоров означает, что в ближайшее время в источниках питания, по крайней мере в некоторых типах, функции контроля и управления, включая высокочастотное управление ключами выходного каскада, будут цифровыми. Уже сейчас разработаны серии микропроцессоров, позволяющих цифровыми методами осуществить разные виды управления преобразователями, работающих на частотах сотни килогерц, а также выполнить необходимую коррекцию цифровыми методами. Проводятся исследования и других возможностей цифрового управления преобразователями. В результате должна возрасти надежность и, по-видимому, снизиться стоимость изделия.

Книга написана на основе лекций, которые автор читал на протяжении многих лет в МАИ, опыта, накопленного в совместной работе с российскими предприятиями, а также на основании результатов, полученных в научно-исследовательском отделе силовой транзисторной электроники МАИ, в котором автор был руководителем с 1993 по 2002 год.

Автор считает своим долгом выразить благодарность кафедре «Микроэлектронные электросистемы летательных аппаратов» МАИ, всем сотрудникам, работавшим в отделе силовой транзисторной электроники МАИ, а также сотрудникам ЗАО «Связинжиниринг», оказавшим помощь в работе над этой книгой.

# ГЛАВА 1

## ВВЕДЕНИЕ

### 1.1. Транзисторная преобразовательная техника как научно-техническое направление современной электроники

В настоящее время транзисторная преобразовательная техника (ТПТ), являющаяся частью силовой электроники, демонстрирует огромный диапазон своих возможностей и находит применение в самых различных областях: промышленности, медицине, светотехнике, солнечной энергетике, связи, транспорте, передаче энергоносителей, на автономных объектах.

В последние годы ТПТ как научно-техническое направление основательно изменилась благодаря появлению новых компонентов, новых принципов преобразования энергии, новым методам управления узлом преобразования, новым приемам отвода тепла. ТПТ характеризуется огромным диапазоном мощностей — от долей ватт до сотен тысяч киловатт. ТПТ адекватно реагирует на запросы сегодняшнего дня: позволяет создавать компактные, миниатюрные и сверхминиатюрные устройства, гибкие системы; позволяет экономить электроэнергию и ресурсы: медь, алюминий, другие металлы и материалы; производство и эксплуатация устройств ТПТ позволяют приблизиться к вполне «зеленой» индустрии, наносящей минимальный вред окружающей среде.

Практически во всех промышленно развитых странах большие контингенты специалистов работают в фирмах, создающих все новые и новые образцы устройств и энергетических систем, отличающихся меньшим энергопотреблением, способностью не «засорять» первичную сеть, повышенной надежностью.

Инженер, работающий сегодня в области силовой электроники, получает огромное количество информации. В его распоряжении большое количество книг, журналов, справочников, другой информационной литературы, выпускаемой растущим числом издательств; регулярно работают технические выставки; наконец, огромные возможности узнавать научно-технические новости предоставляет Интернет.

### 1.2. О книге «Транзисторная преобразовательная техника»

Сейчас появилась необходимость показать в монографии современный уровень данной области техники, систематически изложить современные методы анализа и синтеза различных устройств, как традиционных, ставших классическими, так и создаваемых для решения новых задач. В первую очередь, книга предназначена для студентов, впервые знакомящихся с проблемами преобразовательной техники; аспирантов, решающих конкретную задачу; специалистов, хорошо знакомых с отдельными вопросами, но желающих углубить свои знания или приступающих к проектированию ранее не знакомого для них устройства.

С одной стороны, книга охватывает большой круг вопросов, касающихся, в частности, построения новых устройств, создание которых востребовано временем. С другой — уровень каждого раздела книги является достаточным для овладения методами анализа различных устройств, для заострения внимания на многочисленных вопросах, неизбежно появляющихся при проведении новой разработки, наконец, для оказания помощи в поиске новых для специалиста решений.

Книга посвящена ТПТ и не затрагивает вопросов выбора решения, анализа, проектирования устройств на основе тиристоров, позволяющих создавать мощные электроприводы постоянного и переменного тока, используемые в различных отраслях промышленности; высокочастотные мощные тиристорные агрегаты для нагрева металла; преобразователи для транспортных подстанций; мощные выпрямители для электрометаллургии. Автор полагает, что тиристорная и транзисторная области силовой электроники развиваются в целом достаточно автономно вследствие различия решаемых задач, различных возможностей компонентов, применяемых в силовой части, различия в принципах управления силовыми приборами.

В книге почти в каждой главе приводится большое количество задач и их решения. Многие задачи сформулированы таким образом, чтобы читатель мог провести поиск решения проблемы, которая только намечена в тексте главы.

Книга состоит из пяти частей, каждая из которых естественным образом дополняет другие. Изучение отдельных вопросов вполне возможно, если разделы и главы книги будут прочитаны выборочно.

В первой части представлены основы работы, свойства и характеристики компонентов, входящих в силовую часть, — от диодов до варисторов и газовых разрядников. Необходимость этих глав оправдана тем, что многие достижения в области преобразовательной техники базируются на возможностях новых элементов и материалов, а также на существенном улучшении технических характеристик уже существующих. Читатель, ознакомившийся с главами первой части, должен вынести убеждение, что появляющиеся компоненты позволят расширять круг задач, решаемых преобразовательной техникой, путем создания новых типов устройств для новых приложений. В этом плане, например, интересными являются параграфы, посвященные количественному учету скин-эффекта и эффекта близости в обмотках на частотах десятки и сотни килогерц, а также трансформаторам и дросселям с плоскими обмотками.

Вторая часть книги является наиболее важной, по сути, ее хребтом, на котором базируются разработки всех промышленно выпускаемых устройств. Анализируются технические решения всех видов преобразований электрической энергии, подробно рассматриваются новые виды преобразователей — с мягким переключением, с интегрированным магнитным элементом, позволяющими значительно снизить потери в устройстве и выполнить его в малом объеме.

В третьей части подробно исследуется динамика преобразователя, который вместе с его управляющей частью рассматривается как система автоматического управления (САУ), что абсолютно необходимо для проектирования. Кратко рассмотрена дискретная модель, но основное внимание уделено получению непрерывных моделей — нелинейной и линейной, необходимых при синтезе системы управления. Раскрываются приемы моделирования основных узлов преобразователя, поскольку использование компьютера и созданные модели позволяют быстро оценить динамические свойства создаваемой САУ до создания физического макета.

В четвертой части рассматриваются узлы преобразователей, не входящие в силовую часть, но являющиеся совершенно необходимыми при создании устройства.

Показаны особенности управления мощными полевыми транзисторами, раскрыты принципы построения и возможности современных микросхем: драйверов, контроллеров, источников опорного напряжения. С различных позиций анализируются цепи подавления выбросов напряжения на ключах и диодах. В конце данной части рассмотрены принципы подавления электромагнитных помех, создаваемых преобразователем, применяемые при этом технические решения и компоненты, а также вопросы отвода выделяемого тепла.

Пятая часть книги дает представление об уровне сегодняшней преобразовательной техники на примерах устройств различной мощности — от нескольких ватт до нескольких киловатт.

Многие положения книги опубликованы в докладах автора и его коллег на международных конференциях по силовой электронике, в статьях в центральных отечественных журналах; получены патенты США на некоторые технические решения, помещенные в книгу.



**ЧАСТЬ I**

**КОМПОНЕНТЫ СИЛОВОЙ ЧАСТИ  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

# ГЛАВА 2

## ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

### 2.1. Неуправляемые диоды

#### 2.1.1. Диоды с $p$ - $n$ -переходом

Для диодов с  $p$ - $n$ -переходом, у которых нейтральные области находятся под низким уровнем инжекции и длины которых достаточно велики по сравнению с диффузионной длиной неосновных носителей, плотность тока (и, соответственно, ток) определяются соотношением:

$$J = J_s(e^{qU_a/(kT)} - 1), \quad (2.1.1)$$

где  $q$  — заряд электрона ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  К);  $J_s$  — плотность обратного тока насыщения;  $U_a$  — напряжение, приложенное к диоду;  $k$  — постоянная Больцмана ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К);  $T$  — абсолютная температура (К).

Под низким уровнем инжекции понимается состояние, когда в диоде концентрации неосновных носителей остаются малыми по сравнению с концентрациями основных носителей, при этом области диода могут находиться в тепловом равновесии или нет. В диоде вблизи перехода находится область ненулевой плотности заряда, называемая областью объемного заряда (ООЗ).

При комнатной температуре и прямом смещении перехода плотность  $J_s$  кремниевых диодов обычно очень мала по сравнению с  $J$ . Например, полагая  $U_a = 0,6$  В, из (2.1.1) находим, что  $J$  больше, чем  $J_s$ , в  $2,64 \cdot 10^{10}$  раз. Потери в диоде при столь малой плотности тока на переходе будут также весьма малыми при обратном напряжении на нем, даже если к диоду приложены сотни вольт.

С другой стороны, плотность  $J_s$  пропорциональна  $n_i^2$  [40] ( $n_i$  — собственная концентрация носителей в полупроводнике), а  $n_i$  сильно зависит от температуры. При  $T = 100^\circ\text{C}$   $n_i^2$  возрастает на 4 порядка, а при  $T = 175^\circ\text{C}$  (эта температура является предельной для многих современных диодов) — на 7 порядков по сравнению со значением при  $T = 25^\circ\text{C}$ . В этих условиях, когда  $J_s$  настолько возрастает, невозможно пренебречь обратным током через диод.

#### Генерация носителей в области объемного заряда

Соотношение (2.1.1) не позволяет определить весь ток в диоде при обратном напряжении на нем. Электронно-дырочные пары создаются по всему объему со скоростью, зависящей от температуры. В тепловом равновесии эта генерация носителей в точности компенсируется их рекомбинацией, которая происходит со скоростью, пропорциональной произведению концентраций носителей. Поэтому по всему объему полупроводника  $n_0 p_0 = n_i^2$  ( $n_0, p_0$  — концентрации носителей при тепловом равновесии, называемые равновесными концентрациями).

При смещении диода в обратном направлении равновесие носителей нарушается. Концентрации избыточных носителей внутри ООЗ и прилегающих диффузионных областях становятся существенно ниже их равновесных значений  $n_0$  и  $p_0$ .

В этих областях скорость тепловой генерации носителей, не зависящая от  $n$  и  $p$ , превышает скорость их рекомбинации. Концентрации носителей здесь не накапливаются, поскольку носители, появляющиеся в результате генерации, уносятся из ООЗ сильным электрическим полем. Дырки перемещаются к контакту  $p$ -области, а электроны —  $n$ -области. Эти потоки носителей создают составляющую обратного тока перехода, которая не учитывается формулой (2.1.1).

Скорость генерации в обедненной области пропорциональна  $n_i$ , а эта концентрация носителей является функцией только материала и температуры. Если определить постоянную времени жизни ООЗ как  $\tau_{\text{ООЗ}}$ , то в этом случае скорость генерации носителей  $G = n_i/\tau_{\text{ООЗ}}$  и плотность тока, вызываемая тепловой генерацией в ООЗ, равна [58, 65]:

$$J_T = q(L_e + L_h + l_p + l_n)G = \frac{q(L_e + L_h + l_p + l_n)n_i}{\tau_{\text{ООЗ}}}, \quad (2.1.2)$$

где  $L_e, L_h$  — диффузионные длины электронов и дырок;  $l_p, l_n$  — длины  $p$ - и  $n$ -областей в ООЗ. В последнем соотношении  $(L_e + L_h + l_p + l_n)$  — ширина ООЗ и примыкающих диффузионных областей. Вследствие того, что в мощном диоде ширина ООЗ и примыкающих диффузионных областей является значительной, необходимо по возможности увеличивать  $\tau_{\text{ООЗ}}$  для снижения составляющей обратного тока, определяемой из (2.1.2). Постоянная времени  $\tau_{\text{ООЗ}}$  связана с постоянными времени неосновных носителей  $\tau_e$  и  $\tau_h$  при низких уровнях инжекции, но обычно больше их. В целом для кремниевого перехода плотность тока  $J_T$  намного больше, чем  $J_s$  при комнатной температуре, но при повышении температуры составляющая обратного тока  $J_s$  становится основной. Последнее происходит вследствие того, что ток  $J_s$  кремниевых диодов удваивается с возрастанием температуры на каждые  $5^\circ\text{C}$ , а ток  $J_T$  возрастает вдвое при возрастании температуры примерно на каждые  $10^\circ\text{C}$ .

Таким образом, из описания поведения кремниевого диода при обратном смещении можно сделать следующие выводы [73]:

- генерация носителей в ООЗ и областях диффузии мощного диода приводит к существенно большему обратному току при  $25^\circ\text{C}$ , чем это следует из обычной диффузионной модели (соотношение (2.1.1));
- чтобы снизить обратный ток, время жизни неосновных носителей в ООЗ должно быть по возможности большим;
- составляющая обратного тока, появляющаяся в результате термогенерации в ООЗ ( $J_T$ ), растет с температурой так же, как концентрация  $n_i$ , которая возрастает вдвое при каждом увеличении температуры на  $10^\circ\text{C}$ . Но возрастание  $J_s$  с температурой пропорционально  $n_i^2$ , поэтому эта составляющая преобладает при высокой температуре. Именно возрастание обратного тока часто ограничивает максимальную рабочую температуру мощного диода.

### Лавинный пробой

Для кремниевых диодов характерен этот вид пробоя при приложении к нему обратного напряжения.

Приложенное электрическое поле заставляет дырки и электроны проходить со скоростью, пропорциональной напряженности этого поля. Реально носители часто сталкиваются с дефектами решетки. Если электрическое поле достаточно сильное, скорость частицы становится большой, поэтому при ее соударении энергия передается решетке, что приводит к появлению новой пары электрон-дырка. Такой процесс называется ударной ионизацией; он является лавинообразным: вновь созданные носители ускоряются полем, сталкиваются с решеткой, создают дополнительные пары электрон-дырка и т. д. При некотором достаточно большом обратном

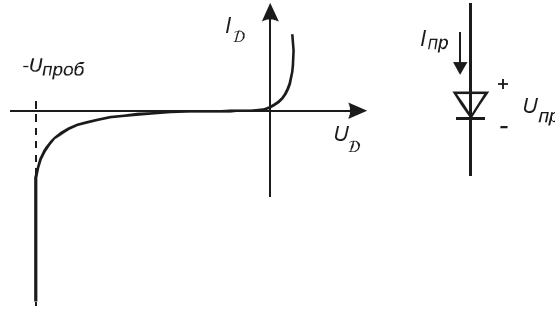


Рис. 2.1. Вольт-амперная характеристика диода с *p-n*-переходом и положительные направления тока через диод и напряжения на нем.

напряжении на диоде создается пиковое (предельное) поле в ООЗ. Ударная ионизация начинает происходить, когда напряженность поля становится около  $3 \cdot 10^5$  В/см. При увеличении электрического поля выше этого значения число пар электрон-дырка, генерируемых в ООЗ, растет очень быстро. Вследствие того, что генерируемые полем носители добавляются к создаваемым термогенерацией, увеличивая обратный ток утечки, обратная характеристика диода выглядит, как показано на рис. 2.1. Когда ударная ионизация достигает бесконечно большой скорости, говорят, что диод испытывает лавинный пробой.

Для любого *p-n*-перехода можно, зная уровни примесей, определить электрическое поле в ООЗ для заданного обратного напряжения. Затем можно использовать найденное электрическое поле для определения напряжения лавинного пробоя. Пиковое электрическое поле  $E_c$  может быть больше в диоде с большим числом примесей, перед тем как наступает пробой. Для уровня примесей  $10^{16}/\text{см}^3$ , что типично для прибора с обратным напряжением 40–50 В,  $E_c$  примерно равно  $3,7 \cdot 10^5$  В/см, но для уровня примесей  $10^{14}/\text{см}^3$  (что характерно для диодов с обратным напряжением 800–1000 В)  $E_c$  примерно равно  $2,1 \cdot 10^5$  В/см [66].

Пример

Пусть диод с несимметрично выполненным *p<sup>+</sup>n*-переходом должен выдерживать обратное напряжение, приложенное к нему,  $U_a = -300$  В. Используем пиковое значение напряженности поля  $E_c = 2,7$  В/см как критическое электрическое поле, при котором происходит пробой. Определим концентрацию примесей в высокоомной *n*-области.

Если пиковое значение напряженности поля  $E_c$  соответствует обратному напряжению на диоде  $-300$  В, можно определить соответствующую длину ООЗ, интегрируя поле по всей длине ООЗ от  $-l_n$  до  $l_p$ . Электрическое поле в ООЗ изменяется линейно с максимумом на границе перехода. Полагая, что  $|U_a|$  намного больше контактной разности потенциалов  $\psi_k$ , имеем:

$$|U_a| = \frac{1}{2} (l_p + l_n) E_c. \tag{2.1.3}$$

Учитывая несимметричность перехода, т. е. что высокоомный слой значительно протяженнее низкоомного, получим:

$$l_p + l_n \cong l_n, \tag{2.1.4}$$

из (2.1.3) получим

$$l_n = \frac{2 \cdot 300}{2,7 \cdot 10^5} = 22,2 \cdot 10^{-4} \text{ см} = 22,2 \text{ мкм}.$$

Мы получили, таким образом, минимальную длину  $n$ -области. Зная значение длины  $l_n$ , можно определить максимально возможную концентрацию доноров  $N_D$ , применив теорему Остроградского—Гаусса [43]:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{q_{\Sigma}}{\varepsilon_{si}}, \quad (2.1.5)$$

где  $q_{\Sigma}$  — суммарный заряд;  $\varepsilon_{si} = \varepsilon\varepsilon_0 = 11,8/(4\pi \cdot 9 \cdot 10^9) = 10,43 \cdot 10^{-11}$  Ф/м — абсолютная диэлектрическая проницаемость кремния;  $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая постоянная кремния;  $\varepsilon_0$  — электрическая постоянная.

Из (2.1.5) получим:

$$N_D = \frac{\varepsilon_{si} E_c}{q l_n} = \frac{10,43 \cdot 10^{-11} \cdot 2,7 \cdot 10^5 \cdot 10^2}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 22,2 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{1}{10^6} = 7,9 \cdot 10^{14} \frac{1}{\text{см}^3}.$$

Акцепторная концентрация примесей ( $N_A$ ) должна на несколько порядков превосходить донорную.

### *p-n*-переход на поверхности кристалла

*p-n*-переход реального диода не только находится в глубине кристалла, но, выходит на поверхность кремниевой матрицы. Примесь *p*-типа располагается на *n*-подложке на площади, предусмотренной оксидной маской: примесь диффундирует в подложку после помещения кремниевой заготовки в диффузионную печь. В результате переход выходит на поверхность кристалла, причем радиус искривления перехода примерно равен глубине диффузии (по вертикали).

Анализ по одномерной модели *p-n*-перехода не учитывает два явления, приводящие к снижению пробивного напряжения диода. Во-первых, электрическое поле больше в окрестности искривления перехода, чем в средней части диода, где края ООЗ являются параллельными плоскостями. Во-вторых, максимальное электрическое поле, при котором пробой происходит, ниже на поверхности полупроводника из-за дефектов решетки в этой области, чем в толще материала.

Разработано большое число технологических приемов, преследующих цель снизить интенсивность электрического поля на поверхности полупроводникового прибора. Эти приемы создают граничные условия, которые снижают интенсивность поля и в местах искривления перехода, и там, где переход выходит на поверхность.

### 2.1.2. *pin*-диоды

В несимметрично легированном диоде приложенное обратное напряжение почти полностью удерживается слабелегированной  $n^-$ -областью. Мощные диоды в целях повышения допустимого напряжения на нем выполняют с вертикальной структурой диффузией  $p^+$ -области в  $n^-$ -подложку. Поскольку  $n^-$ -подложка имеет большое сопротивление, возрастает и прямое падение на диоде. Можно было бы уменьшить толщину подложки в целях снижения этого падения напряжения, но в целях создания механической прочности конструкции она выполняется толщиной около 500 мкм.

Выполняя относительно тонкий слой ООЗ шириной 10...200 мкм с помощью  $n^-$ -слоя, расположенного между  $p^+$ - и  $n^+$ -слоями, как показано на рис. 2.2, можно понизить прямое падение напряжения на диоде. Если легировать эту  $n^-$ -область очень слабо, так, что она оказывается почти собственным полупроводником (*i*-область, от слова *intrinsic* — собственный), можно получить дальнейшее улучшение вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода. Структура такого диода и электрическое поле в нем при обратном напряжении показаны на рис. 2.3. Из-за того, что распределение поля в данном случае является почти прямоугольным, ширина

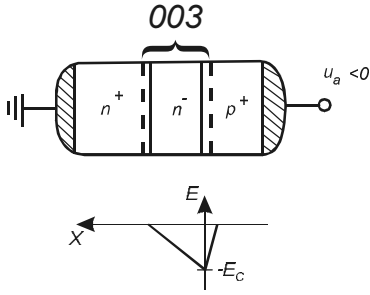


Рис. 2.2. Диод с тонким  $n$ -слоем и электрическое поле в нем при обратном напряжении.

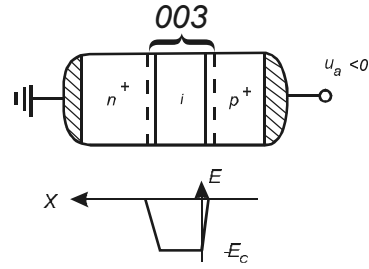


Рис. 2.3. Структура диода с тонким  $i$ -слоем и электрическое поле в нем.

$i$ -области составляет половину  $n^-$ -области, показанной на рис. 2.2, при одних и тех же пробивных напряжениях.

Диод, показанный на рис. 2.3, называется *pin*-диодом, другое часто встречающееся его название — диод с тонкой базой. В реальном диоде область собственного полупроводника обычно  $n$ -типа ( $\nu$ ) или  $p$ -типа ( $\pi$ ). Почти все мощные диоды имеют данную структуру.

Пример

**Пробивное напряжение диода**

Если концентрация примеси в центральном слое диода, показанном на рис. 2.3, составляет  $N_D = 10^{14}/\text{см}^3$ , каково соотношение между пробивным напряжением и шириной центрального слоя, который обозначим как  $W_\nu$ ? Принимаем, что все напряжение приходится на  $\nu$  область. Сначала определим производную поля в данной области, используя (2.1.5):

$$\frac{dE_\nu}{dx} = \frac{qN_D}{\epsilon_{si}} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10^{14} \cdot 10^2}{10,43 \cdot 10^{-11}} = 1,5 \cdot 10^7 \text{ В/см}^2,$$

коэффициент  $10^2$  — перевод  $m$  в  $cm$ . Следовательно:

$$E_\nu(x) = E_{p\nu} + 1,5 \cdot 10^7 x.$$

Когда в диоде происходит лавинный пробой, поле в  $p\nu$  переходе ( $E_{p\nu}$ ) равно  $-E_c$ , а напряжение пробоя определяется интегрированием последнего выражения:

$$U_{\text{проб}} = \int_0^{W_\nu} -E_\nu(x) dx = \int_0^{W_\nu} (E_c - 1,5 \cdot 10^7 x) dx = E_c W_\nu - 7,5 \cdot 10^6 W_\nu^2. \quad (2.1.6)$$

В последней формуле размерность  $W_\nu$  —  $cm$ .

Для уровня легирования  $10^{14}/\text{см}^3$   $E_c \approx 2 \cdot 10^5 \text{ В/см}$  и при  $W_\nu = 100 \text{ мкм}$  ( $10^{-2} \text{ см}$ ) получим  $U_{\text{проб}} = 1250 \text{ В}$ .

**ВАХ *pin*-диода**

Соотношение (2.1.1) для обычного диода с  $p$ - $n$ -переходом основывалось на предположении, что низкий уровень инжекции оставался по обе стороны перехода. Оно несправедливо для  $i$  области *pin*-диода, поскольку в ней  $n \cong n' \gg n_0$  и  $p \cong p' \gg p_0$  при любом уровне инжекции. Штрихом обозначены концентрации избыточных носителей. Поскольку в этом случае общая концентрация носителей определяется

избыточной, говорят о высоком уровне инжекции в эту область. Сильно легированные  $p^+$ - и  $n^+$ -области остаются на низком уровне инжекции. Диффузией носителей в этих областях можно пренебречь. В  $p^+$ -области основная составляющая тока — это ток дырок, проходящий под действием поля, а в  $n^+$ -области — ток электронов. Эти потоки дырок и электронов направлены в  $i$ -область, где происходит рекомбинация.

Если пренебречь падением напряжения внутри собственной ( $i$ ) области и предположить, что напряжение, приложенное к диоду ( $u_a$ ), удерживается падениями напряжения на двух переходах ( $u_{p_i} = u_{i_n} = u_a/2$ ), плотность тока (ток) в  $pin$ -диоде определяется соотношением, в которое входит гиперболический тангенс [59]:

$$J = \frac{2qL_a n_i}{\tau_a} \tanh\left(\frac{W_i}{2L_a}\right) \left(e^{qU_a/(2kT)} - 1\right) = J_s \left(e^{qU_a/(kT)} - 1\right), \quad (2.1.7)$$

где  $\tau_a$  — время жизни, характеризующее скорость рекомбинации электронов и дырок в  $i$ -области при высоком уровне инжекции в ней;  $L_a$  — диффузионная длина, предполагаемая одинаковой для электронов и дырок;  $W_i$  — длина  $i$ -области ( $n$ - или  $p$ -типа).

При высоких плотностях тока в диоде предположение о малости диффузионных токов в  $p^+$ - и  $n^+$ -областях не остается справедливым. При возрастании тока через диод диффузионные токи в концевых областях становятся большей составляющей общего тока, при этом снижается инжекция в  $i$ -область. Проводимость этой области диода уменьшается, а поэтому падение напряжения в ней ( $u_i$ ), до этого незначительное, теперь повышается, что приводит к увеличению прямого падения напряжения.

Дополнительное возрастание диффузионного тока связано с влиянием сильного легирования концевых областей диода ( $p^+$  и  $n^+$ ). Такое легирование выполняется для понижения сопротивления этих областей. При уровнях легирования  $10^{17}/\text{см}^3$  или больше в концевых областях, что является обычным для мощных диодов, большое количество примесных атомов сужает ширину запрещенной зоны на величину  $\Delta E_g$ . Происходит сужение запрещенной зоны, и этот эффект увеличивает концентрацию равновесных носителей. Теперь

$$n_0 p_0 = n_{iE}^2,$$

где  $n_{iE}$  — эффективная собственная концентрация носителей.

Собственная концентрация носителей  $n_i$  соотносится с  $n_{iE}$  следующим образом:

$$n_{iE}^2 = n_i^2 e^{\Delta E_g/(kT)}.$$

Поскольку теперь возрастает произведение  $n_0 p_0$  ( $n_{iE} > n_i$ , в последнем выражении показатель экспоненты положительное число), концентрация и диффузионный ток неосновных носителей становятся выше, чем предсказывается обычным соотношением  $n_0 p_0 = n_i^2$ .

Если концевая область кремниевого  $pin$ -диода легируется до уровня  $10^{19}/\text{см}^3$ , значение  $\Delta E_g$  составит 0,08 эВ. При комнатной температуре такое значение  $\Delta E_g$  повысит произведение  $n_0 p_0$ :

$$n_{iE}^2 = (1,4 \cdot 10^{10})^2 e^{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,08 / (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 298)} = 4,5 \cdot 10^{21} \gg n_i^2.$$

Когда плотность тока в диоде достигает очень больших значений, происходит уменьшение диффузионной длины  $L_a$ . Уменьшение  $L_a$  вызывается снижением подвижности носителей и уменьшением времени жизни  $\tau_a$  ( $L_a = \sqrt{D_a \tau_a}$ ,  $D_a \sim \mu_a$ ,  $D_a$  — коэффициент диффузии).

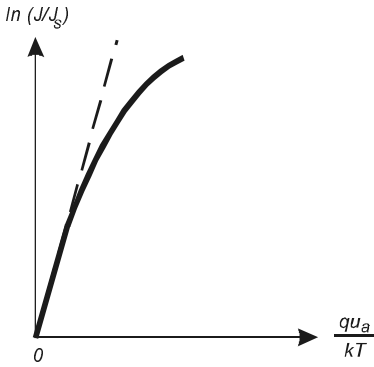


Рис. 2.4. Возрастание реального напряжения на *pin*-диоде при возрастании прямого тока по сравнению с зависимостью (2.1.7).

При возрастании тока оба фактора, приводящие к уменьшению  $L_a$ , приводят к возрастанию напряжения в  $i$ -области, поскольку

$$u_i \approx \frac{2kT}{q} \left( \frac{W_i}{2L_a} \right)^2 \quad (\text{для } W_i / 2 \leq L_a).$$

Изменение  $L_a$  и возрастание произведения  $n_0 p_0$  приводят к изменению ВАХ-диода. Рисунок 2.4 показывает характерную зависимость для мощного диода, из которой видно, что увеличение плотности тока  $J$  (тока через диод) приводит к дополнительному возрастанию напряжения, которое не учитывается соотношением (2.1.7).

Что касается температурной зависимости ВАХ *pin*-диода, то из (2.1.7) следует, что ток пропорционален  $n_i$ . В свою очередь, зависимость  $n_i$  от температуры определяется соотношением:

$$n_i = CT^{3/2} e^{-E_g/(2kT)}, \tag{2.1.8}$$

где  $C$  — константа;  $E_g$  — ширина запрещенной зоны.

Равенство (2.1.8) получается в результате приравнивания скоростей тепловой генерации и рекомбинации носителей в равновесном состоянии.

Вследствие того, что  $n_i$  возрастает быстрее, чем экспонента в (2.1.7) снижается при повышении температуры  $T$ , плотность тока  $J$  растет с температурой для заданных  $L_a$  и  $\tau_a$ . Поэтому при одном и том же токе происходит снижение прямого падения напряжения с ростом температуры.

### Динамические свойства диода

Для упрощения анализа пренебрегаем емкостью диода. Основное внимание уделяется изменению избыточного заряда в нейтральных областях вне ООЗ. На переключение оказывает свое влияние  $i$ -область диода.

### Восстановление диода в прямом направлении

Рассмотрим процесс включения диода, перехода его в открытое состояние, когда ток диода быстро изменяется от нуля до значения  $I_{np}$  (рис. 2.5). Как видно из рисунка, напряжение на диоде  $u_d$  вначале возрастает до значения  $U_{np.M}$ , которое намного выше, чем прямое напряжение на диоде в статическом состоянии. Затем оно падает до статического значения  $U_{np}$ , определяемого током  $I_{np}$ . Рассмотренное явление называется прямым восстановлением диода, и параметр  $U_{np.M} (V_{fr})$  называется напряжением прямого восстановления. Длительность процесса прямого восстановления носит название времени прямого восстановления  $t_{np.B} (t_{fr})$ . Выбор напряжения на диоде объясняется изменением концентрации носителей в  $i$ -области за время переходного процесса включения. Вначале избыточные носители в этой области отсутствуют. При прохождении прямого тока дырки дрейфуют через  $p^+$ -область и инжектируются в  $i$ -область. Подобным образом электроны дрейфуют через  $n^-$ -область и инжектируются в  $i$ -область. Постепенно эти инжектированные носители накапливаются.

В момент  $t_1$ , который соответствует очень малому времени от начала прохождения прямого тока, носители скапливаются у границ  $i$ -области, но не в ее центральной части. Некоторые из дырок, инжектированные в собственную область через  $p^+$ - $i$ -переход, добавляются к накопленным здесь носителям, а остальные движутся



через  $i$ -область, чтобы частично добавиться к накопленным носителям на  $i-n^+$ -переходе. Подобным образом некоторые из электронов, инжектируемые в  $i-n^+$ -переход, движутся через собственную область, чтобы добавиться к тем, которые уже накоплены на  $p^+-i$ -переходе. В большей части  $i$ -области нет градиента носителей в данный момент времени, поэтому отсутствует диффузия и движение носителей в середине области может осуществляться только дрейфовым механизмом. Из-за дрейфа возрастает напряжение на диоде, что объясняется следующим. В рассматриваемый момент времени  $i$ -область еще не находится в состоянии высокого уровня инжекции, поэтому ее проводимость ( $\sigma_i = q\mu_e n + q\mu_h p$ ) является низкой. В это же время через диод (и  $i$ -область) проходит ток  $I_{np}$ . Несмотря на то что  $i$ -область не является строго собственным проводником, а только слегка легируется электронами или дырками, ее сопротивление тем не менее является высоким по сравнению со значением, которое будет достигнуто при большом уровне инжекции, когда рассматриваемый переходный процесс закончится. Сопротивление  $i$ -области является причиной скачкообразного изменения напряжения на диоде и достижения значения  $U_{np.M}$  в первый момент, что и показано на рис. 2.5.

С ростом времени увеличиваются концентрации носителей в середине  $i$ -области, что приводит к изменению ее проводимости, уменьшению ее сопротивления. Поэтому напряжение, приходящееся на  $i$ -область, снижается. При достижении концентрации носителей их установившегося значения устанавливается и напряжение на диоде. После окончания процесса включения диода заряд в середине  $i$ -области пропорционален прямому току ( $Q \sim J_{np} \tau_a$ ). Следовательно, время, требуемое для создания заряда, и есть время прямого восстановления диода, и оно составляет примерно  $\tau_a$  ( $t_{fr} \approx \tau_a$ ).

Пример

### Расчет напряжения прямого восстановления

Пусть рассматривается  $pvn$  диод, у которого центральная область легирована на уровне  $N_D = 10^{14}/\text{см}^3$ , и пробивное напряжение составляет 400 В. Допустим, площадь полупроводника составляет  $1 \text{ см}^2$ , а его прямой ток изменяется скачком от 0 до 40 А. Чему равно напряжение  $U_{np.M}$ ?

Из (2.1.6) находим, что при обратном напряжении 400 В ширина  $i$ -области ( $W_v$ ) должна составлять около 20 мкм.

Сопротивление  $i(v)$ -области в начальный момент включения диода равно:

$$R_v = \frac{W_v}{q(\mu_e n + \mu_h p) S}; \quad n \approx N_D = 10^{14}/\text{см}^3;$$

$$p \approx \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{(1,4 \cdot 10^{10})^2}{10^{14}} = 2 \cdot 10^6/\text{см}^3.$$

Подвижность электронов:  $\mu_e = 1360 \text{ см}^2/(\text{Вс})$ ; подвижность дырок:  $\mu_h = 490 \text{ см}^2/(\text{Вс})$ .

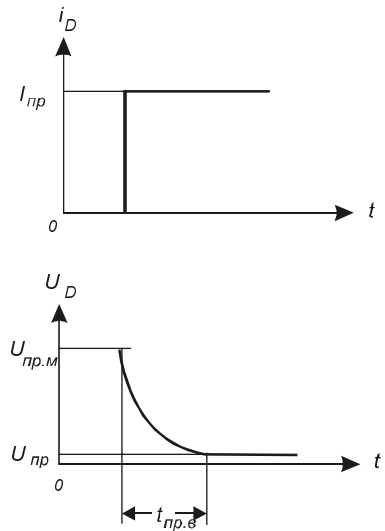


Рис. 2.5. Переход диода в открытое состояние.

$$R_v = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2}{1,6 \cdot 10^{-19} (1360 \cdot 10^{14} + 490 \cdot 2 \cdot 10^6) \cdot 1} = 0,092 \text{ Ом.}$$

При  $I_{np} = 40 \text{ А}$  падение напряжения на диоде составит:

$$U_{np.M} = I_{np} R_v = 40 \cdot 0,092 = 3,7 \text{ В.}$$

### Обратное восстановление диода

Рассмотрим схему, показанную на рис. 2.6. На рис. 2.6, а,  $Y1, Y2$  — усилители, управляющие ключами  $K1$  и  $K2$  от источника сигнала  $u$ . Пусть диод проводил прямой ток  $I_{np} = U_n/R$ , а при  $t = 0$  ключи подключают диод к отрицательному напряжению  $-U_n$ . Вследствие избыточных зарядов в  $i$ -области и в диффузионных областях диод не может изменить свое состояние мгновенно, и переходы  $p^+i$  и  $i-n^+$  остаются прямо смещенными некоторое время после момента  $t = 0$ . Напряжение на диоде некоторое время остается больше нуля, при этом ток диода является отрицательным и равным  $-U_n/R$ . Этот обратный ток способствует устранению избыточного заряда до тех пор, пока концентрации носителей на краях ООЗ не станут равными нулю, и тогда один из переходов сможет выдерживать обратное напряжение, приложенное к диоду. Процесс носит название обратного восстановления диода. Рисунок 2.6, б, показывает изменение концентрации носителей в  $i$ -области, когда через диод проходит обратный ток. Сразу после момента  $t = 0$  избыточные концентрации на краях еще остаются положительными, а следовательно, напряжения на переходах также положительны. Чтобы поддержать отрицательный ток, избыточные носители распределяются таким образом, чтобы у переходов в  $i$ -области образовался градиент концентрации другого знака, чем до момента  $t = 0$ . Поэтому дырки, диффундируя из  $i$ -области, инжектируются в  $p^+$ -область и затем дрейфуют к омическому контакту. Аналогично электроны покидают  $i$ -область у  $i-n^+$ -перехода и затем дрейфуют к другому контакту диода. Так продолжается до тех пор, пока избыточная концентрация носителей на краях ООЗ остается больше нуля, при этом  $|U_n| \gg U_{np}$ , а общий ток диода продолжает оставаться равным  $-U_n/R$ . Продолжающийся обратный ток восстановления удаляет избыточные носители в  $i$ -области, что и показывает рис. 2.6, б. После того как концентрации избыточных носителей на переходах достигают нуля, снижаются их градиенты концентраций, и ток диода не может больше оставаться на уровне  $i_d = -U_n/R$ . Как только ток диода начинает возрастать (оставаясь отрицательным по знаку), снижается напряжение на сопротивлении  $R$ . Теперь к переходу ООЗ приложено напряжение, возрастающее в отрицательном направлении, а ООЗ начинает расширяться. Динамика этого процесса приводит к тому, что ток почти экспоненциально изменяется до нуля, а напряжение на диоде снижается до  $-U_n$ , что показано на рис. 2.7.

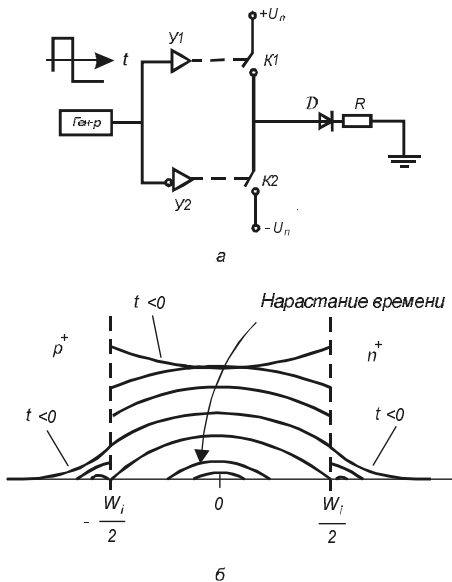


Рис. 2.6. Запирание диода (процесс обратного восстановления):

а — схема переключения диода из открытого состояния в запертое; б — изменение концентрации носителей в  $i$ -области.