

Содержание

Предисловие	10
Глава 1. Классификация элементной базы силовой электроники	13
1.1. Место и роль силовой электроники в решении проблем энергосбережения.....	13
1.2. Классификация микроэлектронных устройств силовой электроники....	16
Глава 2. Силовые полупроводниковые приборы	20
2.1. Силовые полупроводниковые диоды	20
2.2. Силовые транзисторы	26
2.2.1. Биполярный транзистор	26
2.2.2. Мощные биполярные транзисторы и каскады Дарлингтона.....	28
2.2.3. Мощные полевые транзисторы (MOSFET)	30
2.2.4. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT).....	32
2.2.5. Модернизированные приборы: Trench- и CoolMOS-структуры.....	33
2.2.5.1. Trench-структура.....	33
2.2.5.2. CoolMOS-структура.....	34
2.3. Многослойные интегральные силовые приборы	36
2.3.1. Тиристоры	36
2.3.2. Динисторы	38
2.3.4. Основные области применения различных видов мощных полупроводниковых приборов	40
Глава 3. Стандартные типы микросхем силовой электроники	42
3.1. Классификация источников питания	43
3.1.1. Химические источники тока.....	44
3.1.1.1. Гальванические элементы и батареи	45
3.1.1.2. Аккумуляторы.....	50
3.1.2. Топливные элементы.....	53
3.1.3. Биохимические источники тока.....	53
3.1.4. Термобатареи	54
3.1.5. Термоэлектронные (термоэмиссионные) преобразователи	55
3.1.6. Фотоэлектрические преобразователи	56
3.1.7. Радиоизотопные источники энергии	58
3.1.8. Электромашинные генераторы	61
3.2. Вторичные источники питания	62
3.2.1. Структура вторичных источников питания	63
3.2.2. Выпрямители напряжения.....	64
3.3. Микросхемы стабилизаторов напряжения	68
3.3.1. Источники опорного напряжения (ИОН)	70
3.3.1.1. Источники опорного напряжения (ИОН), равного ширине запрещенной зоны полупроводника	71
3.3.1.2. ИОН на МОП-транзисторах	74
3.3.2. Мощные выходные каскады микросхем стабилизаторов напряжения.....	75

3.3.3. Схема защиты от повышенного входного напряжения	77
3.3.4. Схемы защиты от превышения температуры кристалла	78
3.3.5. Схема защиты выхода микросхемы от тока короткого замыкания	79
3.3.6. Подгонка параметров микросхем в процессе производства	80
3.3.7. Электрическая и лазерная подгонка параметров микросхем	82
3.4. Микросхемы управления импульсными источниками питания	84
3.4.1. Принцип работы микросхемы управления импульсными источниками питания	84
3.4.2. Принцип работы микросхемы ШИМ-контроллера с дополнительной обратной связью по току	86
3.4.3. Микросхемы импульсных стабилизаторов напряжения	89
3.4.4. Микросхемы корректоров коэффициента мощности	90
3.4.5. Особенности схемотехнической реализации микросхем импульсных стабилизаторов напряжения	93
3.4.6. Особенности схемотехнической реализации микросхем управления импульсными источниками питания	106
3.4.7. Микросхемы контроля питания (супервизоры)	117
3.4.7.1. Функция удержания контроллера в состоянии сброса (POR)	117
3.4.7.2. Функция сброса контроллера при снижении напряжения питания (функция BOR)	118
3.4.7.3. Постепенное снижение напряжения питания	118
3.4.7.4. Функция сторожевого таймера (WDT)	119
3.4.7.5. Супервизоры со входом для подключения кнопки сброса	120
3.4.7.6. Использование супервизоров для организации «оконного» режима	120
3.5. Микросхемы управления электродвигателями	126
3.5.1. Обобщенная структура и классификация электрических машин	126
3.5.2. Микросхемы управления шаговыми электродвигателями	128
3.5.3. Микросхемы управления коллекторными электродвигателями	132
3.5.4. Отечественные микросхемы управления коллекторными электродвигателями переменного тока	135
3.5.5. Микросхемы управления вентильными электродвигателями постоянного тока	136
3.5.6. Пример микросхемы управления вентильными электродвигателями	138
3.6. Микросхемы управления осветительным оборудованием	139
3.6.1. Виды источников света и их основные характеристики	139
3.6.2. Микросхемы управления лампами накаливания	144
3.6.3. Микросхемы управления газоразрядными источниками света	146
3.6.4. Микросхемы управления светодиодными источниками света	153

3.6.4.1. Основные этапы развития светодиодных источников света	153
3.6.4.2. Современные технологии создания светоизлучающих диодов	156
3.6.5. Отечественные микросхемы драйверов светодиодов	160
3.7. Силовые микросхемы для автомобильной электроники.....	166
3.7.1. Электронные системы управления автомобилями	166
3.7.2. Силовые микросхемы и полупроводниковые приборы для систем электропитания автомобилей.....	172
3.7.3. Электронные системы управления двигателями внутреннего сгорания (ЭСУД).....	174
3.8. Драйверы MOSFET и IGBT	177
3.8.1. Требования к входным сигналам MOSFET и IGBT.....	177
3.8.2. Схемы управления MOSFET и IGBT	179
3.8.3. Быстродействующие драйверы MOSFET и IGBT	183
3.8.4. Драйверы MOSFET и IGBT с расширенными функциональными возможностями	184
Глава 4. Специализированные микросхемы для систем электропитания электронных устройств	191
4.1. Особенности организации систем электропитания современных электронных устройств.....	191
4.2. Типовые микросхемы для проектирования систем энергопитания электронных устройств.....	198
4.2.1. Обобщенная структура цепи энергопитания электронных устройств	198
4.2.2. Контроллеры и драйверы в цепях управления питанием.....	200
4.2.3. Импульсные стабилизаторы напряжения	201
4.2.4. LDO-стабилизаторы напряжения	205
4.2.5. Микросхемы супервизоров.....	208
4.2.6. Микросхемы формирования последовательности управляющих сигналов в цепях электропитания электронных устройств.....	212
4.2.7. Специализированные микросхемы для обеспечения горячего режима подключения электронной аппаратуры	216
4.3. Повышающие и понижающие DC-DC-преобразователи для электронной аппаратуры с батарейным питанием	219
Глава 5. Приборы силовой электроники на основе широкозонных полупроводников	230
5.1. Основные свойства материалов на основе широкозонных полупроводников.....	230
5.2. Эволюция технологии получения карбида кремния	234
5.3. Основные производители приборов силовой электроники на основе SiC	238
5.4. Конструктивные особенности силовых приборов на основе GaN	240

5.5. Состояние и тенденции развития технологии мощных СВЧ-транзисторов и СВЧ МИС на основе нитрида галлия	247
5.6. Широкополосные транзисторные усилители мощности СВЧ-диапазона	256
5.7. Особенности базовых технологических операций изготовления кристаллов GaN-приборов	268
Глава 6. Основы полупроводниковой СВЧ-электроники.....	276
6.1. Строение и свойства арсенида галлия	276
6.2. Полупроводниковые приборы на основе GaAs	279
6.2.1. Диоды на основе GaAs	279
6.2.2. Полевые транзисторы	282
6.2.3. Биполярные транзисторы с гетеропереходами	286
6.2.4. Перспективные направления развития приборов на GaAs	287
6.3. Монолитные интегральные схемы СВЧ.....	289
6.3.1. Основные сферы применения монолитных интегральных схем СВЧ	289
6.3.2. Основные материалы для изготовления МИС СВЧ	290
6.3.3. Активные элементы МИС	292
6.3.4. Перспективные конструктивно-технологические решения активных элементов МИС СВЧ	297
6.4. Схемотехнические особенности применения GaAs СВЧ МИС.....	303
Глава 7. Кремниевые технологии изготовления ИМС силовой электроники.....	313
7.1. Биполярные технологии	313
7.2. КМОП-технологии	315
7.3. БиКМОП-технологии	317
7.4. ДМОП-, КДМОП- и БиКДМОП-технологии	318
7.5. Достоинства и недостатки ИМС силовой электроники, реализованных по разным технологиям	323
Глава 8. Высокотемпературные обработки в технологии приборов силовой электроники.....	324
8.1. Формирование силицида платины на основе быстрой термообработки системы Pt-Si.....	325
8.1.1. Выбор режима быстрой термообработки для получения силицида платины	326
8.1.2. Структура и фазовый состав формируемого силицида.....	328
8.1.3. Толщина формируемых пленок и микрорельеф их границы раздела с кремнием	337
8.1.4. Электрические параметры контактной системы	345
8.1.5. Выводы	352
8.2. Параметры электронной элементной базы, изготовленной с применением быстрой термообработки	353
8.2.1. Мощные полевые р- и n-канальные MOSFET-транзисторы.....	353
8.2.2. Микросхемы временных устройств.....	358

8.2.3. Диоды Шоттки	362
8.2.4. Выводы	364
Глава 9. Применение методов статистического анализа и оптимизации в задачах сквозного проектирования микросхем силовой электроники	367
9.1. Статистический анализ и оптимизация параметров микросхем силовой электроники	367
9.2. Иерархический статистический анализ микросхем силовой электроники	371
9.2.1. Статистическое моделирование прибора	372
9.2.2. Моделирование на уровнях схемы и системы	373
9.3. Обобщенная структура методологии сквозного статистического анализа и оптимизации в силовой электронике	374
9.4. Результаты проведения сквозного статистического анализа и оптимизации параметров типовой микросхемы силовой электроники	377
9.4.1. Статистический анализ параметров технологии	377
9.4.2. Статистический анализ параметров прибора (n-МОП-транзистора)	387
9.4.3. Статистический анализ параметров схемы (инвертор на базе n-МОП-транзисторов)	390
9.5. Выводы по главе 9	396
Глава 10. Особенности корпусирования мощных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем	399
10.1. Проблема отвода тепла. Тепловое сопротивление. Способы уменьшения теплового сопротивления	399
10.2. Основные типы корпусов для полупроводниковых приборов и микросхем силовой электроники	401
10.3. Измерение тепловых сопротивлений силовых полупроводниковых приборов	406
10.4. Тенденции развития технологий корпусирования силовых приборов и микросхем	410

Рецензия
на книгу «Основы силовой электроники»
авторов А.И. Белоуса, С.А. Ефименко, В.А. Солодухи,
В.А. Пилипенко

Применение передовых микроэлектронных технологий, прецизионных методов контроля полупроводниковых структур, уменьшение размеров полупроводниковых приборов и интегральных микросхем привели к тому, что технические параметры современных силовых полупроводниковых приборов подошли вплотную к пределам, обусловленным физическими свойствами кремния. Это стало основной причиной исследований альтернативных полупроводниковых материалов, таких как нитрид галлия, карбид кремния, алмаз и другие.

Основные направления развития приборов силовой полупроводниковой электроники проводятся по таким направлениям, как повышение предельных значений коммутируемых токов и напряжений, снижение уровня статических и динамических потерь, снижение удельной стоимости, повышение устойчивости силовых компонентов в аварийных режимах, повышение радиационной стойкости.

Решение указанных проблем неразрывно связано с совершенствованием технологий и разработкой новых прецизионных методов измерений и анализа, в результате чего примерно каждые 20 лет возникает новое поколение силовых приборов. Так, в период с 1970 по 1990 гг. доминировали кремниевые MOSFET, с 1990 по 2010 гг. — кремниевые IGBT, с 2010 года начали развиваться силовые SiC- и GaN-приборы и их многочисленные разновидности.

Несомненным достоинством этой книги является то, что авторы не только показали историю развития всех этих направлений, но и привели конкретные схемотехнические, конструктивные и даже технологические характеристики типовых примеров каждого из вышеуказанных видов силовых полупроводниковых приборов.

Материалы книги изложены в десяти главах, в которых последовательно рассматриваются как принципы работы, так и схемотехнические особенности проектирования и применения базовых элементов силовой электроники (операционных усилителей, стабилизаторов напряжения, преобразователей напряжений), а также их конструктивные и технологические особенности.

Эта книга будет полезна не только студентам и преподавателям вузов, но и инженерам, занимающимся проектированием и эксплуатацией устройств силовой электроники — в энергетике на транспорте (автомобильная электроника), в аэрокосмической и других отраслях промышленности.

Рецензент
академик НАН Беларуси,
д.т.н., профессор

С.А. Чижик

Рецензия
на книгу «Основы силовой электроники»
авторов А.И. Белоуса, С.А. Ефименко, В.А. Солодухи,
В.А. Пилипенко

Полупроводниковая электроника представляет собой одну из наиболее динамично развивающихся областей техники. Существующая учебная литература по силовой электронике в основном предназначена для специалистов — разработчиков силовых электронных устройств и посвящена методам анализа, моделирования и расчета различных устройств силовой электроники, предназначенных для использования в энергетике, транспорте (железнодорожном, воздушном, автомобильном), в светотехнике, авиакосмической технике и других областях.

Из литературы по схемотехнике, изданной на русском языке, наиболее значительными представляются «Полупроводниковая схемотехника» У. Титце и К. Шенка, 1982 г., и трехтомник «Искусство схемотехники» П. Хоровица и У. Хилла, 1993 г. В этих замечательных книгах сделана попытка объять необъятное — изложить всю современную электронику, включая дискретные полупроводниковые приборы, цифровые и СВЧ-устройства. Как следствие, некоторые важные вопросы, такие как интерфейсы аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, динамика и устойчивость линейных и импульсных стабилизаторов напряжения и некоторые другие, оказались практически незатронутыми. Кроме того, с момента написания этих книг прошло уже более 30 лет и за это время не только кардинально улучшились параметры уже известных типов интегральных микросхем, но и появились новые виды, такие как интегральные акселерометры и другие интегральные датчики, измерители энергии, xFET-источники опорного напряжения, микросхемы прямого цифрового синтеза, конвейерные и сигма-дельта-АЦП, усилители мощности класса D и др.

Предлагаемая читателю книга освещает ограниченную, но очень важную область полупроводниковой схемотехники — принципы построения, свойства, схемотехнику и особенности применения аналоговых и аналого-цифровых интегральных микросхем (ИМС). В ней также рассматриваются технологии производства микросхем силовой электроники, конструкции интегральных транзисторов, диодов, резисторов и других элементов, реализованных по различным технологиям — биополярной, КМОП, БИКМОП, GaN и др.

Для того чтобы создать у читателя хотя бы самое общее представление о возможностях современных аналоговых и аналого-цифровых микросхем, в книге приведены наиболее важные параметры ряда современных промышленных типов ИМС.

При написании этой книги авторы попытались осветить наряду с чисто техническими вопросами и основные исторические вехи в развитии аналоговой интегральной схемотехники, отметить наиболее яркие творческие удачи ее разработчиков.

Несомненным достоинством книги является большое количество практических примеров применения методов обеспечения кибербезопасности, информационно-графического материала, ссылок на первоисточники.

Рецензент

*академик НАН Беларуси, иностранный избранный член
Академии наук Российской Федерации*

В.А. Лабунюв

Предисловие

Эта книга ориентирована на широкий круг читателей — преподавателей и студентов высших учебно-технических заведений и профессионально-технических училищ, инженеров — разработчиков радиоэлектронной аппаратуры, разработчиков дискретных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, а также инженеров и технических специалистов по ремонту и эксплуатации промышленной и бытовой радиоэлектронной аппаратуры, автомобильной электроники, электротехники, осветительной техники, электрических машин и различных устройств преобразования электрической энергии.

Силовая электроника как самостоятельное научно-техническое направление сформировалась прежде всего для решения задач энергосбережения за счет более эффективной организации управления процессами преобразования и передачи энергии.

Потребление электрической энергии во всех сферах жизнедеятельности человека непрерывно увеличивается на фоне очевидной ограниченности природных ресурсов планеты Земля, используемых для получения и преобразования электрической энергии. Одним из главных путей решения этой глобальной задачи является развитие энергосберегающих технологий, создание и внедрение различных энергосберегающих устройств на их основе. При этом на первый план выходит задача существенного снижения потерь электрической энергии в технологической цепи «производство — передача — преобразование — использование электрической энергии».

Хотя за последнее десятилетие в этом направлении были достигнуты значительные успехи, требуется еще приложить весьма серьезные усилия для достижения поставленных целей. Решение этой сложнейшей жизненно важной для будущего нашей планеты задачи требует консолидации усилий ученых, технологов, конструкторов, специалистов промышленности.

Очевидно, что для решения такого рода задачи требуются специализированные методические пособия и практические руководства.

Следует отметить, что за последние 10–15 лет по этой тематике было опубликовано достаточно много хороших учебников, пособий и справочников авторства как отечественных, так и ведущих зарубежных специалистов.

В качестве примеров наиболее популярных таких изданий можно привести книги отечественных авторов: М.А. Шустов «Основы силовой электроники». (СПб.: Наука и техника, 2017. — 336 с.), «Практическая схемотехника. Книги 1, 2» (Альтекс-А, 2003); Ю.К. Розанов «Основы силовой электроники» (1992 г.), «Силовая электроника. Эволюция и применение» (2018 г.); Г.С. Зиновьев «Основы силовой электроники» (Новосибирск: изд-во НГТУ, 1999, 2001); В.И. Волович «Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств» (М.: Додэка-XXI, 2011) и др.

В этих книгах на хорошем уровне рассматриваются различные частные аспекты силовой электроники — результаты теоретических исследований, методы расчета и проектирования силовых устройств, силовых дискретных полупроводниковых приборов и микросхем, предназначенных для использования в силовых модулях,

преобразователях энергии, в электронном приводе, регуляторах мощности, бортовых электронных системах управления двигателями и электрооборудованием.

Образно говоря, любознательный читатель может получить детальное описание отдельных «деревьев», но ему приходится прилагать значительные усилия, чтобы увидеть общую картину «леса».

В предлагаемой читателю книге авторы попытались создать описание такой общей картины «леса» (состояния комплексного направления «силовая электроника»), состоящей из отдельных «деревьев» (схмотехника, конструкторские и технологические решения базовых элементов силовой электроники, основные принципы расчета их проектирования, особенности организации производства и примеры применения).

Для достижения этой цели материалы книги представлены в виде десяти специализированных глав.

В первой главе рассмотрены терминология и классификация базовых элементов современной силовой электроники.

Вторая глава посвящена описанию структуры, принципов работы и особенностей применения дискретных силовых полупроводниковых приборов – диодов, силовых транзисторов, многослойных полупроводниковых силовых приборов (диодисторов, тиристоров, симисторов) и описанию основных областей применения различных видов мощных полупроводниковых приборов.

В третьей главе дается детальное описание широко используемых стандартных типов микросхем силовой электроники – первичных и вторичных источников питания, стабилизаторов напряжения, микросхем управления импульсными источниками питания, микросхем управления электродвигателями, силовых микросхем для электронных систем управления двигателем и бортовыми системами автомобилей.

В четвертой главе рассмотрены особенности организации и применения специализированных микросхем, предназначенных для организации энергосберегающих систем электропитания электронных устройств – контроллеров, драйверов, импульсных и LDO-стабилизаторов, микросхем для обеспечения «горячего режима» подключения электронной аппаратуры, а также повышающих и понижающих DC-DC-преобразователей для электронной аппаратуры с батарейным питанием.

Пятая глава посвящена приборам силовой электроники на основе широкозонных полупроводников – карбида кремния, нитрида галлия, в ней также рассмотрены физические механизмы их работы, схмотехнические, конструктивные и технологические особенности, тенденции развития.

В шестой главе в сжатом виде изложены основы проектирования приборов СВЧ-электроники на полупроводниковом материале GaAs – диоды, полевые транзисторы, биполярные транзисторы с гетеропереходами, монолитные интегральные схемы СВЧ-диапазона.

Седьмая глава посвящена анализу особенностей использования кремниевых технологий для проектирования и изготовления микросхем силовой электроники – биполярной, КМОП-, БиКМОП-, ДМОП-, КДМОП- и БиКДМОП-технологий.

Восьмая глава посвящена рассмотрению одной из ключевых проблем технологии изготовления силовых полупроводниковых приборов (диодов Шоттки, мощ-

ных полевых р- и n-канальных MOSFET-транзисторов) – высокотемпературной обработки.

В этой главе представлены оригинальные авторские результаты разработки технологического процесса формирования силицида платины на основе применения операций быстрой термической обработки полупроводниковых пластин. Здесь приведены обоснования выбора ключевых факторов технологического процесса изготовления силовых приборов – режимов термообработки, структуры и фазового состава формируемого силицида платины, толщин формируемых пленок и особенностей микрорельефа их границ раздела с кремнием. Также указываются основные параметры полупроводниковых силовых приборов, изготовленных с применением операций быстрой термообработки.

Девятая глава также посвящена технологии изготовления приборов силовой электроники, описанию средств и методов статистического анализа и оптимизации при решении задач проектирования и организации серийного производства современных микросхем силовой электроники. Как известно, до 90% от общей стоимости изделий микроэлектроники приходится на затраты, непосредственно связанные с их проектированием. Поэтому необходимо использовать самые современные методы и средства на всех составных этапах проектирования и экспериментальной отработки конструкций по сквозному алгоритму «технология – приборы – схемы – системы», в особенности методов оптимизации технологического маршрута изготовления в целях обеспечения максимально высокого уровня выхода годных изделий, а также обеспечения минимальной зависимости электрических характеристик приборов от неизбежных технологических разбросов.

Последняя глава посвящена рассмотрению проблем корпусирования мощных дискретных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем силовой электроники. Рассмотрены различные конструктивные и технологические решения проблем отвода тепла от полупроводникового кристалла, способы измерения величины теплового сопротивления, основные типы корпусов для силовых полупроводниковых приборов, тенденции их развития.

Авторы выражают благодарность академику Национальной академии наук Беларуси, иностранному избранному академику Академии наук Российской Федерации Лабуну В.А. и академику Национальной академии наук Беларуси Чижикову С.А. за конструктивную критику и полезные предложения по уточнению содержания и структуры изложения материалов, сделанные ими в процессе рецензирования материалов этой книги.

ГЛАВА I

КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

1.1. Место и роль силовой электроники в решении проблем энергосбережения

Вследствие стремительного прогресса в развитии технологии производства полупроводниковых интегральных схем и дискретных приборов, в частности перехода к субмикронным и наноразмерным технологиям и появления высоковольтных технологий изготовления мощных силовых приборов, возникают новые задачи в области проектирования и применения микроэлектронных устройств, реализованных на основе этих технологий. Появившиеся в результате этого прогресса сложнофункциональные универсальные и специализированные микропроцессоры и микроконтроллеры нашли широкое применение в компьютерных, телекоммуникационных, навигационных, информационных технологиях. Громадные интеллектуальные ресурсы ученых, разработчиков и производителей были направлены на развитие в первую очередь именно этих сфер применения.

В то же время человечество подошло вплотную к новой проблеме, также требующей концентрации усилий ученых и практиков на разрешении диалектического противоречия, обусловленного, с одной стороны, постоянно увеличивающимся потреблением энергии во всех сферах жизнедеятельности человека, а с другой — очевидной ограниченностью энергетических ресурсов нашей родной планеты.

Во всем мире наблюдается проблема дефицита природных ресурсов, используемых для получения и преобразования электрической энергии. Очевидные признаки грядущего энергетического кризиса в той или иной степени затрагивают все индустриально развитые страны. Одним из главных путей решения этой проблемы является развитие энергосберегающих технологий и создание энергосберегающих изделий на их основе.

При этом на передний план выходит задача существенного снижения потерь электрической энергии в технологической цепи «производство — преобразование — использование электрической энергии» [1]. И здесь одну из важнейших задач призвана решить силовая электроника. Эта отрасль как самостоятельное направление научно-технического прогресса в настоящее время ориентирована на решение сложных задач эффективного управления, регулирования процессами преобразования электрической энергии в самых разных областях науки и техники.

В табл. 1.1 в обобщенном виде представлены источники поступления энергии, виды используемой энергии и типы промышленных предприятий (электростанций), которые осуществляют преобразование соответствующего вида энергии в электрическую энергию и ее передачу потребителям.

Таблица 1.1. Основные виды и источники энергии

Источник энергии	Вид энергии	Электростанции
Солнечное излучение	Прямая энергия излучения Солнца	Солнечные электростанции
	Преобразованная энергия Солнца	
	Энергия рек Энергия ветра	Гидроэлектростанции Ветровые электростанции
	Энергия волн	Электростанции, использующие энергию волн
	Энергия ископаемых ресурсов (угля, нефти, природного газа и др.), биотопливо	Теплоэлектростанции
Гравитация Луны	Энергия приливов и отливов	Приливные электростанции
Радиоактивные вещества	Энергия радиоактивного распада	Атомные электростанции
Геотермальная энергия	Тепло недр Земли	Геотермальные станции

Таблица 1.2. Прогноз времени истощения ресурсов Земли [2]

Вещество	Запасы	% роста в год	Время истощения, лет
Уголь	5×10^{12} т	4,1	150–200
Нефть	$4,5 \times 10^{11}$ т	4,0	40–50
Природный газ	3×10^{13} м ³	4,7	50–70
Урановая руда			85

Прогнозируемое время истощения ресурсов здесь вычислено в предположении, что в течение будущих десятилетий объемы всех разведанных ресурсов вырастут в пять раз по сравнению с данными, приведенными в таблице.

В табл. 1.2 [2] представлены прогнозные данные, характеризующие запасы основных ресурсов (уголь, нефть, природный газ, урановая руда), средний годовой процент увеличения их потребления в масштабах всей планеты и прогнозируемое время их истощения.

Прежде чем переходить к изложению последующего материала, следует отметить, что как само название направления («силовая электроника»), так и терминология в этой области еще находятся в стадии формирования. Достаточно напомнить, что даже в широко используемой в Интернете «Википедии» по категории «силовая электроника» нет общепринятой «основной статьи», хотя в то же время там содержатся только две «подкатегории»: «источники питания» и «системы управления электродвигателями», в которых имеются ссылки на более трех десятков страниц, где содержатся характеристики таких терминов, как «электрический привод», «тиристор», «выпрямитель», «тиристорный регулятор мощности», IGBT и др.

Силовая электроника как самостоятельное научно-техническое направление сформировалась для эффективного управления процессами преобразования электрической энергии. Все известные системы преобразования электрической энергии можно представить в виде обобщенной структуры (табл. 1.3), содержащей следующие основные блоки: блок реализации алгоритмов управления, блок сопряжения, выходной блок преобразования и управления исполнительным устройством. Микросхемы и дискретные приборы, выполняющие функции этих блоков систем преобразования электрической энергии, относятся к элементной базе силовой электроники, описанию структур и особенностей применения которых в реальных электронных устройствах и системах посвящены последующие главы этой книги.

Таблица 1.3. Типовая структура системы преобразования электрической энергии

Система преобразования электрической энергии		
Блок реализации алгоритмов управления	Блок сопряжения	Выходной блок преобразования и управления исполнительным устройством

На момент выхода этой книги более двух третей всей вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется в преобразованном виде.

Согласно данным известной американской фирмы International Rectifier, одного из крупнейших изготовителей элементов силовой электроники, больше всего электрической энергии в мире потребляют электродвигатели (55%), на втором месте – осветительные приборы (21%). Мощные источники питания для всех типов электронного оборудования (средств связи, компьютерного оборудования и других потребителей) потребляют всего 6% электрической энергии, а на остальных потребителей приходится оставшиеся 18%.

Например, используя процесс преобразования электроэнергии, позволяющий перейти от устаревших ламп накаливания к электронным флуоресцентным лампам, можно вдвое снизить потребление энергии. Флуоресцентные лампы потребляют на 75% энергии меньше, чем лампы накаливания, при одном и том же уровне освещенности. Известно также, что замена традиционных ламп накаливания «сверхъяркими» светодиодами с питанием от специальных микросхем драйверов – преобразователей электроэнергии позволит сберечь около 20% всей потребляемой мировой электроэнергии.

Эксперты в области энергосбережения утверждают, что около 40% потребляемой энергии можно сэкономить за счет замены «старых» нерегулируемых двигателей на так называемый электрический привод с электронным регулированием.

Как известно, в большинстве находящихся в эксплуатации типовых холодильников в настоящее время для управления работой основного энергопотребляющего агрегата – компрессора используется нерегулируемый электродвигатель. Однако ведущие производители холодильников уже поставляют на мировой рынок компрессоры с изменяющейся скоростью работы электродвигателя компрессора. Для типовых бытовых холодильников с объемом 20 куб. футов (566 куб. дм) это означает снижение домашнего потребления энергии более чем на 70%.

Микроэлектронные устройства преобразования энергии позволяют также существенно уменьшить вес, объемы и габаритные размеры большинства радиоэлектронных бытовых и промышленных приборов, снизить требования к их охлаждению, а также исключить от 5 до 10% потерь энергии в мощных источниках питания мобильных телефонов, компьютеров, серверов, сетей и телекоммуникационного оборудования.

Таким образом, развитие силовой электроники является одним из несомненных достижений научно-технического прогресса, что заставляет разработчиков различных радиоэлектронных устройств активно изучать и использовать элементную базу силовой электроники в своих изделиях.

В этой связи необходимо отметить, что требования, предъявляемые, например, к современной радиоэлектронной аппаратуре, которыми руководствовались разработчики 90-х годов прошлого века, в последнее время подверглись весьма

существенному пересмотру и изменениям. Теперь особое внимание уделяется не только их функциональным возможностям и характеристикам, но и массогабаритным показателям, и оптимизации расхода электроэнергии, что крайне существенно при работе от аккумуляторов. Подверглись существенному пересмотру и подходы к проектированию систем питания для аппаратуры радиоэлектронных комплексов нового поколения как гражданского, так и военного (сухопутно-наземного, морского, авиационного и космического) применений, как неперемещаемой (стационарной), так и подвижной (мобильной).

Чтобы читатель мог лучше ориентироваться при изучении материала последующих глав, необходимо рассмотреть сложившуюся общепринятую классификацию элементной базы силовой электроники.

1.2. Классификация микроэлектронных устройств силовой электроники

В общем случае все многообразие микроэлектронных устройств силовой электроники можно разделить на две большие группы – дискретные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы (ИМС) для силовой электроники (рис. 1.1).

В свою очередь силовые дискретные полупроводниковые приборы подразделяются на силовые диоды (диоды Шоттки, диоды Зенера, стабилитроны), силовые дискретные транзисторы (биполярные, Дарлингтона, MOSFET, IGBT, интеллектуальные MOSFET), многопереходные структуры (тиристоры, динисторы, симисторы) и мощные силовые модули на основе IGBT и тиристорно-диодных сборок.

Детальному рассмотрению каждого из этих типов силовых элементов посвящены последующие главы, а в этом разделе мы отметим лишь основные их отличительные признаки.

Так, дискретные полевые транзисторы с изолированным затвором типа MOSFET и их интегрированные сборки предназначены в основном для использования в корректорах коэффициента мощности (РЕС), в полумостовых или мостовых структурах высокочастотных (ВЧ) инверторов и преобразователей энергии. Их отличительной характеристикой является возможность реализации на основе MOSFET законченных систем и источников питания большой и сверхбольшой мощности, которые могут работать на частотах преобразования 100–300 кГц и более с удельной мощностью до 700–1000 Вт/дм³.

Силовые модули, в свою очередь, подразделяются на универсальные и специализированные. Среди универсальных модулей следует выделить интегрированные силовые модули (ИСМ или IPM) на основе IGBT, которые широко используются в системах управления электроприводом в одно- или трехфазных электросетях. Они могут включать в себя следующие элементы: выпрямительные мосты по соответствующей схеме, содержащие от двух до семи модулей IGBT, прерыватели (чопперы) на IGBT, мощные пусковые терморезисторы и др.

На таких универсальных силовых модулях создаются различные модификации систем управления, например однофазный выпрямитель / чоппер / инвертор, однофазный выпрямитель / инвертор, трехфазный выпрямитель / инвертор, трехфазный выпрямитель / чоппер / инвертор и др.

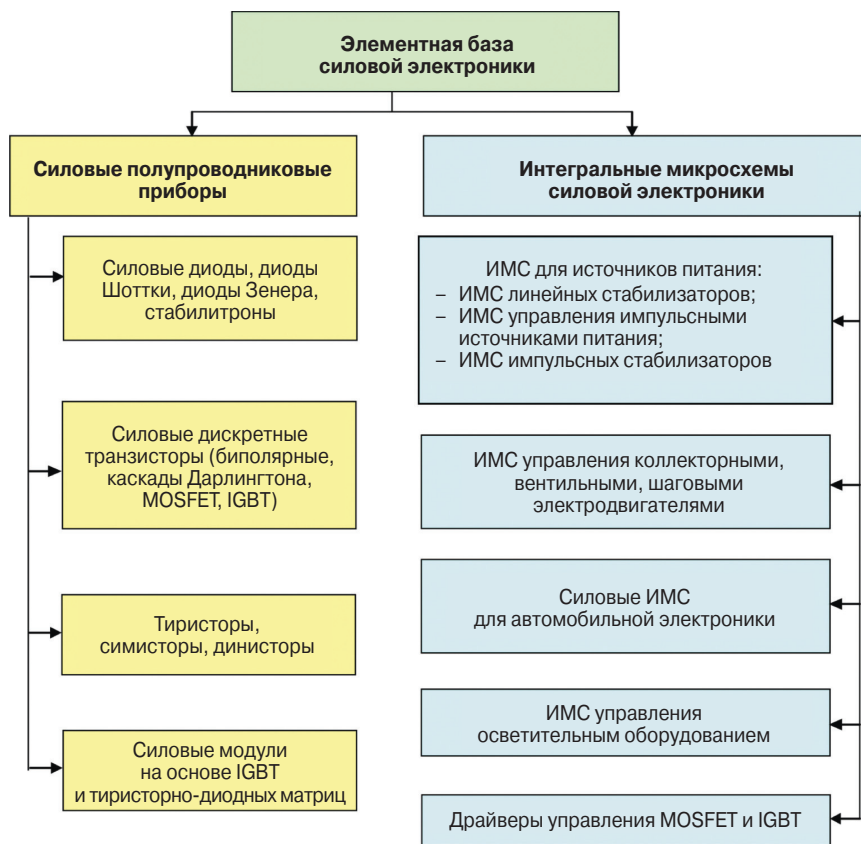


Рис. 1.1. Классификация элементной базы силовой электроники

Специализированные силовые модули проектируются обычно на очень большую мощность и имеют достаточно сложную внутреннюю организацию. Так, стандартный трехфазный инвертор типа SK/POWER фирмы SEMIKRON мощностью до 250 кВт широко используется в электрическом или гибридном автотранспорте мировых фирм – производителей автомобильной техники и содержит в своем составе следующие типовые блоки:

- силовую IGBT-секцию;
- датчики напряжения, тока и температуры;
- устройства управления и защиты;
- перепрограммируемый цифровой сигнальный микропроцессор;
- фильтр электромагнитных помех;
- радиатор жидкостного охлаждения и др.

Одной из разновидностей этого направления также являются силовые модули, конструктивно выполненные в виде последовательного соединения из нескольких IGBT и предназначенные для применения в системах управления электроприводом, в сверхмощных импульсных источниках вторичного электропитания и т.п.

Запираемые тиристоры (GTO) в основном используются в тяговых электроприводах большой мощности [3]. Наибольшее применение они находят в случае

совместного использования со встроенными микросхемами управления (IGBT) на напряжениях от 4500 до 6000 В и токах от 400 до 2700 А.

Для работы в условиях высокого уровня воздействия электромагнитных помех, возникающих в процессе коммутации (это энергосберегающие преобразователи для линий передачи постоянного тока высокого напряжения типа HVDC, компенсаторы реактивной мощности типа SVC), используются мощные высоковольтные тиристоры с прямым управлением светом по оптическому кабелю (так называемые Light Triggered Thyristors – LTT).

Самостоятельное направление развития «силовые тиристоры» – диодные модули на напряжения от 800 до 1600 В и токи до 90 А. Обычно в их состав включают последовательно соединенные как минимум два мощных тиристора, которые в соответствии с алгоритмом управления встроенного контроллера можно объединять для организации схемы встречно-параллельного включения.

Кремниевые диоды Шоттки широко используются как индивидуально, так и в составе силовых интегрированных сборок на напряжение от 35 до 50 В, причем в составе такого силового модуля обычно применяются как минимум два диода Шоттки, которые также могут быть использованы в различных комбинациях их соединений.

Наиболее широко в энергосберегающей аппаратуре используются стандартные выпрямительные кремниевые силовые диоды и силовые модули на их основе.

Применяя эти модули в сетевых выпрямителях для сверхмощных блоков питания, можно существенно снизить потери мощности в самом выпрямительном узле, а также повысить КПД всего блока питания.

В свою очередь, все интегральные микросхемы (ИМС) для силовой электроники в зависимости от их назначения и особенностей применения можно разделить на пять основных групп:

- ИМС для источников питания (наиболее значимая по составу номенклатуры серия ИМС);
- ИМС для управления различными электродвигателями (коллекторными, шаговыми, вентильными);
- силовые ИМС для автомобильной электроники (их также используют в электронных системах управления сельскохозяйственной техникой – в тракторах, зерно- и кормоуборочных комбайнах, грузовых и карьерных автомобилях, автопогрузчиках, мотоциклах и пр.);
- ИМС для управления осветительным оборудованием (бытовыми и промышленными лампами дневного света, мощными промышленными светильниками, светильниками для освещения улиц и т.п.);
- ИМС управления мощными силовыми дискретными полупроводниковыми приборами (MOSFET, IGBT и модули на их основе).

ИМС для автомобильной электроники выделены в отдельную группу в качестве примера применения. Можно отдельно рассмотреть ИМС для легковых и грузовых автомобилей, тракторов, железнодорожного транспорта, морского и речного транспорта, бытовой и промышленной электроники, авионики, космических аппаратов и др. Но небольшой объем данной книги не позволяет осветить все перечисленные группы ИМС. Группа ИМС для автомобильной электроники выбрана здесь

потому, что это одна из самых массовых и востребованных сегодня групп. Кроме того, она включает в себя все типы ИМС, рассматриваемые в других разделах с учетом специфики их применения: ИМС для источников питания, управления электродвигателями, управления осветительным оборудованием, ИМС управления MOSFET и IGBT, а также управления двигателями внутреннего сгорания, ИМС таймера стеклоочистителей и др. Особенности аналогичных полупроводниковых приборов и ИМС для электронных систем космических аппаратов достаточно подробно описаны в литературе [4].

В заключение этой главы следует отметить, что при рассмотрении собственно ИМС и дискретных полупроводниковых приборов силовой электроники необходимо учитывать одну из их основных проблем, связанных с особенностями их применения в составе проектируемых электронных систем, – проблему отвода от полупроводникового кристалла тепловой мощности, рассеиваемой им в процессе функционирования.

Литература к главе 1

1. Современная электроника, 2005, № 6. – С. 1.
2. Кондрашов А.П. Справочник необходимых знаний. – М.: РИПОЛ КЛАССИК, 2001.
3. Ковалев В.Д., Евсеев Ю.А., Сурма А.М. Элементная база силовой полупроводниковой электроники в России. Состояние и перспективы развития // Электротехника, 2005, № 8. – С. 3–23.
4. Белоус А.И., Солодуха В.А., Шведов С.В. Космическая электроника. – М.: Техносфера, 2015.

ГЛАВА 2

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

2.1. Силовые полупроводниковые диоды

Классический диод представляет собой нелинейный элемент с двумя выводами, сформированными между р- и n-областями р-n-перехода (рис. 2.1). Вспомним основы теории первых полупроводников.

Как известно, р-n-переход формируется в полупроводниковом кристалле путем создания двух легированных областей с проводимостью р-типа и проводимостью n-типа. Из-за огромных перепадов концентраций вблизи перехода в такой структуре возникают так называемые токи диффузии. Электроны будут диффундировать в материал р-типа, оставляя за собой захваченные положительные ионы, а дырки будут диффундировать в материал n-типа, оставляя за собой захваченные отрицательные ионы. Эти захваченные ионы порождают электрическое поле вблизи этого перехода, которое, в свою очередь, вызовет поток дрейфа дырок и электронов в направлении, обратном направлению тока диффузии. Участок полупроводниковой структуры вблизи перехода, в котором существует электрическое поле, в классической литературе называется обедненной областью или областью пространственного заряда (ОПЗ). При нулевом внешнем напряжении на диоде в области р-n-перехода существует определенный потенциальный барьер, благодаря которому токи диффузии (электронов из n-области и дырок из р-области) и дрейфа (наоборот) взаимно уравниваются друг друга. Если же к выводам этого диода приложить внешнее напряжение, то это равновесие будет нарушено.

Такой дисбаланс, возникающий между направлениями тока диффузии и тока дрейфа, неизбежно вызовет движение заряда через этот переход. Если приложенное напряжение будет снижать разность потенциалов в области полупроводникового перехода, то величина тока дрейфа уменьшится и здесь будет преобладать процесс диффузии дырок и электронов через переход (инжекция). В этом случае говорят, что диод имеет прямое смещение. Если же приложенное напряжение увеличивает разность потенциалов на переходе, то будет присутствовать лишь небольшой ток утечки, обусловленный своим появлением эффектом рождения многочисленных электронно-дырочных пар в окрестности перехода вследствие известного эффекта термогенерации. Диод при этом находится в состоянии обратного смещения. Ширина области пространственного заряда при прямом смещении диода уменьшается, а при обратном — увеличивается. Обобщенная вольт-амперная характеристика такого диода представлена на рис. 2.2.

Плотность тока через диод определяется известным выражением

$$J = J_s \times (e^{qU_a/kT}), \quad (2.1)$$

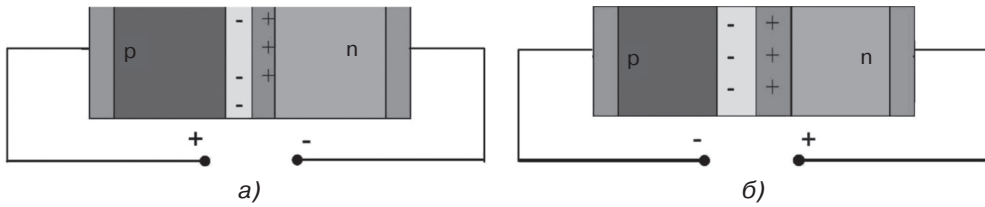


Рис. 2.1. Основные режимы включения р-п-перехода: режим прямого смещения (а); режим обратного смещения (б)

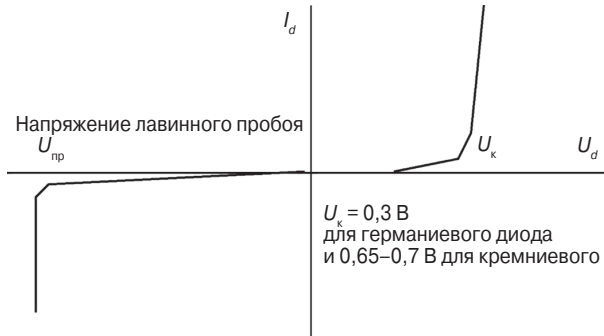


Рис. 2.2. Вольт-амперная характеристика диода

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).

Современные силовые диоды обычно работают при высоких напряжениях и больших токах. Их характерные обратные напряжения — до нескольких киловольт, а прямые токи — до нескольких кА.

Величина напряженности электрического поля в области перехода у диода с обратным смещением определяется величиной приложенного напряжения обратного смещения и величинами концентрации примеси в участках р- и n-типа. Известно два основных механизма, которые обуславливают появление напряжения пробоя и называются соответственно «*зенеровский пробой*» и «*лавинный пробой*».

Зенеровский пробой может произойти в том случае, когда обе стороны перехода сильно легированы и существует напряжение обратного смещения. На рис. 2.3 представлена зонная диаграмма р-п-перехода для случая зенеровского пробоя.

Из этого рисунка видно, что под влиянием напряжения обратного смещения значительная часть заполненных вакансий в валентной зоне материала р-типа оказывается на одном уровне со свободными вакансиями в зоне проводимости n-слоя. Если энергетический барьер, разделяющий эти «свободные» и «заполненные» состояния, достаточно узок, то электроны благодаря туннельному эффекту могут переходить из валентной зоны р-слоя в зону проводимости n-слоя. Этот классический квантово-механический процесс туннельного перехода и создает процесс генерации обратного тока через р-п-переход. Ширина обедненного слоя обычно убывает (уменьшается) с возрастанием уровня концентрации примеси донора и акцептора и увеличивается с ростом величины обратного смещения.

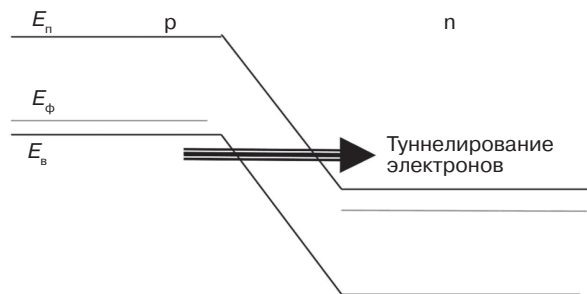


Рис. 2.3. Зонная диаграмма p-n-перехода с зонеровским (туннельным) пробоем

Весь этот процесс называется *эффектом Зенера* (или *зенеровским пробоем*). В литературе этот процесс часто называют также туннельным пробоем.

Однако у большинства силовых полупроводниковых приборов один из слоев p-n-перехода легирован слабо, поэтому напряжение не достигает уровня зонеровского пробоя. При этих условиях основным механизмом, вызывающим пробой, становится так называемый *лавинный пробой*. Причиной запуска механизма лавинного пробоя являются «броуновские» столкновения между носителями заряда и валентными электронами в обедненном слое при обратном смещении. По мере увеличения численного значения напряжения обратного смещения все больше электронов и (или) дырок получают кинетическую энергию, вполне достаточную для рождения электронно-дырочной пары при столкновении с валентным электроном. Эти «вновь рожденные» электроны и дырки, в свою очередь, ускоряются в электрическом поле и набирают кинетическую энергию, достаточную для рождения очередной электронно-дырочной пары при столкновении с валентными электронами и т.д.

Следует отметить, что классические приборы с туннельным пробоем обычно имеют более низкие пробивные напряжения, чем приборы с лавинным пробоем. В кремнии чистый туннельный пробой обычно имеет место для диодов с $U_{пр}$ меньше 5 В и концентрацией примеси N_n более 10^{18} см⁻³. При более высоких напряжениях чаще всего преобладает лавинный механизм пробоя. Согласно первым исследованиям, проведенным еще Миллером [1], величина напряжения лавинного пробоя p-n-перехода, в случаях если концентрация примеси не превосходит $2 \cdot 10^{17}$ атом/см³, определяется следующим выражением:

$$U_{пр} = (2,3 \cdot 10^{12}) \cdot (N_n)^{-0,66}. \quad (2.2)$$

При большей концентрации примеси эта зависимость отклоняется от прямой благодаря процессу насыщения. То есть напряженность электрического поля возрастает до величин, намного превосходящих необходимую для разрыва ковалентных связей. Однако дальнейшее увеличение N_n не приводит к уменьшению $U_{пр}$.

Промышленные диоды со строго заданными величинами пробивных напряжений называют *стабилитронами* независимо от действующего в них механизма пробоя.

Выпрямительные диоды, в которых используются для работы как прямая, так и обратная ветвь характеристики, называют диодами Зенера.

К следующему типу силовых полупроводниковых приборов относятся *диоды Шоттки*, принцип работы которых основан на выпрямляющем контакте металл – полупроводник. Такой контакт обычно получается в двух случаях:

- для полупроводника n-типа – если работа выхода полупроводника меньше, чем металла;
- для полупроводника p-типа – если работа выхода полупроводника больше, чем металла.

Поэтому диоды, в которых используется выпрямляющий переход металл – полупроводник, обычно называются диодами Шоттки. В таких диодах более предпочтительным является использование n-типа полупроводника из-за более высокой подвижности электронов (μ_n) по сравнению с подвижностью дырок.

Диоды Шоттки по сравнению с биполярными диодами имеют два основных преимущества:

- величина прямого падения напряжения у них при той же плотности тока на несколько десятых вольта меньше;
- поскольку канал тока в диоде Шоттки образуется только благодаря механизму дрейфа, отсутствует необходимость накапливать и устранять избыточные неосновные носители заряда.

Поэтому диоды Шоттки являются наиболее быстродействующими. Однако по сравнению с известными биполярными диодами недостатком диодов Шоттки является высокое значение обратного тока.

Большинство современных диодов Шоттки изготавливаются по планарной технологии с эпитаксиальным n-слоем, на поверхности которого создают оксидную маску, в которой вскрываются окна для формирования барьера. В качестве последнего используются различные металлы (Mo, Ni, Pt, Cr, Ti и др.), а также их сплавы и силициды. По периметру контактной области создается кольцевая область кремния p-типа (рис. 2.4а), которая служит для уменьшения величины трех краевых токов утечки.

Принцип действия такого «охранного» кольца заключается в следующем: степень легирования и размеры p-области проектируются таким образом, чтобы при электрических перенапряжениях на приборе ток пробоя протекал именно через p-n-переход, а не через контакт Шоттки.

Здесь мы видим, что области p-типа сформированы непосредственно в активной области перехода Шоттки. Поскольку в такой конструкции имеются два типа перехода: переход «металл – кремний» и p-n-переход, по своим свойствам и технологическим характеристикам она занимает промежуточное положение. Благодаря переходу Шоттки эта область имеет минимальные значения токов утечки, а из-за наличия p-n-перехода – большие численные значения напряжения при прямом смещении. Следует отметить, что эта конструкция, приведенная на рис. 2.4б, обладает и повышенной устойчивостью к действию разряда статического электричества. Это следует из принципа работы, который заключается в том, что объемные токи утечки замыкаются на обедненной области p-n-перехода, тем самым уменьшая величину электрического поля на границе раздела металл – полупроводник при прямом смещении, поскольку области пространственного заряда p-n-переходов здесь имеют минимальную ширину и ВАХ (рис. 2.5) диода близка к ВАХ типовой конструкции диода.

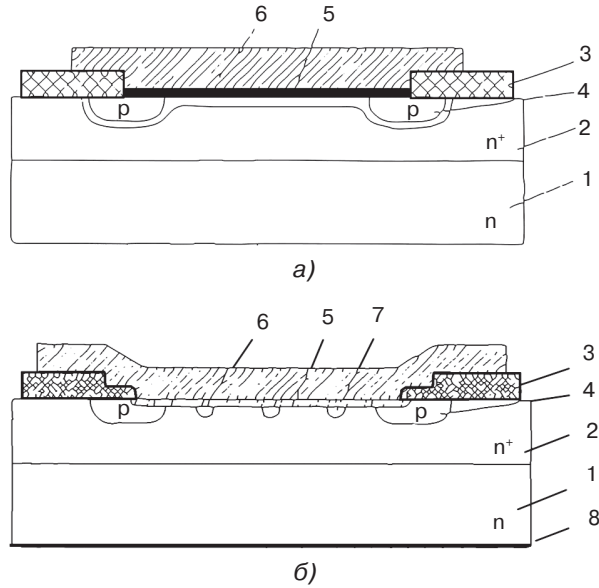


Рис. 2.4. Структура диода Шоттки: 1 – подложка; 2 – эпитаксиальный слой; 3 – слой SiO₂; 4 – охранное кольцо; 5 – барьер Шоттки; 6 – металлизация анода; 7 – диффузионные области p-типа; 8 – металлизация катода

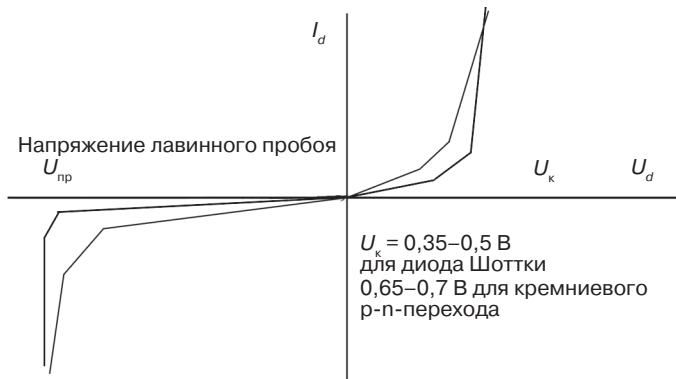


Рис. 2.5. Вольт-амперная характеристика диода Шоттки

При обратных же напряжениях область обеднения p-n-перехода увеличивается по мере увеличения прикладываемого напряжения и ОПЗ соседних p-n-переходов смыкается, образуя своего рода «экран», защищающий контакт Me-Si от высоких напряжений, которые могут вызвать большие объемные токи утечки.

Общий вид ВАХ диода Шоттки, смещенного в прямом направлении, определяется известным выражением

$$J = J_0 \times (e^{qU_a/kT} - 1). \tag{2.3}$$

Очевидно, что по форме она совпадает с классической ВАХ p-n-перехода, однако здесь величина тока J_0 гораздо выше, чем J_s (типичные значения диода Шот-

тки Al-Si при $25\text{ }^\circ\text{C}$ $J_0 = 1,6 \cdot 10^{-5}\text{ A/cm}^2$, а для p-n-перехода при $N_d = N_a = 10^{16}\text{ A/cm}^3$ $J_s = 10^{-10}\text{ A/cm}^2$).

Надо понимать, что при прямом смещении диода Шоттки к прямому падению напряжения на переходе добавляется еще и напряжение на самом полупроводнике. В свою очередь, сопротивление этой области содержит две независимые составляющие: сопротивление слаболегированной эпитаксиальной пленки (n^-) и омическое сопротивление сильнолегированной подложки (n^+). Для диода Шоттки с низким допустимым напряжением (менее 40 В) эти два сопротивления оказываются одного порядка, поскольку n^+ -область значительно длиннее (n^-)-области (примерно 500 и 5 мкм соответственно). Общее омическое сопротивление кремния площадью 1 cm^2 составляет в таком случае от 0,5 до 1 МОм, создавая падение напряжения в полупроводнике от 50 до 100 мВ при токе 100 А.

Если конструкция диода Шоттки проектируется для обеспечения величины допустимого обратного напряжения более чем 40 В, то величина сопротивления слаболегированной (n^-)-области возрастает очень быстро, поскольку для обеспечения более высокого значения величины обратного напряжения требуется использовать и более протяженную слаболегированную область и обеспечить еще более низкий уровень концентрации носителей. Как следствие, совокупное воздействие этих факторов приводит к возрастанию величины омического сопротивления этой (n^-)-области диода.

Большая величина омического сопротивления является одной из основных причин того, что обычные кремниевые диоды Шоттки не используются в приложениях, требующих напряжения свыше 200 В.

Для снижения численных значений величин обратных токов утечки, повышения устойчивости к воздействию разрядов статического электричества разработчиками используются специальные конструкторско-технологические решения.

Так, например, для снижения численных значений величин токов утечки и повышения процента выхода годных диодов Шоттки в окне под барьерный слой конструкторы выполняют углубление величиной 0,05–0,5 мкм [2, 3], а после формирования этого углубления в эпитаксиальном слое проводят отжиг при температуре 550–650 $^\circ\text{C}$ в среде азота в течение 2–6 часов [3]. Снижения величины численных значений обратных токов молибденовых диодов Шоттки также достигают путем создания специального геттерирующего слоя непосредственно перед нанесением эпитаксиального слоя путем полирования обратной стороны подложки свободным абразивом, а затем, после создания металлизации электрода Шоттки, механически удаляют геттерирующий слой [4]. Для снижения величин обратных токов и прямого напряжения иногда используют специальный барьерный слой, содержащий Pt и Ni [5]. Снижению величин обратных токов диода Шоттки также способствует использование операции геттерирования путем ионного легирования гелия или водорода в непланарную сторону подложки [6]. Снижения величин обратных токов диода Шоттки, наряду с повышением их устойчивости к разрядам статического электричества, достигают также путем формирования специального охранного кольца, формируемого диффузией бора из неограниченного источника бора [7, 8]. Для повышения технологичности изготовления платиновых диодов Шоттки и снижения расхода драгоценного металла платины при изготовлении барьерного слоя иногда

используют специальную «многокомпонентную» мишень, содержащую ванадий, платину и никель [9, 10]. Следует отметить, что при выдерживании оптимальных соотношений между шириной и глубиной «охранного кольца» также можно существенно снизить величины обратных токов утечки диодов Шоттки и существенно повысить их устойчивость к воздействию разрядов статического электричества [11].

Основные конструктивно-технологические способы формирования диодов Шоттки с пониженным значением величины обратных токов и прямых напряжений приведены в литературе [12].

2.2. Силовые транзисторы

2.2.1. Биполярный транзистор

Биполярный силовой транзистор – это классический полупроводниковый прибор, изготовленный в виде трехслойной полупроводниковой структуры, содержащий два близко расположенных между собой p-n-перехода. Такой транзистор имеет всего лишь три вывода: «эмиттер», «база», «коллектор».

Активный режим работы такого «классического» транзистора (рис. 2.6) можно кратко описать следующим образом: эмиттерный переход всегда смещен в прямом направлении, что обеспечивает инжекцию неосновных носителей в область базы. Коллекторный переход здесь смещен в обратном направлении и обеспечивает сбор всех неосновных носителей, инжектированных эмиттерным переходом в область базы. Понятно, что для этого область базы транзистора должна иметь достаточно малую толщину. Ведь в противном случае все инжектированные носители успеют быстро рекомбинировать при их прохождении через область базы. Рассмотрим более подробно физические механизмы этого процесса. Допустим, что через эмиттерный p-n-переход протекает 100% электронов. Если в области базы анализируемого транзистора приблизительно 1% инжектированных электронов рекомбинируют, то оставшиеся 99% электронов пройдут (экстрагируют) через коллекторный переход и тогда общий ток эмиттера $I_э$ будет равен сумме токов базы $I_б$ и коллектора $I_к$:

$$I_э = I_б + I_к. \quad (2.4)$$

Как правило, в схеме включения транзистора с общей базой вывод базы транзистора используют как общий и для входа, и выхода. Коэффициент усиления по току в этом случае определяется следующим выражением:

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э} (\leq 1). \quad (2.5)$$

Очевидно, что значение α в этом случае всегда меньше 1.

В схеме включения с общим эмиттером конструкторы вывод эмиттера используют обычно как общий и для входа, и выхода. Величина коэффициента усиления по току в этом случае будет определяться следующим простым выражением:

$$\beta = \frac{I_к}{I_б}. \quad (2.6)$$

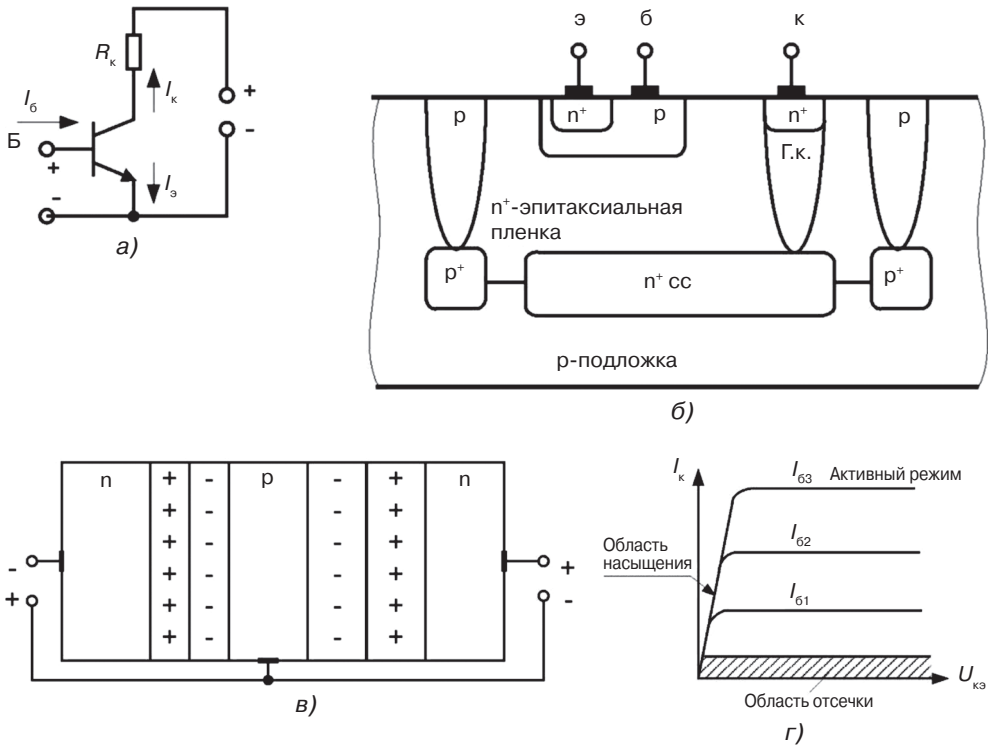


Рис. 2.6. Условное обозначение схем включения с общим эмиттером (а), структура (б), упрощенная структура со схемой включения с общей базой (в) и выходная вольт-амперная характеристика классического n-p-n-транзистора (г)

Здесь надо отметить, что типовые значения β могут изменяться в диапазоне от 10 до 250.

Как известно, на выходной характеристике силового транзистора при его включении по схеме с общим эмиттером можно выделить три характерные области:

- активный режим;
- режим отсечки;
- режим насыщения.

Следует отметить, что ток через коллекторный переход в режиме отсечки очень мал и его не используют в аналитических расчетах.

В режиме насыщения обычно значение величины напряжения $U_{кэ}$ на транзисторе очень низкое – от 0,1 до 0,3 В. В данном режиме оба p-n-перехода транзистора включены в прямом направлении, этот режим называется режимом включенного состояния. Чтобы перевести транзистор из активного режима в режим насыщения при заданном токе коллектора, необходимо соответствующим образом увеличить численное значение тока базы этого транзистора.

Очевидно, что такой транзистор является устройством, управляемым током, и работает как управляемый ключ. Когда этот транзистор насыщен, он работает как открытый ключ, а когда находится в области отсечки, он работает как разомкнутый ключ.

Здесь уместно будет привести основное выражение известной модели Эберса – Молла для такого транзистора, которое имеет следующий вид:

$$I_{\kappa} = I_{\text{нас}} \cdot \left(e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{KT/q}} - 1 \right), \tag{2.7}$$

где $I_{\text{нас}}$ – обратный ток эмиттерного перехода.

2.2.2. Мощные биполярные транзисторы и каскады Дарлингтона

Стандартный мощный биполярный транзистор является полупроводниковым силовым прибором с вертикальной структурой: с коллектором на подложке и выводами базы и эмиттера сверху (рис. 2.7) [13–17].

Конструкция коллектора силового биполярного транзистора обычно имеет две области: слаболегированную n^- -область и сильнолегированную подложку (рис. 2.7а). Следует отметить, что n^- -область коллектора всегда легируется слабее, чем область базы: это делается для того, чтобы заставить ОПЗ коллекторного перехода расширяться главным образом в область коллектора, а не в область базы.

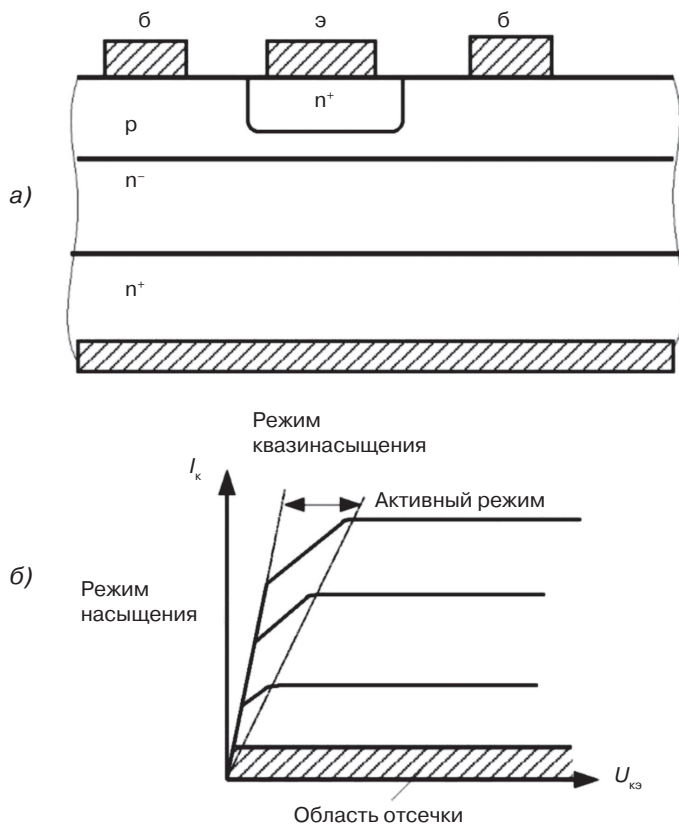


Рис. 2.7. Эскиз вертикального сечения структуры (а) и выходная вольт-амперная характеристика (б) мощного биполярного n-p-n-транзистора

Когда такой мощный биполярный транзистор включен (насыщен), вся n^- -область находится в состоянии высокой инжекции и ток в ней генерируется благодаря только механизму дрейфа. Именно по этой причине эту n^- -область конструкции транзистора называют дрейфовой областью. Подобной такой полупроводниковой области в обычном (маломощном) транзисторе нет. Конечно, при насыщении транзистора проводимость этой n^- -области соответственно изменяется, происходит инверсия проводимости. Поэтому у стандартного мощного биполярного транзистора имеется всего четыре основных режима работы: насыщения, квазинасыщения, активный и отсечки (рис. 2.7б). Величина тока базы мощного транзистора должна быть достаточно большой для того, чтобы ускорить процессы переключения транзистора.

При выключении мощного биполярного транзистора необходимо достаточно большое время для устранения избыточных зарядов неосновных носителей сначала из коллектора, а затем и из области базы.

Для ускорения процесса выключения мощного биполярного транзистора разработчики часто подают импульс отрицательного напряжения непосредственно на базу. Для ускорения процесса выключения транзистора в процессе изготовления кристалла его базу обычно легируют очень сильно в ущерб максимальному значению коэффициента усиления β .

Как известно, обычно коэффициент усиления стандартного мощного биполярного транзистора β (или h_{213}) составляет от 5 до 20. Это связано с тем, что концентрация примеси в базе мощного биполярного транзистора делается очень высокой для снижения величины омического сопротивления базы. Низкое базовое сопротивление, полученное из-за высокой концентрации примеси, существенно ускоряет процессы переключения, но сильно снижает величину β . Поэтому для увеличения численного значения величины β используют включение биполярных транзисторов по схеме Дарлингтона (составной транзистор) [16].

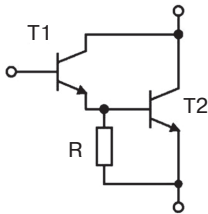


Рис. 2.8. Эквивалентная электрическая схема каскада Дарлингтона

Поскольку ток эмиттера транзистора T1 (рис. 2.8) фактически является током базы транзистора T2, то суммарный коэффициент усиления такой структуры определяется выражением

$$\beta_{\Sigma} = (\beta_{T1} + 1) \times \beta_{T2}, \quad (2.8)$$

при этом

$$\text{если } \beta_{T1} = \beta_{T2} = 5, \text{ то величина } \beta_{\Sigma} = (5 + 1) \times 5 = 30;$$

$$\text{если } \beta_{T1} = \beta_{T2} = 20, \text{ то величина } \beta_{\Sigma} = (20 + 1) \times 20 = 420.$$

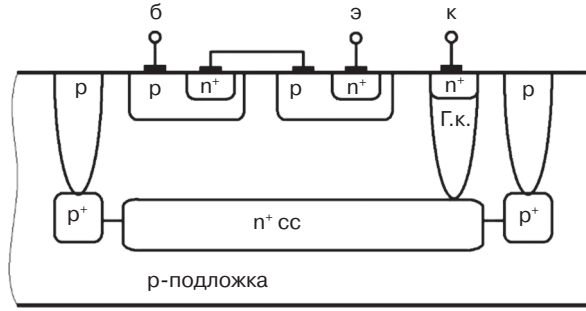


Рис. 2.9. Эскиз вертикальной структуры каскада Дарлингтона

На рис. 2.9 представлен эскиз вертикальной структуры каскада схемы Дарлингтона.

2.2.3. Мощные полевые транзисторы (MOSFET)

Следует отметить, что существуют значительные различия между электрическими параметрами, конструкцией и технологией изготовления маломощных и мощных полевых транзисторов MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) [13–15].

На рис. 2.10 представлен эскиз типовой структуры маломощного МОП-транзистора, а на рис. 2.11 – эскиз структуры мощного MOSFET-транзистора.

Ниже приведены основные формулы для определения численных значений параметров вольт-амперной характеристики MOSFET-транзистора (рис. 2.12)

Так, для случая $U_{си} < U_{зи} - U_{зи пор}$ численное значение величины выходного тока I_c можно определить из следующего выражения:

$$I_c = \frac{Z}{L} \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \left[(U_{зи} - U_{зи пор}) \cdot U_{си} - \frac{1}{2} U_{си}^2 \right], \tag{2.9}$$

где Z – ширина транзистора; L – длина канала транзистора; μ_n – подвижность электронов; C_{ox} – удельная емкость затвора; T – абсолютная температура (К); $U_{зи}$ – напряжение затвор – исток; $U_{зи пор}$ – пороговое напряжение затвор – исток; $U_{си}$ – напряжение сток – исток.

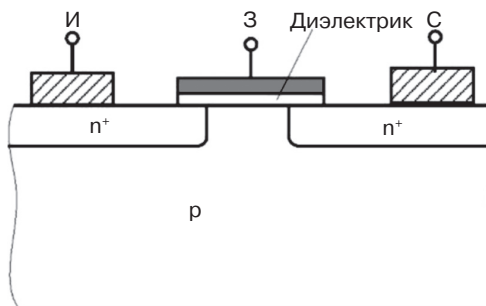


Рис. 2.10. Структура маломощного MOSFET-транзистора

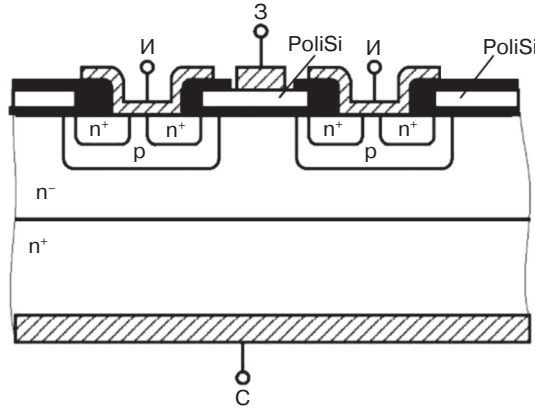


Рис. 2.11. Структура мощного MOSFET-транзистора

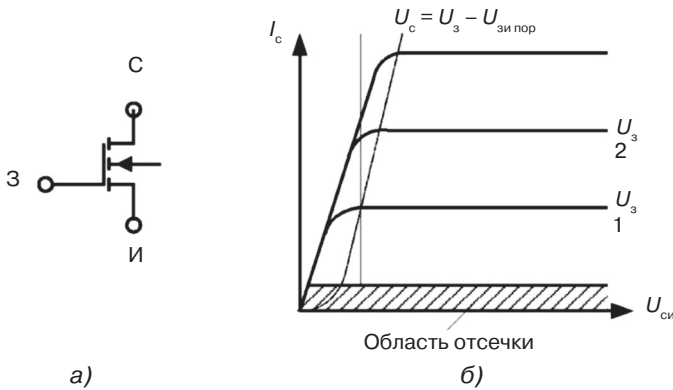


Рис. 2.12. Символьное обозначение (а) и выходная вольт-амперная характеристика (б) MOSFET-транзистора

Для режима $U_{си} \geq U_{зи} - U_{зи\ пор}$ численное значение величины тока I_c определяется следующим выражением:

$$I_c = \frac{Z}{L} \mu_n \cdot C_{ок} \cdot \frac{(U_{зи} - U_{зи\ пор})^2}{2}. \quad (2.10)$$

Как известно, стандартный МОП-транзистор (MOSFET) имеет три вывода (рис. 2.11): исток, сток и затвор. Величина тока, протекающего между истоком и стоком, управляется путем изменения величины потенциала на его затворе. Область затвора изолирована от сформированных в полупроводнике областей истока и стока тонким окисным слоем. Когда на затвор подано положительное напряжение в р-области полупроводника, появляется отрицательный приповерхностный заряд. При напряжении, равном пороговому, образуется инверсионный слой. Зона проводимости р-области заполняется электронами, между n-областями полупроводника появляется проводящий канал, и между истоком и стоком протекает ток. При нулевом или отрицательном напряжении на затворе МОП-транзистор ток

не проводит. Таким образом, МОП-транзистор фактически является прибором, управляемым напряжением.

Сегодня большинство маломощных n-канальных МОП-транзисторов изготавливаются с использованием подложки относительно слаболегированного p-типа. Области стока и истока здесь обычно выполнены на основе сильнолегированного кремния n^+ -типа. Используется в основном поликремниевый затвор. Маломощный MOSFET (МОП)-транзистор обычно имеет горизонтальную структуру.

Стандартный мощный MOSFET-транзистор всегда имеет вертикальную структуру, выполненную методом двойной диффузии. На подложке n^+ -типа с введенным эпитаксиальным слоем n^- -типа проводят первую диффузию (бор — примесь p-типа). Затем диффузией донорской примеси (фосфор) создают исток с высокой концентрацией носителей n^+ -типа. Контакт стока всегда расположен внизу на дне кремниевой пластины. Такая структура позволяет создать максимальную площадь контактов стока и истока в целях снижения последовательных омических сопротивлений слоев.

Проводящий канал в мощном MOSFET-транзисторе обычно формируется на поверхности p-областей снизу от оксида затвора, причем p-области соединены с истоком.

Слаболегированная область стока n^- -типа предназначена для роста ОПЗ, позволяя тем самым прибору выдерживать высокое напряжение при его выключении. Часто эта слаболегированная область называется областью дрейфа.

Численное значение величины напряжения непосредственно под оксидом затвора обычно достигает всего от 5 до 10 В по отношению к электроду затвора, хотя величина напряжения на стоке может достигать при этом сотен вольт. Вследствие того что этот транзистор работает на основных носителях, в нем не накапливаются избыточные носители, которые обычно определяют динамику стандартного биполярного транзистора. Динамика работы такого MOSFET определяется только окисным слоем затвора, емкостями ОПЗ, а также омическими сопротивлениями, которые определяют скорости заряда и разряда этих емкостей.

2.2.4. Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)

В стандартном биполярном транзисторе с изолированным затвором (IGBT — Isolated Gate Bipolar Transistor) соединены в одном кристалле по схеме составного фактически два типа разных транзисторов — мощный биполярный транзистор и управляющий MOSFET (рис. 2.13).

Такой комбинированный транзистор сочетает простоту управления MOSFET с низким падением величины напряжения на единицу площади кристалла, что свойственно любому биполярному транзистору [13].

Со времени организации массового промышленного выпуска первых типов IGBT в начале 80-х годов известно четыре поколения этих приборов.

Как мы уже указывали выше, площадь, занимаемая MOSFET в IGBT, обычно очень мала. Время включения IGBT такое же, как аналогичный параметр биполярного транзистора (вместе со временем задержки менее 80 нс), а время выключения намного больше, чем у одиночного биполярного транзистора (рис. 2.14).

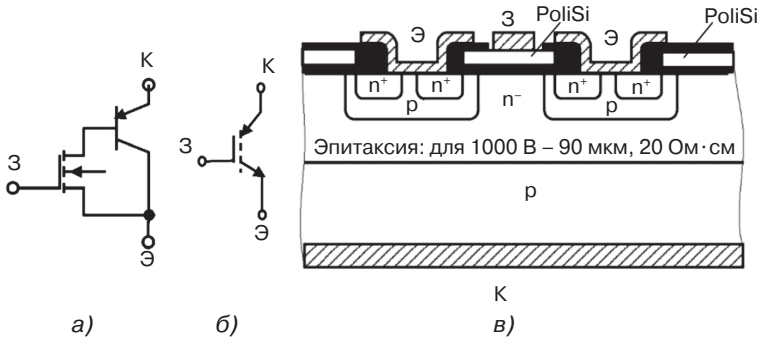


Рис. 2.13. Эквивалентная электрическая схема (а), символическое обозначение (б) и типовая структура IGBT (в)

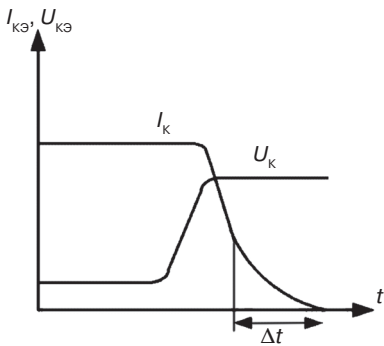


Рис. 2.14. Типовая зависимость величины напряжения $U_{кэ}$ от тока $I_{кэ}$ при выключении IGBT

Причина этого эффекта очевидна – в IGBT нет возможности ускорить процесс выключения путем создания канала отрицательного базового тока, поскольку база p-n-p-транзистора недоступна. Время выключения стандартного IGBT составляет от 200 нс до 1,5 мкс. В начале своего изменения ток коллектора снижается очень быстро, но затем медленно «тянется» к нулю. Начальный этап процесса соответствует той части тока устройства, которая идет непосредственно через MOSFET. «Тянувшаяся часть» тока (время Δt) здесь является током биполярного транзистора в режиме оборванной базы.

На рис. 2.11 и 2.13в показана типовая структура одной ячейки MOSFET или IGBT. Для уменьшения величины омического сопротивления «сток – исток» прибора, находящегося в открытом состоянии, на кристалле обычно параллельно соединяют несколько десятков (или даже сотен тысяч) таких приборов. Кроме того, уменьшить омическое сопротивление канала сток – исток прибора можно, существенно уменьшив длину канала и увеличив его ширину.

2.2.5. Модернизированные приборы: Trench- и CoolMOS-структуры

2.2.5.1. Trench-структура

Абсолютное большинство современных MOSFET- и IGBT-приборов изготавливаются по усовершенствованной Trench-технологии. На рис. 2.15 показана типовая структура такого MOSFET. Можно сказать, что в этом случае структура транзистора

разворачивается из «горизонтальной» в «вертикальную». Такое конструктивно-технологическое решение позволяет существенно уменьшить омическое сопротивление канала «сток – исток» транзистора, увеличить плотность тока, уменьшить размер кристалла и, следовательно, его стоимость.

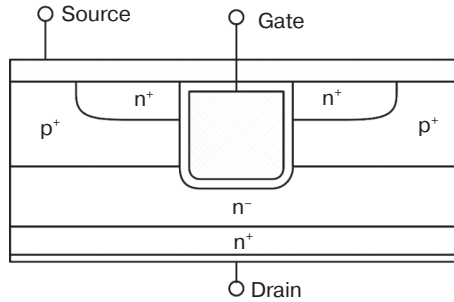


Рис. 2.15. Типовая структура MOSFET, изготовленного по Trench-технологии [17]

Для изготовления такой структуры вытравливается соответствующая канавка в кремнии. Затем производится окисление для создания качественного подзатворного диэлектрика. Затем эта канавка заполняется поликремнием. Из-за того что плотность ячеек получается более высокой, такая структура позволяет уменьшить значение омического сопротивления транзистора в открытом состоянии или уменьшить площадь кристалла с сохранением прежнего значения омического сопротивления. Как правило, применяется Trench-технология для приборов с рабочим напряжением до 100 В.

2.2.5.2. CoolMOS-структура

Для производства высоковольтных приборов обычно используется структура типа CoolMOS, в русскоязычной литературе – «МОП полевые транзисторы компенсационного типа» [18, 19].

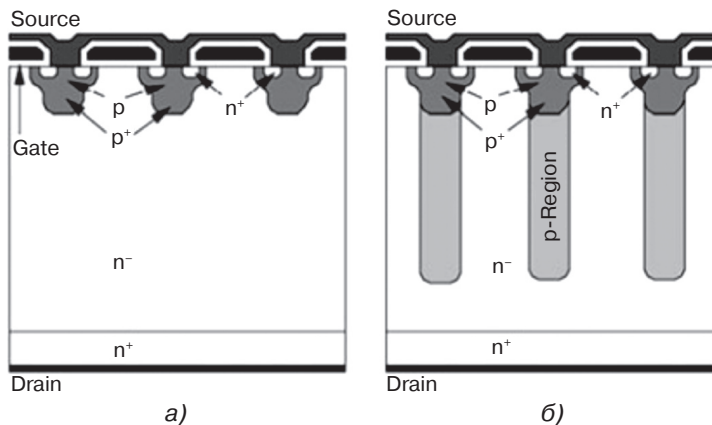


Рис. 2.16. Структура обычного MOSFET (а) и прибора компенсационного типа CoolMOS (б)

На рис. 2.16 показана типовая структура МОП полевого транзистора компенсационного типа в сравнении с обычным МОП-транзистором. Следует отметить, что в структуре МОП полевого транзистора компенсационного типа дрейфовая n^- -область стока «разделена» на множество дискретных зон сеткой глубоких узких областей p -типа (столбов), примыкающих к p -карманам, в которых формируются n^+ -истоки. Концентрация акцепторов в p -области обычно выбирается равной концентрации доноров в примыкающей дрейфовой области стока для обеспечения точной компенсации заряда.

Величина пробивных напряжений такой структуры обычно получается выше из-за смыкания ОПЗ рядом расположенных узких областей p -типа. Чем больше глубина p -области, тем более высокое внешнее напряжение может быть приложено к рассматриваемой структуре. Глубина увеличивается при использовании нескольких эпитаксиальных слоев n -типа с легированными областями p -типа на месте «столбов».

Новый тип структуры транзисторов позволяет значительно уменьшить сопротивление в открытом состоянии, поскольку теперь степень легирования проводящих n -областей не влияет на напряжение пробоя: при увеличении блокирующего напряжения прибора только область, к которой прикладывается напряжение, должна иметь большую толщину и, соответственно, более глубокие p -области. Поэтому больше не требуется снижение степени легирования для повышения $V_{BR DS}$. Зависимость омического сопротивления в открытом состоянии от величины напряжения пробоя, которая для обычных МОП-транзисторов имеет существенно нелинейный характер, здесь становится практически линейной.

На рис. 2.17 представлены типовые зависимости величины сопротивления эпитаксиального слоя на единицу площади R_{Epi} от напряжения пробоя V_{SD} для транзисторов компенсационного типа (superjunction) и для обычных МОП-транзисторов (conventional).

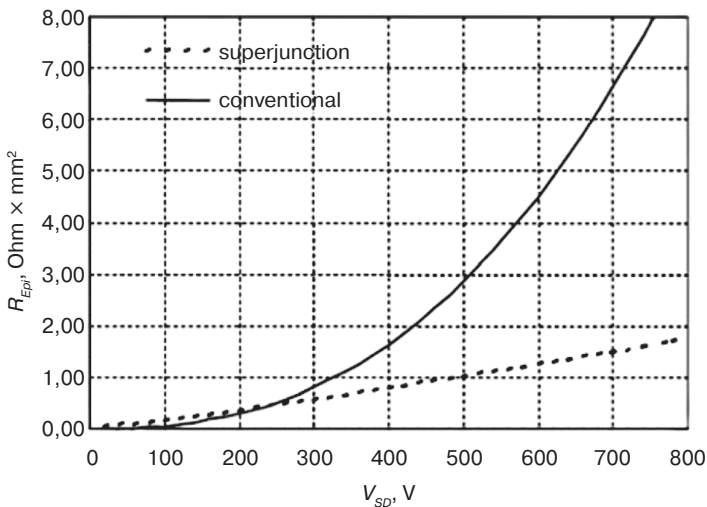


Рис. 2.17. Сопротивление R_{Epi} в зависимости от напряжения V_{SD} для обычных МОП-транзисторов (conventional MOSFET) и для приборов компенсационного типа (superjunction MOSFET или CoolMOS)

Для приборов с $V_{SD} \geq 600$ В применение подобной компенсационной технологии на практике обеспечивает более чем трехкратное снижение величины R_{Epi} .

2.3. Многослойные интегральные силовые приборы

2.3.1. Тиристоры

Тиристор – это четырехслойный полупроводниковый прибор (p-n-p-n) с тремя p-n-переходами (J_1, J_2, J_3), имеющий три вывода корпуса [20]. На рис. 2.18а представлено символическое обозначение, а на рис. 2.18б – типовая структура тиристора.

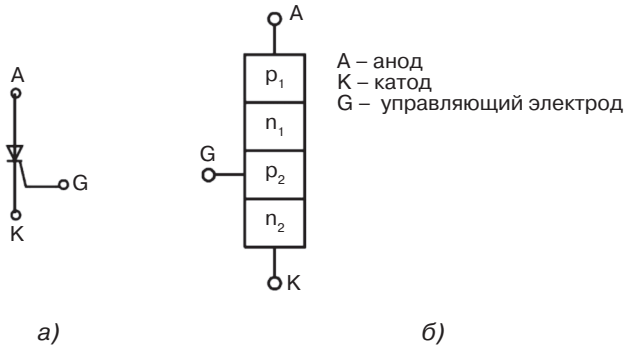


Рис. 2.18. Символическое обозначение (а) и структура (б) тиристора

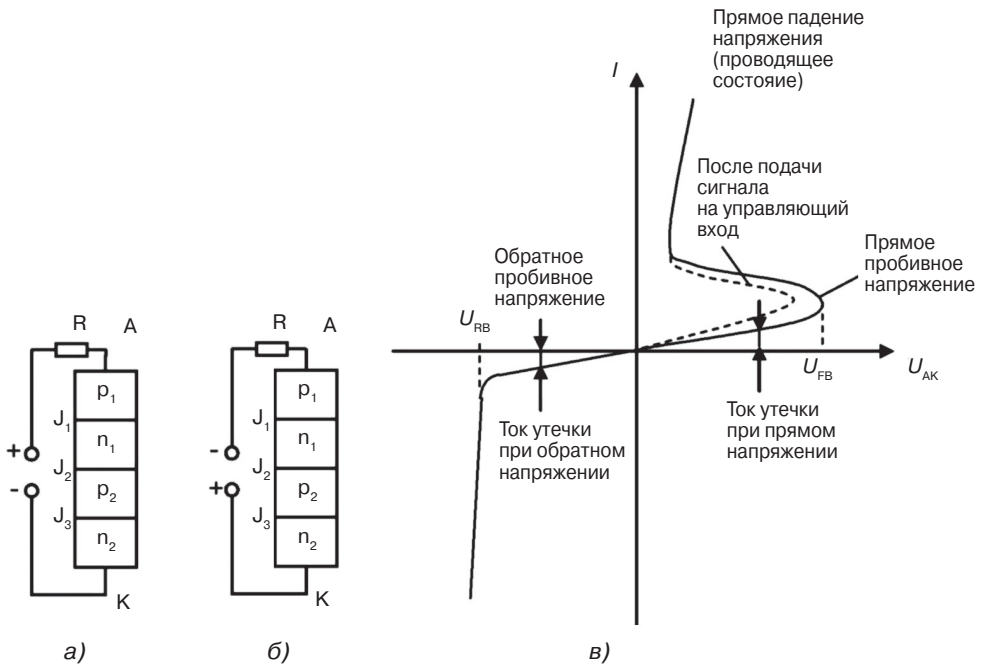


Рис. 2.19. Схема прямого включения (а), схема обратного включения (б) и вольт-амперная характеристика (в) тиристора

Когда тиристор включен в прямом направлении (рис. 2.19а), его р-п-переходы J_1 и J_3 смещены в прямом направлении.

Обычно переход J_2 смещен в обратном направлении и находится в закрытом состоянии. Электрический ток от анода к катоду в этом случае не протекает. Если напряжение на тиристоре увеличивается свыше значения U_{FB} , переход J_2 из-за инжекции в него неосновных носителей переходит в режим прямого смещения. Тиристор переключается в режим проводимости. Напряжение на тиристоре при этом падает до величины порядка 1 В, а остальное приложенное напряжение падает на резисторе, включенном в анодную цепь.

Когда же анод тиристора подключен к отрицательной клемме, а катод — к положительной (рис. 2.19б), то р-п-переходы J_1, J_3 смещены в обратном направлении, а р-п-переход J_2 смещен в прямом направлении. В этом случае ток от катода к аноду не протекает, тиристор ток не проводит. Эквивалентная схема тиристора при обратном смещении может быть представлена двумя последовательно включенными диодами, как это показано на рис. 2.20. Следовательно, характеристика обратного смещенного тиристора похожа на характеристику обратного смещенного р-п-перехода.

Процесс перехода тиристора из закрытого состояния в открытое называется включением.

Процесс перехода тиристора из открытого состояния в закрытое называется выключением.

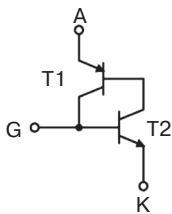


Рис. 2.20. Эквивалентная электрическая схема двухтранзисторного аналога тиристора

Когда потенциал управляющего электрода положителен относительно катода, п-р-п-транзистор включается, вследствие чего появляется ток в базовой области р-п-р-транзистора. В свою очередь, коллекторный ток р-п-р-транзистора создает ток в базовой области п-р-п-транзистора. Отметим тот факт, что даже если п-р-п- и р-п-р-транзисторы физически разделены, указанные выше токи все равно будут протекать. Транзисторы переходят в насыщенное состояние, и величину численного значения напряжения анод — катод тиристора можно определить из следующего выражения:

$$U_{AK} = U_{БЭ T2} + U_{КЭ_{нас T1}} \approx 0,7 \text{ В} + (0,1 \div 0,3 \text{ В}) \leq 1,0 \text{ В}. \quad (2.11)$$

Если же через управляющий электрод ток не протекает, тогда между анодом и катодом закрытого тиристора может быть приложено большое прямое напряжение. В случае же протекания тока через управляющий электрод на такую структуру достаточно подать любое небольшое напряжение для перевода ее в проводящее состояние.

На практике обычно используют следующие возможные способы включения тиристора в силовом устройстве:

- увеличение численного значения прямого напряжения;
- включение по управляющему электроду;
- включение путем быстрого изменения напряжения анод – катод (по dV/dt);
- включение светом;
- включение теплом.

2.3.2. Динисторы

Динистор – это пятислойный полупроводниковый прибор с четырьмя р-п-переходами. На рис. 2.21 показано его символическое обозначение (а), типовая структура (б), схема его двухтиристорного аналога (в), а также общий вид вольт-амперной характеристики прибора (г).

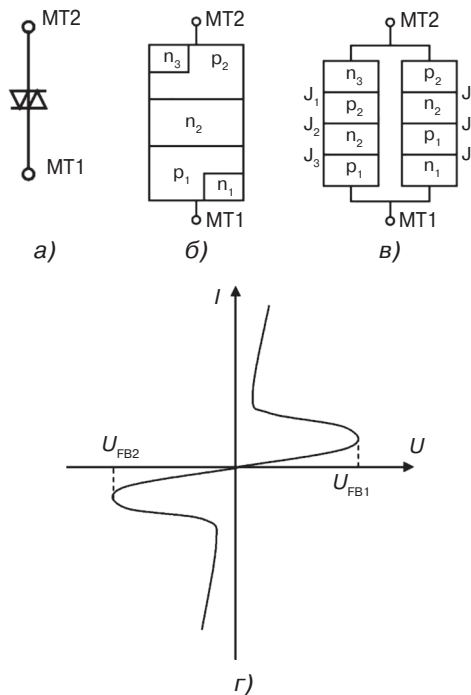


Рис. 2.21. Символическое обозначение (а), типовая структура (б), двухтиристорный аналог (в) и типовая вольт-амперная характеристика (г) динистора

Основной недостаток тиристора – это то, что он проводит ток только в одном направлении.

Динистор является полупроводниковым устройством, способным проводить ток в двух направлениях. Эквивалентная схема динистора может быть представлена в виде двух р-п-р-п-приборов (тиристоров), соединенных навстречу друг другу (рис. 2.21в). Когда потенциал приложенного напряжения положителен относительно электрода МТ1, тиристор 1 будет смещен в прямом направлении, его р-п-переходы J_2 и J_4 будут смещены в прямом направлении, а переход J_3 – в обратном направлении. Когда же величина приложенного напряжения увеличивается,

то р-n-переход J_3 пробивается и тиристор 1 переходит из состояния «высокого» импеданса в состояние «низкого» импеданса. Вольт-амперная характеристика этого прибора подобна характеристике тиристора без управляющего электрода, смещенного в прямом направлении.

Когда потенциал электрода МТ1 положителен относительно электрода МТ2, то тиристор 2 смещен в прямом направлении, его р-n-переходы J_1 и J_3 смещены в прямом направлении, а переход J_2 — в обратном. Когда же величина приложенного напряжения увеличивается, р-n-переход J_2 пробивается и тиристор 2 переходит из состояния «высокого» импеданса в состояние «низкого» импеданса (рис. 2.21г).

2.3.3. Симисторы

Типовой полупроводниковый симистор имеет три электрода: МТ1, МТ2 и управляющий электрод G (рис. 2.22). Симистор является полупроводниковым устройством, способным проводить ток в двух направлениях. Фактически любой симистор эквивалентен двум тиристорам, соединенным навстречу друг другу и имеющим общий управляющий электрод (рис. 2.22б).

Когда потенциал электрода МТ2 выше, чем МТ1, тиристор 1 находится в прямом включении и может быть переведен в проводящее состояние с помощью воздействия на управляющий электрод (рис. 2.22в).

Когда же потенциал электрода МТ1 выше, чем МТ2, то тиристор 2 будет смещен в прямом направлении и может быть переведен в проводящее состояние соответствующим воздействием на управляющий электрод.

Таким образом, симистор способен проводить ток в обоих направлениях. Для включения тиристора требуется воздействие положительного управляющего тока по отношению к катоду. Отметим, что симистор может быть переведен в проводящее состояние как положительным управляющим током, так и отрицательным.

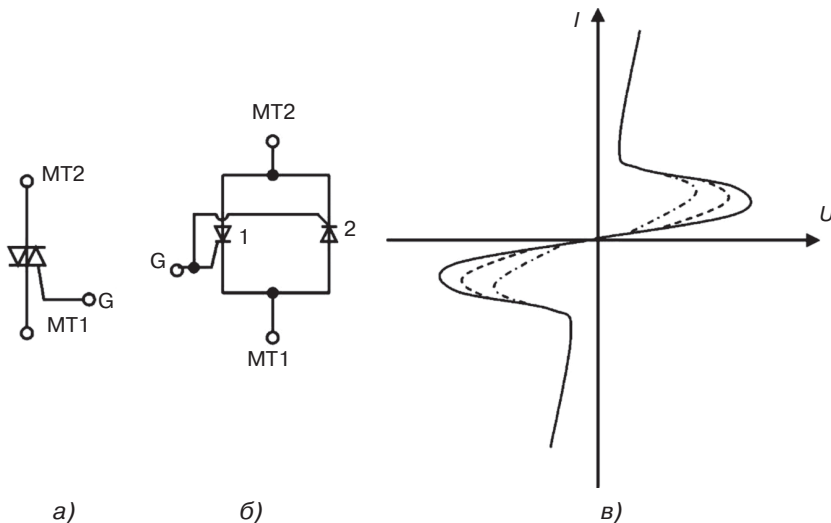


Рис. 2.22. Символьное обозначение (а), эквивалентная схема (б) типовая вольт-амперная характеристика (в) симистора

2.3.4. Основные области применения различных видов мощных полупроводниковых приборов

На рис. 2.23 показаны основные области рекомендуемого применения различных типов силовых полупроводниковых приборов в координатах «мощность — частота» [17]. Как видно из этого рисунка, для высокочастотных низковольтных применений наиболее подходят MOSFET, а для высоковольтных мощных — IGBT. В некоторых случаях MOSFET и IGBT могут быть полностью взаимозаменяемы.

Силовые биполярные транзисторы рекомендуется применять в небыстродействующих каскадах с малой и средней мощностью.

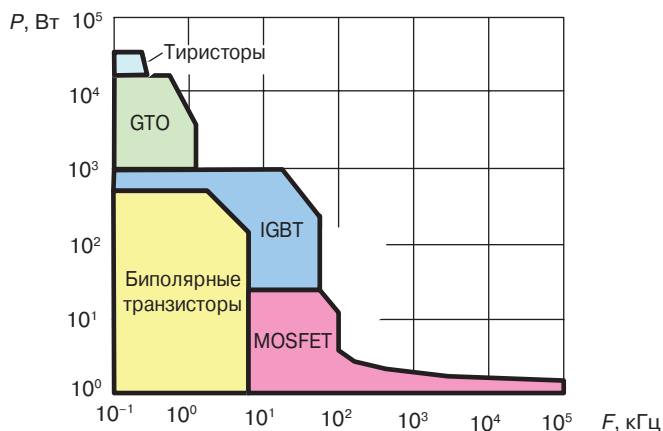


Рис. 2.23. Основные области применения различных видов мощных полупроводниковых приборов

Здесь следует дать пояснение к рис. 2.23. GTO (Gate Turn Off) — это запираемый тиристор. Переключение в закрытое состояние обычных тиристорov производят либо снижением тока через тиристор до значения I_H , либо изменением полярности напряжения между катодом и анодом. Запираемые тиристоры, в отличие от обычных тиристорov, под воздействием тока управляющего электрода могут переходить из закрытого состояния в открытое состояние, и наоборот. Чтобы закрыть запираемый тиристор, необходимо через управляющий электрод пропустить ток противоположной полярности, чем полярность, которая вызывала его открытие. Тиристоры и запираемые тиристоры рекомендуется применять в медленных, но мощных силовых каскадах.

Проблема оптимального выбора силового полупроводникового прибора более детально изложена также в работах [17, 21–24].

Литература к главе 2

1. Тилл У., Лаксон Дж. Интегральные схемы: Материалы, приборы, изготовление / Пер. с англ. — М.: Мир, 1985.
2. Диод Шоттки, пат. РБ № 8380.

3. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 8449.
4. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 9449.
5. Диод Шоттки, пат. РБ № 10252.
6. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 11278.
7. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 13060.
8. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 13177.
9. Способ изготовления диода Шоттки, пат. РБ № 14452.
10. Диод Шоттки, пат. РБ № 15214.
11. Диод Шоттки, пат. РБ № 14848.
12. Солодуха В.А., Турцевич А.С., Керенцев А.Ф. Металлокерамические корпуса мощных полупроводниковых приборов. – Гомель: УО «ГГУ им. Ф. Скорины», 2010.
13. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера. Сер. «Мир электроники», 2005.
14. Белоус А.И., Емельянов В.А., Турцевич А.С. Основы схемотехники микроэлектронных устройств. – М.: Техносфера, 2012.
15. Белоус А.И., Турцевич А.С., Ефименко С.А. Основы проектирования и применения микроэлектронных устройств силовой электроники. – Гомель: УО «ГГУ им. Ф. Скорины», 2013.
16. Хоровиц У. Хилл. Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1998.
17. Дупляков Е., IGBT или MOSFET? Оптимальный выбор // Электронные компоненты, 2000, № 1. – С. 57–60.
18. <https://www.infineon.com/dgdl?fileId=db3a30433e5a5024013e6a966779640b> Hancock, F. Stueckler, E. Vecino. CoolMOS™ C7: Mastering the Art of Quickness. A Technology Description and Design Guide / Application Note AN 2013-04; V1.0 April 2013.
19. <https://www.fujielectric.com/company/tech/pdf/56-02/FER-56-2-065-2010.pdf>. Oonishi Y., Ooi A., Shimatou T. Superjunction MOSFET. Fuji electric review. Vol. 56. No. 2. P. 65–68.
20. Рама Редди С. Основы силовой электроники. – М.: Техносфера. Сер. «Мир электроники», 2006.
21. Кай А. IGBT или MOSFET? Практика выбора // Электронные компоненты, 2000, № 2. – С. 75–81.
22. Шерстюк В. Транзисторные ключи для устройств силовой электроники. IGBT, MOSFET, а может быть, биполярный транзистор? // Электронные компоненты, 2001, № 2. – С. 59–65.
23. Шерстюк В. Транзисторные ключи для устройств силовой электроники – IGBT, MOSFET, а может быть, биполярный транзистор? // Электронные компоненты, 2001, № 3. – С. 47–51.
24. Шерстюк В. Транзисторные ключи для устройств силовой электроники – IGBT, MOSFET, а может быть, биполярный транзистор? // Электронные компоненты, 2001, № 4. – С. 62–66.