

**П.А.
Воронин**

СИЛОВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ

***СЕМЕЙСТВА
ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПРИМЕНЕНИЕ***

2-е издание

МОСКВА
Издательский дом «Додэка-XXI»
2010



УДК 621.316.54:621.314.632

ББК 31.264

В75

Воронин П.А.

В75

Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. Изд. 2-е, перераб. и доп. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2010. — 384 с.

ISBN 978-5-94120-087-0

Представлена эволюция развития семейств мощных ключевых приборов. Приведены базовые структуры полупроводниковых ключей, их характеристики, методы управления и защиты. Рассмотрены особенности их применения в устройствах энергетической электроники. Исправлены опечатки и неточности, обнаруженные в первом издании книги. Существенно переработан раздел 7.1, представляющий самые современные достижения в области разработок силовых ключей. В книгу включен также материал по созданию перспективных ключевых приборов на основе карбида кремния. Внесены соответствующие изменения и в приложения к книге, представляющие справочные данные по силовым ключам.

Для специалистов, занимающихся разработкой силовых схем и применением мощных ключевых приборов.

УДК 621.316.54:621.314.632

ББК 31.264

ISBN 978-5-94120-087-0

© Издательский дом «Додэка-XXI», 2010

Совместное российско-германское предприятие

ООО ИНТЕХ электроникс
(INTECH electronics GmbH)

Официальный офис по продажам: Infineon Technologies AG

Официальный дистрибьютор и агент EPCOS AG



eupec



- ИМС и полупроводниковые приборы для:
 - проводной и беспроводной телекоммуникации
 - автомобильной, промышленной, бытовой и силовой электроники; IGBT-модули
- микроконтроллеры 8-/16-/32-бит
- оптоэлектроника, оптроны; датчики Т, Р и Холла
- мощные диоды/тиристоры, модули на их основе
- ферриты, трансформаторы, дроссели, фильтры
- электролитические, керамические, пленочные и силовые конденсаторы
- NTC-/PTC-термисторы, варисторы, разрядники

Технологическое оборудование для микроэлектроники, микромеханики, пленочной технологии и производства чип-карт, фоторезисты: centrotherm, KARL SUSS, Clariant, steag MicroTech/HamaTech, Muehlbauer AG

125315 Москва, ул. Усиевича, 24/2, здание «Электронинторг»,
Тел./факс: (095) 797-55-35; e-mail: intech@intech-ec.ru; www.intech-ec.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	7
ГЛАВА 1	
Эволюция развития силовых полупроводниковых ключей	9
1.1. В круге первом	10
1.2. Воплощение идей в жизнь	13
1.3. Первое «обустройство» транзистора	15
1.4. В единстве всегда сила	18
1.5. Соты нужны не только пчелам	21
1.6. У каждой потайной двери есть свой ключ	28
1.7. Кто на новенького?	40
ГЛАВА 2	
Базовые структуры силовых полупроводниковых ключей	51
2.1. Введение	52
2.2. Транзисторы	54
2.2.1. Силовые биполярные транзисторы	54

СОДЕРЖАНИЕ

2.2.2. Мощные МДП-транзисторы	62
2.2.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором	71
2.2.4. Статические индукционные транзисторы.....	78
2.3. Тиристоры	83
2.3.1. Однооперационные тиристоры.....	84
2.3.2. Запираемые тиристоры	92
2.3.3. Индукционные тиристоры	99
2.3.4. Полевые тиристоры	102

ГЛАВА 3

Характеристики и параметры силовых ключей	111
3.1. Выбор ключевого элемента схемы.....	112
3.2. Основные группы справочных данных по силовым ключам	113
3.2.1. Характеристики ключей и режим работы схемы.....	123
3.2.2. Влияние температуры на параметры силовых ключей	143
3.3. Предельные характеристики полупроводниковых ключей.....	148
3.3.1. Области безопасных режимов	149
3.4. Тепловые характеристики полупроводниковых ключей	158
3.4.1. Потери в силовых ключах	160
3.4.2. Тепловые сопротивления	164
3.4.3. Допустимые режимы работы ключей	175

ГЛАВА 4

Управление полупроводниковыми ключами	179
4.1. Формирователи управляющих импульсов в структуре систем управления преобразователями	180
4.2. Основные типы формирователей импульсов управления	185
4.3. Формирователи импульсов управления с совместной передачей энергии и формы управляющего сигнала	188
4.3.1. Трансформаторные ФИУ биполярных транзисторов.....	188
4.3.2. Трансформаторные ФИУ для ключей с изолированным затвором	191
4.3.3. Трансформаторные ФИУ тиристоров.....	195
4.4. Формирователи импульсов управления с отдельной передачей энергии и информационного сигнала.....	199
4.4.1. Потенциальная развязка информационного сигнала	199
4.4.2. Драйверы силовых транзисторов.....	201
4.4.3. Подключение драйверов к входным цепям силовых транзисторов	208
4.4.4. Драйверы тиристоров.....	216
4.5. Источники питания драйверов	219

ГЛАВА 5

Методы и схемы защиты полупроводниковых ключей	223
5.1. Основные виды перегрузок по напряжению и току	224
5.2. Методы защиты от помех	227
5.3. Защитные цепи силовых ключей	233
5.3.1. Цепи формирования траектории рабочей точки транзисторов	233
5.3.2. Защитные цепи тиристорных ключей	238
5.3.3. Защитные цепи силовых модулей	241
5.4. Защита силовых ключей от режимов короткого замыкания	244
5.5. Силовые ключи с интегрированной системой защиты	251

ГЛАВА 6

Применение мощных полупроводниковых ключей в силовых схемах	259
6.1. Основные области применения ключевых приборов	260
6.2. Типовые схемы транзисторных ключей	265
6.2.1. Ключ на биполярном транзисторе	265
6.2.2. Ключ на мощном МДП-транзисторе	271
6.2.3. Ключ на биполярном транзисторе с изолированным затвором	274
6.2.4. Ключ на статическом индукционном транзисторе	276
6.3. Тиристорные ключи	282
6.3.1. Ключ на тиристоре с электростатическим управлением	282
6.3.2. Ключи на тиристорах с регенеративным включением	284
6.3.3. Особенности запираания тиристорных ключей	289
6.4. Применение ключевых транзисторов в схемах электронных балластов	299
6.5. Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных источниках питания	304
6.5.1. МДП-транзисторы в отнотактных схемах импульсных преобразователей	305
6.5.2. МДП-транзисторы в двухтактных схемах импульсных преобразователей	309
6.5.3. МДП-транзисторы в схемах синхронных выпрямителей	313
6.6. Применение мощных ключей в схемах управления электродвигателями переменного тока	316
6.6.1. Основные режимы работы силовых ключей в ШИМ-инверторах для асинхронных электродвигателей	316
6.6.2. Особенности применения IGBT в схемах с индуктивной нагрузкой	322
6.6.3. Переключение полевых тиристоров МСТ в мостовых схемах	326
6.6.4. GTO- и GCT-ключи в силовых инверторах с двигательной нагрузкой	329

ПРИЛОЖЕНИЯ	333
1. Биполярные транзисторы с интегрированной схемой ограничения насыщения	335
2. Мощные низковольтные МДП-транзисторы	336
3. Мощные высоковольтные МДП-транзисторы	338
4. Высокочастотные биполярные транзисторы с изолированным затвором	342
5. Мощные полупроводниковые ключи технологии Trench Gate	355
6. IGBT-модули с улучшенной конструкцией корпуса	357
7. Сверхмощные полупроводниковые ключи новых технологий	359
8. Интегральные оптроны для драйверов дискретных ключей	362
9. Интегральные драйверы транзисторов	365
10. Интегральные драйверы силовых модулей	367
Словарь терминов	370
Список литературы	374
Список фирм—изготовителей полупроводниковых приборов	380

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурный рост производства ключевых полупроводниковых приборов в последние годы сопровождался расширением не только их электрических и мощностных диапазонов, но и улучшением качественных показателей, уровня "интеллектуальности", многообразием новых типов. Все это потребовало от разработчиков силовых схем детального изучения новых классов полупроводниковых ключей, исследования их параметров и характеристик.

Выход на отечественный рынок большого количества зарубежных приборов вкуче с широкой номенклатурой интегральных драйверов управления, в том числе с прекрасно оформленными каталогами и сервисными дополнениями, породило ошибочное мнение о простоте технологии их применения. Однако практика показала, что даже самые современные типы силовых ключей только приближаются к понятию идеальности, скрывая тонкие моменты в режимах своей работы. Поэтому по-прежнему актуальной остается задача грамотного применения ключевых приборов в схемах силовой электроники с учетом их взаимного влияния и это до сих пор можно отнести к разряду искусства.

Настоящая книга и ставит своей целью ответить на большинство вопросов, которые могут возникнуть при использовании полупроводниковых ключей в схемотехнике. Первая глава начинается с истории создания и разработки основных типов полупроводниковых переключателей и показывает постоянное стремление фирм производителей решить эту проблему с точки зрения создания универсального ключа с характеристиками, близкими к идеальному. С этих же позиций представлена история развития различных семейств полупроводниковых ключей в последующих главах. Отдельно рассмотрены особенности применения ключей в силовых схемах. В приложениях к книге дана подробная справочная информация от большинства известных производителей силовых полупроводниковых приборов.

В книге был использован многолетний научно-методический опыт, накопленный на кафедре Промышленной электроники МЭИ в области разработки, исследования и применения различных классов силовых полупроводниковых ключей в устройствах промышленной электроники. Этот опыт позволил автору разработать и внедрить в учебный процесс современный курс лекций и построить практикум по разделу полупроводниковых ключей.

Книга может быть полезна как разработчикам новых схем на базе силовых ключей новейших технологий, так и тем, кто эксплуатирует уже готовые варианты преобразователей. Ее можно также рекомендовать студентам специальностей, связанных с энергетической электроникой и преобразовательной техникой.

Автор благодарит заведующего кафедры Промышленной электроники МЭИ д.т.н., профессора Д. И. Панфилова за значительную помощь при работе над рукописью и ее научно-методическое редактирование, весь коллектив кафедры Промышленной электроники за возможность использования многолетнего опыта в области применения силовых полупроводниковых ключей.

Выражаю большую признательность сотрудникам фирмы Infineon Technologies AG. Благодарю д-ра Л. Лоренца и д-ра И. Зверева за постоянную техническую поддержку в работе над книгой, а также д-ра М. Лизеца за большой материал по самым современным разработкам в области силовых ключевых приборов.

Автор признателен также Н.А. Гусевой за помощь при оформлении книги и своей жене И.Н. Ворониной за постоянную поддержку в работе.

Автор

1

Глава

Эволюция развития силовых полупроводниковых ключей

1.1. В круге первом

Прогресс большинства областей современной техники неразрывно связан с успехами энергетической или силовой электроники. Ее значимость определяется все возрастающей потребностью в эффективных преобразователях и регуляторах электрической энергии. Свойства, характеристики и параметры силовых схем зависят, в свою очередь, от применяемых полупроводниковых приборов. Высокое качество полупроводниковых переключателей, их уникальные характеристики открывают долгосрочные перспективы совершенствования электронных устройств. С другой стороны, процесс полупроводникового производства является отражением передовых научно-технических достижений в области физики, электроники, автоматики, машиностроения. Получается некий циклический процесс, каждый виток которого является этапом непрерывного совершенствования и взаимовлияния.

Энергетическая электроника предназначена для преобразования мощности. Поэтому полупроводниковые приборы представляют здесь интерес с точки зрения ключевого режима работы. Роль полупроводникового ключа заключается в коммутации различных частей схемы. С точки зрения разработчика силовой схемы ключ должен обладать идеальными свойствами. Он должен мгновенно, при нулевой мощности управления, переключать бесконечно большие токи и блокировать бесконечно большие напряжения, иметь нулевое остаточное напряжение и токи утечки. Наверно, это достижимо только в виртуальных задачах, например при моделировании электронных схем на ЭВМ. Практические ключи могут лишь в той или иной степени приближаться к «идеальным».

Поскольку требования потребителей в отношении токов нагрузки, блокируемых напряжений, частоты и времени переключения весьма широки, не существует единого типа полупроводникового ключа универсального применения. Современное состояние силовых приборов достаточно подробно отражено в справочных каталогах и литературе по применению ведущих фирм-производителей, среди которых отметим Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semikron, Motorola. Лидирующие мировые позиции, новейшие технологические разработки новых поколений, наконец, партнерство в научном и учебном плане заставляют обратить первоочередное внимание именно на достижения этих компаний. Конечно, мы будем обращать внимание и на уникальные разработки других фирм, дополняющие общую картину современного состояния полупроводниковых силовых ключей.

Прежде чем провести оценку достижений полупроводниковых изделий и наметить тенденции их развития, проведем обзор основных исторических этапов разработки силовых ключей (**Рис. 1.1**).

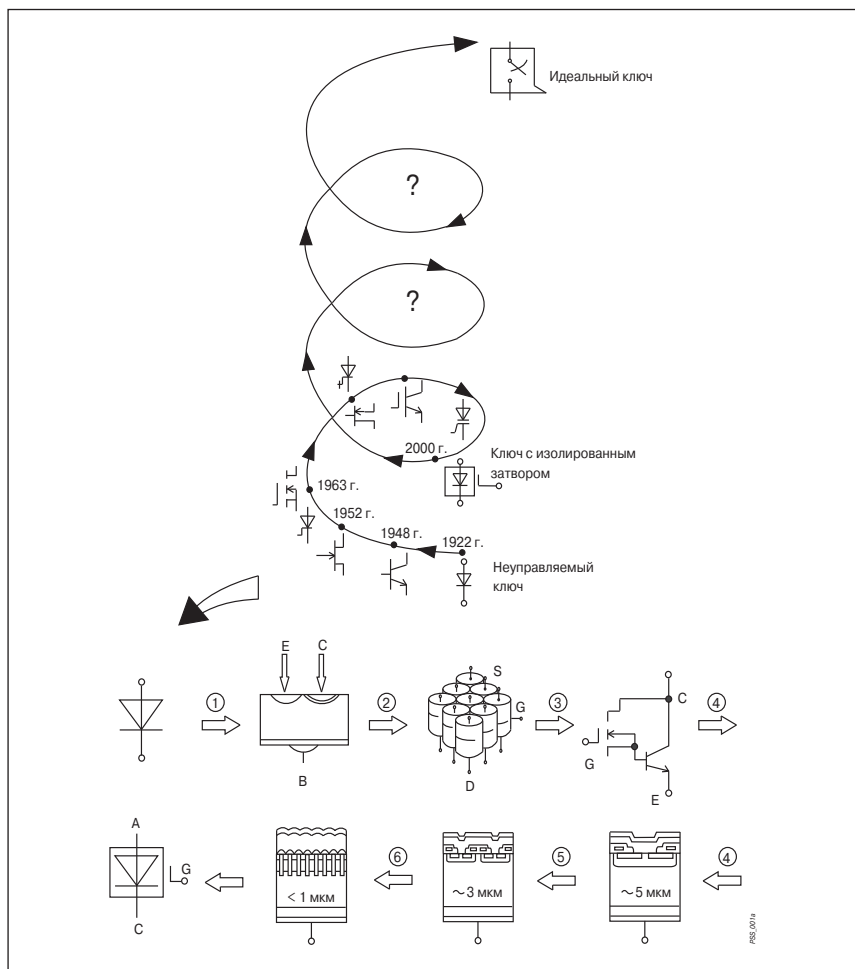


Рис. 1.1

Основные этапы развития силовых полупроводниковых ключей

Каждому из этапов развития, внесшему наиболее значимый вклад в совершенствование свойств полупроводниковых ключей, посвящен отдельный параграф. Чтобы помочь читателю в восприятии всего многообразия информации, перечислим данные этапы в хронологической последовательности с краткой оценкой полученных результатов:

1. Конец 40-х — начало 60-х годов. Разработка основных типов управляемых полупроводниковых ключей (биполярных и униполярных транзисторов и обыкновенных тиристоров) на базе известных теорий твердотельной электроники. Повышение мощности приборов достигается в этот период, как правило, за счет увеличения физических размеров структуры. Для тиристорных ключей подобный подход обеспечивает увеличение коммутируемых токов до 100 А и напряжений до 1000 В. Для транзисторов по-прежнему остается актуальной задача разработки прибора на большие токи с хорошими динамическими показателями.

2. Конец 50-х — начало 70-х годов. Разработка первых полупроводниковых ключей на базе вертикальных и многоканальных структур. Появление планарной и эпитаксиальной технологий, а также совершенствование методов диффузии в полупроводниковые структуры. Разрабатываются промышленные образцы мощных биполярных и полевых транзисторных ключей, способных рассеивать мощность в несколько ватт. Практическое применение первых мощных транзисторов позволило выявить сильные и слабые стороны биполярных и униполярных приборов и сформулировать задачу создания более совершенной комбинированной структуры.

3. 70-е годы. Разработка составных транзисторных и тиристорных ключей на дискретных элементах, сочетающих преимущества биполярных и полевых приборов. Этот период можно характеризовать как схемотехнический этап в преддверии нового технологического скачка.

4. Конец 70-х — начало 80-х годов. Применение усовершенствованных методов интегральной электроники в технологии силовых полупроводниковых ключей. Разработка мощных гибридных модулей. Создание первых поколений совмещенных биполярно-полевых монолитных структур. В этот отрезок времени удастся повысить мощность, переключаемую приборами, более чем в 100 раз. Для транзисторных ключей уровень коммутируемых токов и напряжений составляет сотни ампер и тысячи вольт. Тиристорные ключи становятся полностью управляемыми и захватывают мегаваттный диапазон мощностей.

5. 90-е годы. Совершенствование технологии полупроводниковых ключей в заданном диапазоне мощностей и предельных напряжений. Этот период характеризуется улучшением качественных показателей ключевых приборов по быстродействию и остаточным напряжениям.

6. Конец 90-х годов. Разработка новых поколений силовых ключей с применением субмикронных технологий. Внедрение управляющих структур с изолированным затвором в структуры мощных тиристорных ключей. Широкое применение «разумных» или «интеллектуальных» приборов. Конец XX века демонстрирует тенденцию к созданию универсального полупроводникового ключа, управляемого по изолированному затвору, с мощ-

ностью переключения, соответствующей «тиристорному» диапазону, и остаточным напряжением, близким к прямому напряжению обычного диода.

Итак, почти полувековой путь эволюции развития ключевых приборов представляет собой виток большой спирали, которая устремлена в будущее, к ключу с «идеальными» свойствами. Свое начало спираль берет от обычного диода, как первого (к сожалению, неуправляемого) полупроводникового ключа.

1.2. Воплощение идей в жизнь

Систематические исследования полупроводников были начаты в 30-х годах. В основу первых полупроводниковых ключей были положены теория выпрямления на границе p - n -перехода и открытие принципа полевого эффекта. Усиленное развитие электроники и радиолокационной техники после второй мировой войны поставило задачу создания малогабаритного твердотельного прибора, способного заменить электронную лампу. Исследования завершились созданием Бардиным (Bardeen J.) и Браттейном (Brattain W.) в 1948 году точечного биполярного транзистора (**Рис. 1.2**). В 1949—1950 г. г. Шокли (Shockley W.) на основе германия (Ge) разработал первый маломощный плоскостной биполярный транзистор — БТ (BJT — Bipolar Junction Transistor). Он же в начале 50-х годов сформулировал идею четырехслойной p - n - p -структуры. В 1948 году Шокли попытался изготовить маломощный полевой транзистор — ПТ (FET — Field Effect Transistor) путем напыления слоя германия на диэлектрик. Но потребовались дополнительные годы исследований поверхностных состояний и разработка специальной технологии, чтобы в 1952 году создать полевой транзистор с управляющим p - n -переходом — унитар (Unipolar Transistor) (**Рис. 1.3**). Конструкция первого маломощного транзистора со структурой металл-диэлектрик-полупроводник МДП (MOS — Metal Oxide Semiconductor Transistor) была предложена Хофстейном (Hofstein S.) и Хейманом (Heiman F.) только в 1963 году, когда первых успехов удалось добиться в области интегральной технологии (**Рис. 1.4**).

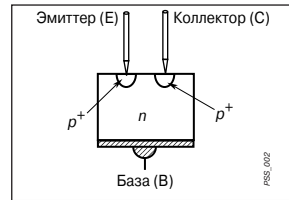


Рис. 1.2

Структура точечного транзистора

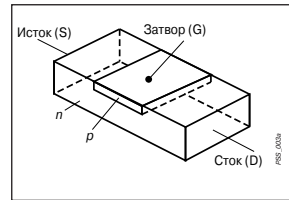


Рис. 1.3

Конструкция унитарного транзистора

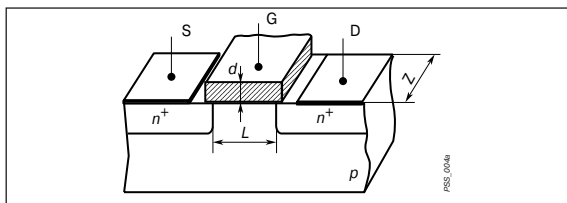


Рис. 1.4

Структура МДП-транзистора

ключа, способного вытеснить применявшиеся ранее газоразрядные переключатели. Основой первых силовых приборов становится кремний (Si). Применение кремния позволило расширить температурный диапазон, существенно увеличить пробивное напряжение и мощность приборов. В 1955 году под руководством Молла (Moll J.) исследуются первые кремниевые приборы с тиратронной характеристикой, получившие название тиристоры (Thyristor). А в 1956 году Йорк (York R.) стал инициатором успешного проекта изготовления кремниевого управляемого *p-n-p-n*-переключателя SCR (Silicon Controlled Rectifier) на большие токи. В 1958 году Тешнер (Teszner S.) предпринимает попытку повысить мощность униполярного транзистора за счет использования цилиндрической геометрии. По имени изобретателя этот прибор был назван текнетроном (Tecnatron) (**Рис. 1.5**). Однако простое увеличение физических размеров приборов для повышения коэффициента усиления и амплитуды тока приводило к заметному ухудшению частотных свойств ключа. Увеличение площадей переходов и повышение допустимых напряжений увеличивали паразитные емкости и сопротивления каналов. Для тиристоров в их первоначальных вариантах применения (контакты, коммутаторы тока, регуляторы напряжения в выпрямителях) это не представляло особой проблемы. Основная задача при разработке их первых промышленных образцов состояла в повышении ра-

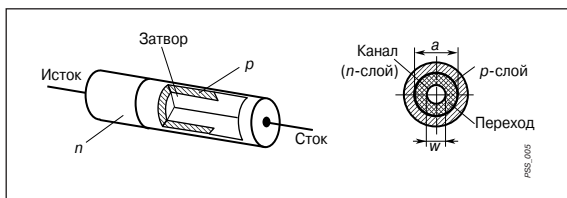


Рис. 1.5

Конструкция текнетрона

Развитие силовой полупроводниковой электроники начинается в конце 50-х годов. Развитие преобразовательной техники поставило задачу разработки надежного и эффективного полупроводникового

ключей, способного вытеснить применявшиеся ранее газоразрядные переключатели. Основой первых силовых приборов становится кремний (Si). Применение кремния позволило расширить температурный диапазон, существенно увеличить пробивное напряжение и мощность приборов. В 1955 году под руководством Молла (Moll J.) исследуются первые кремниевые приборы с тиратронной характеристикой, получившие название тиристоры (Thyristor). А в 1956 году Йорк (York R.) стал инициатором успешного проекта изготовления кремниевого управляемого *p-n-p-n*-переключателя SCR (Silicon Controlled Rectifier) на большие токи. В 1958 году Тешнер (Teszner S.) предпринимает попытку повысить мощность униполярного транзистора за счет использования цилиндрической геометрии. По имени изобретателя этот прибор был назван текнетроном (Tecnatron) (**Рис. 1.5**). Однако простое увеличение физических размеров приборов для повышения коэффициента усиления и амплитуды тока приводило к заметному ухудшению частотных свойств ключа. Увеличение площадей переходов и повышение допустимых напряжений увеличивали паразитные емкости и сопротивления каналов. Для тиристоров в их первоначальных вариантах применения (контакты, коммутаторы тока, регуляторы напряжения в выпрямителях) это не представляло особой проблемы. Основная задача при разработке их первых промышленных образцов состояла в повышении рабочих токов и напряжений в целях полной замены газоразрядных приборов. К началу 60-х годов были изготовлены управляемые полупроводниковые вентили на токи до сотен ампер и напряжения запириания

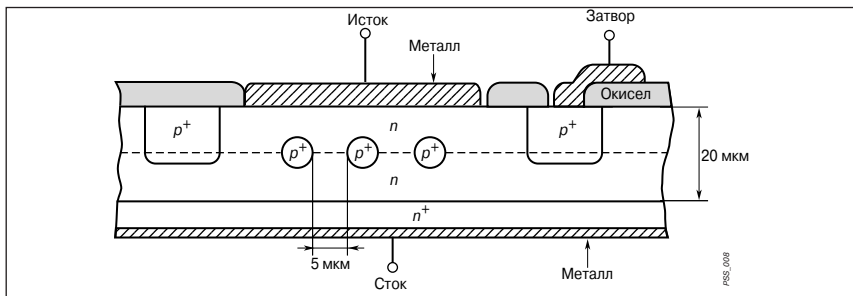


Рис. 1.8

Поперечное сечение структуры многоканального полевого транзистора

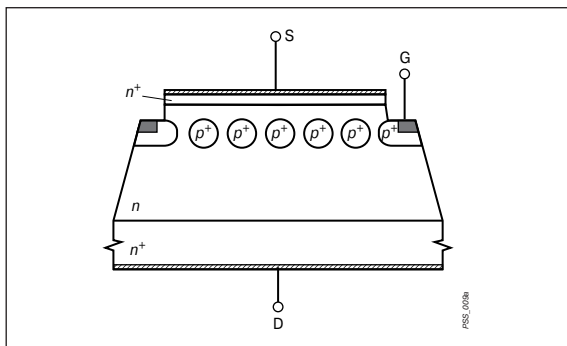


Рис. 1.9

Структура транзистора со статической индукцией (СИТ)

Нишидзава (Nishizawa J.) разработал аналоговый транзистор (Analog Transistor), названный позднее статическим индукционным транзистором — СИТ (SIT — Static Induction Transistor), способный управлять относительно высокой мощностью в диапазоне частот до 5 МГц (Рис. 1.9). Для изготовления мощных би-

полярных транзисторов была применена эпитаксиальная технология с методом двойной диффузии. Эта же технология была использована фирмой Japanese Electrotechnical Laboratory для создания в 1969 году первого мощного V-образного вертикального МДП-транзистора (ВМДП) (Рис. 1.10). Несмотря на большое обилие названий первых мощных транзисторов, разработанных к началу 70-х годов, среди них выделялись три основных типа: биполярные транзисторы, транзисторы с управляющим p - n -переходом и МДП-транзисторы. К этому времени уже накопился некоторый опыт их промышленного применения, что позволило проанализировать и выделить сильные и слабые стороны транзисторных ключей.

Движение тока в биполярных транзисторах основано на явлениях инжекции, переноса и собирания носителей. При этом в качестве рабочих носителей могут использоваться как электроны, так и дырки: инжекция

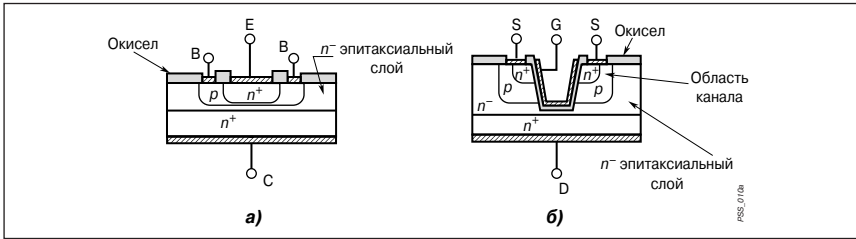


Рис. 1.10

Структура вертикального биполярного транзистора (а) и V-образного МДП-транзистора (б)

неосновных носителей одного знака сопровождается компенсацией образующегося заряда основными носителями другого знака. Отсюда и происходит название приборов. Биполярные — то есть использующие носители разных полярностей. Тиристоры тоже относятся к биполярным ключам. Принципы их работы хорошо иллюстрирует разработанная еще в начале 50-х годов двухтранзисторная модель Эберса (Ebers J.). В противоположность этому униполярные транзисторы и с управляющим p - n -переходом, и со структурой МДП используют только основные носители заряда, движение которых управляется напряжением на затворе, т.е. электрическим полем. Это дало второе общеупотребительное название униполярным приборам — полевые. Отсутствие явления инжекции и необходимости рассасывания заряда неосновных носителей при выключении определило целый ряд преимуществ полевых транзисторов перед биполярными:

1. Коэффициент усиления биполярных транзисторов из-за снижения коэффициента инжекции резко уменьшается в области больших токов. С ростом предельно допустимого запираемого напряжения эта проблема еще более усугубляется. Крутизна полевых транзисторов с коротким каналом из-за ограничения скорости движения носителей практически неизменна в области рабочих токов. Это обеспечивает большую устойчивость полевых транзисторов к токовым перегрузкам по сравнению с биполярными.

2. Большие токи управления с учетом снижения коэффициента усиления резко повышают мощность потерь в цепях управления биполярными приборами. Наоборот, высокое входное сопротивление полевых транзисторов и малый динамический заряд управления позволяют эту мощность значительно снизить, особенно в статических режимах.

3. Отсутствие накопленного заряда неосновных носителей обеспечивает высокую скорость переключения полевых транзисторов и лучшие динамические характеристики по сравнению с биполярными аналогами.

Еще одно преимущество полевых транзисторов связано с однородностью их полупроводниковой структуры. Однородный полупроводник об-

ладает положительным температурным коэффициентом сопротивления. Таким образом, полевой транзистор обладает теплоустойчивостью и способностью к самовывравниванию плотностей протекающего тока. В биполярных структурах в противоположность этому присутствует эффект локального перегрева. Таким образом, полевые транзисторы менее подвержены резким изменениям токовой нагрузки, что особенно ценно в многоканальных структурах.

Эти очевидные преимущества первых промышленных образцов мощных полевых транзисторов вызвали к середине 70-х годов настоящую эйфорию, позволившую говорить о вытеснении и полной замене широко распространенных биполярных транзисторов во многих областях применения. Однако на практике все оказалось не так просто. Напряжение насыщения высоковольтных биполярных транзисторов оставалось много меньше, чем у аналогичных по параметрам полевых приборов. Это следствие высокого сопротивления канала протекания тока, увеличивающегося с ростом пробивных напряжений, плюс высокая стоимость технологических операций ограничили область использования полевых транзисторов устройствами высокочастотного применения и низковольтными (менее 100 В) схемами. Другим ограничивающим фактором оказался вроде бы положительный эффект увеличения сопротивления кремниевого полупроводника. Оказалось, что из-за высокого температурного коэффициента сопротивления открытого канала практически удваивается при температуре кристалла близкой к 150°C. Эта температура и оказалась критической для применения полевых транзисторов, тогда как биполярные приборы имели аналогичную температуру равную 200°C. Разность в 50°C, плюс снижение порогового напряжения с повышением температуры ограничили применение мощных полевых транзисторов во многих областях применения с температурой окружающей среды близкой к 100°C.

Проведенный анализ и полученные результаты сравнения не могли не подвигнуть разработчиков электронных схем к попыткам скомбинировать полезные свойства полевых и биполярных структур. Отсутствие монолитной и гибридной технологии изготовления комбинированных приборов в начале 70-х годов не остановило исследователей в попытках получения универсального прибора на основе дискретных составляющих.

1.4. В единстве всегда сила

Задача заключалась в получении высоковольтного прибора с высоким входным сопротивлением и низким остаточным напряжением при сохранении высоких динамических показателей. Первые разработки

были связаны с попытками приблизить характеристики биполярного ключа к полевому по схеме сдвоенного эмиттерного повторителя Дарлингтона (**Рис. 1.11**).

В этой схеме обеспечивался высокий коэффициент усиления, приблизительно равный произведению коэффициентов передачи составных транзисторов, и относительно большое входное сопротивление. Была даже разработана технология изготовления двух транзисторов на одном кристалле для схем быстрого переключения. Однако время выключения, составлявшее несколько мкс, на порядок и более уступало полевым транзисторам. А если учесть, что напряжение насыщения транзисторной сборки значительно увеличивалось с одновременным ростом потребляемой мощности, то неудивителен ограниченный круг применения этой схемы для температурного диапазона, не превышающего 140°C. В 1978 году была разработана схема составного транзистора (**Рис. 1.12**), где в качестве управляющего ключа использовался МДП-транзистор, изготовленный по технологии V-МДП.

Прибор, названный побистором, т.е. сочетающий свойства полевого и биполярного ключа, при незначительной мощности в цепи управления обеспечивал переключение тока в несколько десятков ампер при скорости переключения 200...400 нс. Позднее аналогичные ключи, изготовленные по гибридной технологии, были использованы для управления приводом электродвигателей. Недостатки схемы связаны с низким коэффициентом усиления биполярного транзистора (для высоковольтных структур не более 10), применением МДП-транзистора того же класса напряжения, что увеличивало размер ключа, и необходимостью использования специальной схемы смещения, усложняющей управление. Для увеличения скорости запирания была использована комбинированная схема с двумя разнополярными МДП-транзисторами (**Рис. 1.13**), получившая название MGT (MOS Gate Bipolar Transistor). Однако это увеличивало стоимость ключа.

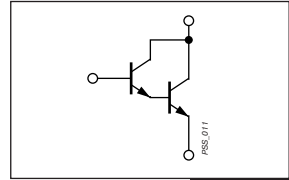


Рис. 1.11

Схема Дарлингтона

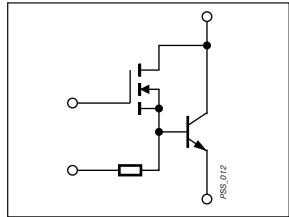


Рис. 1.12

Схема составного транзистора-побистора

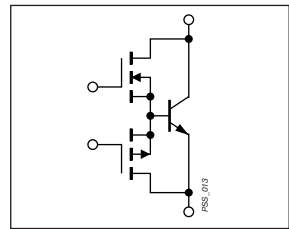


Рис. 1.13

MGT-транзистор

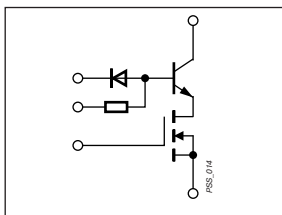


Рис. 1.14

Схема с эмиттерной коммутацией

Другой способ получения комбинированной структуры с высоким рабочим напряжением, с расширенной областью безопасных режимов, повышенным быстродействием и высоким входным сопротивлением был реализован в схеме с коммутируемым эмиттером (**Рис. 1.14**). В таком ключе сигнал управления подается на вспомогательный низковольтный МДП-транзистор, включенный последовательно в эмиттерную цепь высоковольтного биполярного транзистора. Комбинированный ключ имеет хорошие динамические показатели при временах выключения не более 200 нс и не подвержен воздействию вторичного пробоя. Недостатки схемы определяются невысоким коэффициентом усиления и наличием дополнительных элементов в базовой цепи силового транзистора.

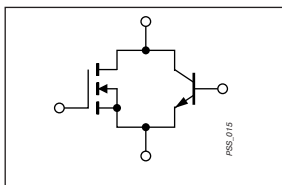


Рис. 1.15

Схема параллельных ключей биполярной и полевой проводимости

Снижение остаточного напряжения, динамических потерь и предотвращение вторичного пробоя реализуются также в схеме параллельного биполярного и полевого ключей (**Рис. 1.15**). Управление в таком ключе должно обеспечивать более раннее включение и более позднее выключение МДП-транзистора по отношению к биполярному. Недостатки схемы аналогичны рассмотренным ранее, плюс дополнительная сложность в управлении.

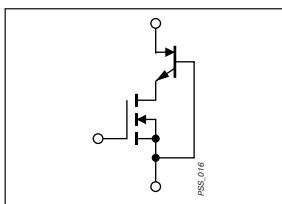


Рис. 1.16

Комбинированный ключ с полевым тиристором FCT

Наконец, следует упомянуть еще один пример комбинированного ключа, разработанного в конце 70-х годов в компании General Electric. В отличие от рассмотренных ранее в данном ключе в качестве основного высоковольтного прибора был использован управляемый полевой тиристор — FCT (Field Controlled Thyristor) (**Рис. 1.16**). В сравнении с биполярными транзисторами этот тиристор был способен развивать очень высокие плотности тока во включенном состоянии, но будучи нормально открытым требовал более сложного принципа управления. Применение низковольтного МДП-транзистора в комбинированной схеме устраняло эти недостатки.

Все приведенные примеры демонстрировали искусство схемотехнического подхода к улучшению параметров силовых ключей. Одна-

ко это не позволяло оптимально использовать характеристики отдельных дискретных составляющих. Как правило, такие ключи имели плотности тока промежуточные между максимально допустимыми как для биполярных, так и МДП-транзисторов. Таким образом, на первый план выдвигалась задача монолитной интеграции биполярных и полевых структур, обеспечивающая единые физические принципы совместной работы.

1.5. Соты нужны не только пчелам

Повышенный спрос на цифровые интегральные схемы и качественное улучшение их рабочих характеристик привели к тому, что именно это направление было положено в основу развития новой технологии изготовления силовых полупроводниковых ключей. Опираясь на большинство методов обработки кремниевых пластин, которые были успешно применены в цифровой интегральной технике, разработчики силовых приборов уже к концу 70-х годов достигли таких технологических и конструктивных успехов, что их уровень позволил создать сложные, но стабильно воспроизводимые многоячейковые структуры с однородными свойствами. На базе метода двойной диффузии были успешно разработаны мощные ДМДП-транзисторы с коротким каналом (**Рис. 1.17**). За счет перемещения стока с поверхности кремниевой пластины (как это свойственно горизонтальным структурам) на ее основание были изготовлены вертикальные структуры с повышенной плотностью тока и большими пробивными напряжениями, чем у упоминавшихся ранее VMДП-транзисторов. Это позволило наладить серийные выпуски мощных МДП-транзисторов на токи от единиц до десятков ампер с пробивными напряжениями в несколько сотен вольт. Геометрия поверхностных каналов имела различную конфигурацию в разработках тех или иных компаний. Поэтому популярным стало «фирменное» наименование одинаковых, в общем, по сути транзисторов. Наиболее известными и общепотребительными на многие годы стали прямоугольные ячейки SIPMOS Siemens и TMOS Motorola, а также гексагональные

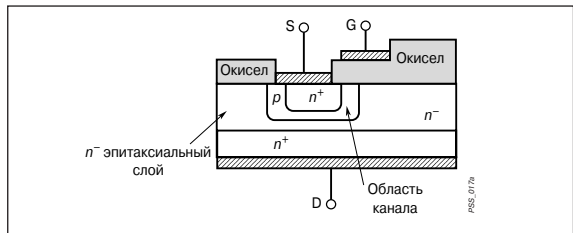


Рис. 1.17

Структура МДП-транзистора, изготовленного методом двойной диффузии (ДМДП-транзистор)

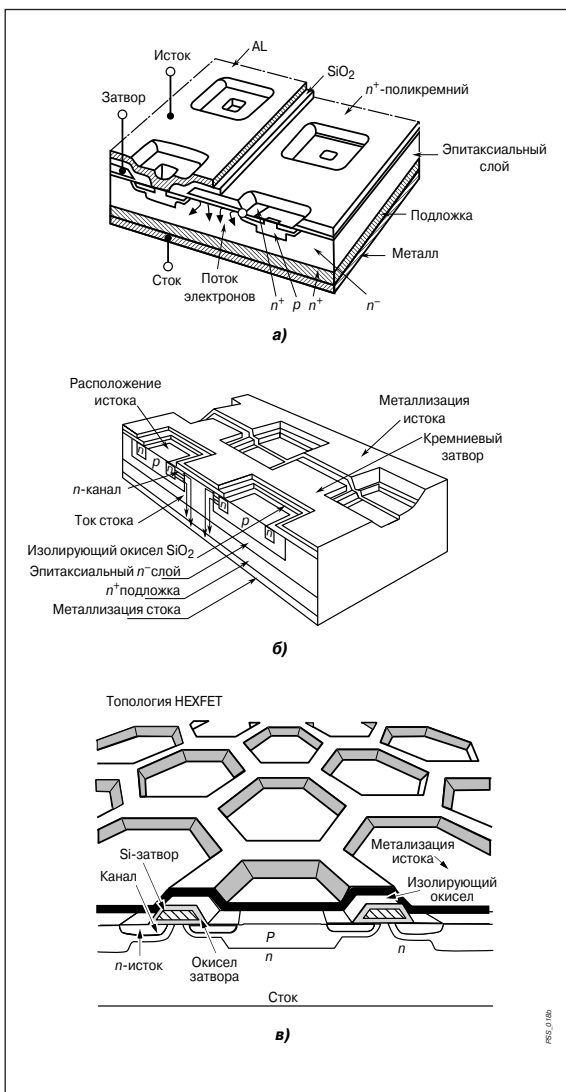


Рис. 1.18

Топология мощных МДП-транзисторов SIPMOS (фирма Siemens) (а), T MOS (фирма Motorola) (б), HEXFET (фирма International Rectifier) (в)

структуры HEXFET International Rectifier (Рис. 1.18).

Дальнейшее совершенствование технологических операций позволило существенно повысить выход годных приборов и приблизить их стоимость к стоимости биполярных транзисторов. Последние также совершенствовались с применением новых технологий. Используя многослойную структуру с шириной эмиттера менее 5 мкм и двухслойную металлизацию для уменьшения последовательного сопротивления базы, фирма Siemens изготовила силовой биполярный транзистор с расширенной областью безопасных режимов. Транзистор получил название SIRET (Siemens Ring-Emitter Transistor) (Рис. 1.19).

Для статических индукционных транзисторов была разработана новая высокочастотная структура, в которой область затвора была выведена на поверхность кристалла, что способствовало резко-

му уменьшению сопротивления и емкости во входной цепи ключа. Интегральная технология позволила также за счет плотного расположения элементов структуры затвора и оптимизации распределения примеси в канале добиться его отсечки без подачи отрицательного смещения. Отпереть такой ключ можно было только за счет подачи прямого смещения на затвор. Этот прибор был назван статическим индукционным транзистором биполярного типа — БСИТ (Bipolar SIT).

Для разработки транзисторных ключей на высокие пробивные напряжения более 400 В были разработаны специальные методы, выравнивающие напряженность электрических полей в приповерхностных областях. Для этого использовались так называемые охранные кольца или полевые электроды, включаемые в структуру прибора в процессе изготовления (**Рис. 1.20**).

Попытки увеличения плотности размещения ячеек на кристалле площадью свыше 1 см^2 не увенчались успехом. Это приводило к образованию дополнительных дефектов и заметному снижению выхода годных изделий. Поэтому для дальнейшего повышения мощности транзисторных ключевых приборов были избраны два направления. Оба пытались ис-

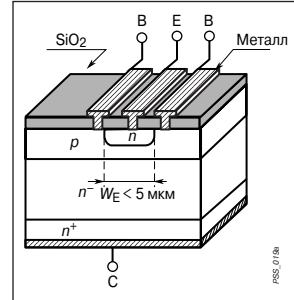


Рис. 1.19

Конструкция биполярного транзистора с уменьшенной шириной эмиттера

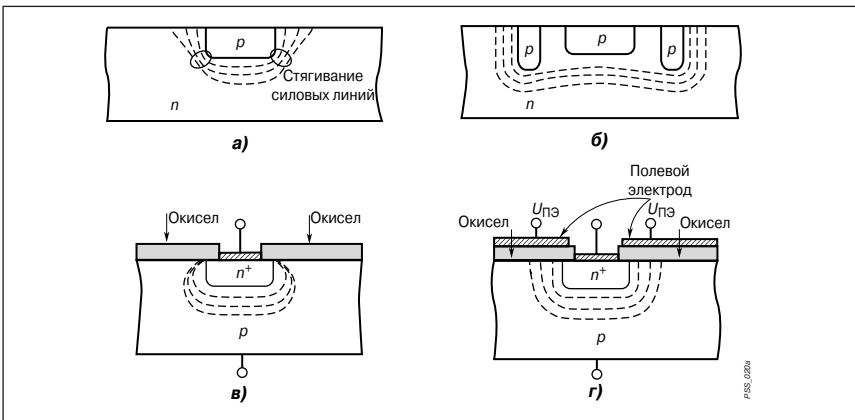


Рис. 1.20

Линии равного потенциала в области пространственного заряда при отсутствии охранных колец (а), с охранными p -кольцами (б), при отсутствии полевых электродов (в), с полевым электродом (г)

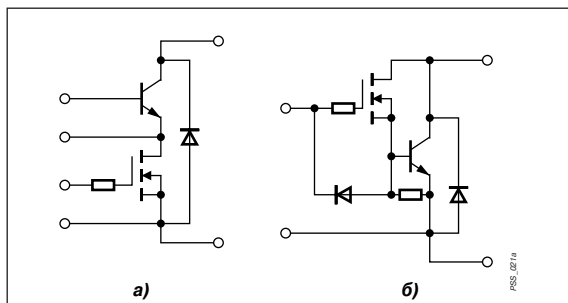


Рис. 1.21

Ключевые модули типа CASCODE-SD (а) и CASCODE-CD (б) фирмы Mitsubishi Electric

пользовать преимущества биполярных и полевых структур. Первое направление основывалось на идее модульного соединения кристаллов различных ключевых приборов в едином корпусе и привело к созданию так называемых мощных ключевых модулей (Power Modules). Типы таких модулей были

весьма разнообразными и, как правило, были связаны с теми или иными схемными применениями ключей. Например: отдельный ключ, полумостовая схема, мостовая схема однофазная, мостовая схема трехфазная и т.п. Это позволило при равных с дискретными приборами значениях пробивных напряжений увеличить токи до десятков и сотен ампер. Конечно, такие разработки требовали специальных конструкторских приемов, направленных прежде всего на уменьшение паразитных элементов модуля, обеспечение равномерной токовой и тепловой нагрузки отдельных элементов, повышение качества гибридного монтажа. Идея создания универсального ключа реализовалась в разработке так называемых BIMOS-модулей. На **Рис. 1.21** представлены комбинированные ключевые модули типа CASCODE-CD и CASCODE-SD фирмы Mitsubishi Electric на рабочие токи свыше 100 А и напряжение 1000 В.

Другое направление представлено так называемыми самосовмещенными монокристаллическими структурами с МОП-затворами, выполненными методом двойной диффузии. Первые монокристаллические биполярно-полевые структуры были изготовлены на основе вертикальной технологии ДМДП-транзисторов в конце 70-х годов (**Рис. 1.22**). В них реализовывалось совмещение функций полевого управления и биполярной проводимости, аналогичное дискретной схеме побистора. Однако в этих структурах наблюдался эффект потери управляемости после отпирания, более известный сегодня как триггерный или эффект «защелкивания». Это ограничило применение подобных приборов в транзисторной технике. Серийный выпуск таких приборов, названных MOS-тиристорами (MOS-SCR), для статических переключателей переменного тока был налажен только фирмой Motorola. Применение технологической шунтировки эмиттерных переходов в самосовмещенной структуре позволило подавить нежелательный триггерный эффект и создать биполярный

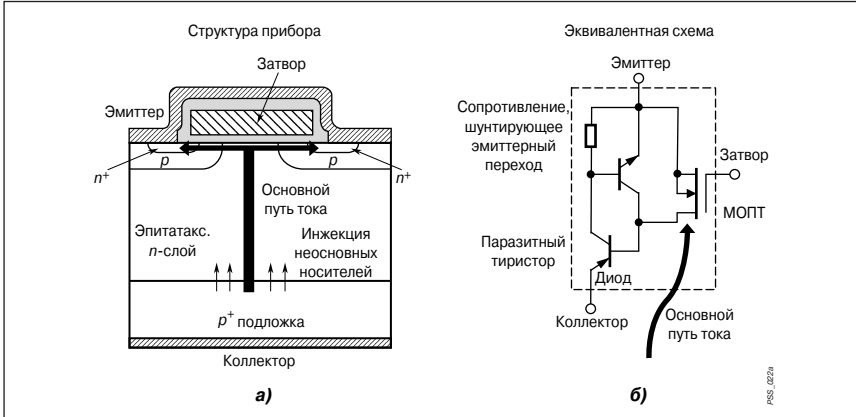


Рис. 1.22

Структура (а) и эквивалентная схема (б) биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT)

транзистор с изолированным затвором — IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Название IGBT на сегодняшний день является общепринятым термином для транзистора, изготовленного по комбинированной монокристаллической технологии. Хотя на первом этапе, так же как и для МДП-транзисторов, употреблялись различные наименования: COMFET (RCA), GEMFET (Motorola) и др. Первое поколение IGBT по плотности тока в 20 раз превосходило МДП и в 5 раз биполярные транзисторы, хотя имело относительно высокое время выключения 10...20 мкс. Совершенствование технологии управления временем жизни неосновных носителей повысило быстродействие IGBT до 200...300 нс. К концу 80-х годов были разработаны приборы второго поколения как дискретного, так и модульного типов на токи от десятков до сотен ампер с напряжением блокировки до 1200 В. Их универсальные характеристики, сочетающие лучшие свойства полевых и биполярных ключей, наметили серьезную тенденцию к полному вытеснению биполярных транзисторов. Выпуск последних все более сокращается и ориентируется на специальное применение в конкретных электронных устройствах.

Технологическая революция начала 80-х годов не могла не затронуть стоящую несколько в стороне на непоколебимых позициях большой мощности тиристорную ключевую электронику. Мы уже упоминали о MOS-тиристоре фирмы Motorola. К середине 80-х годов этот класс приборов дополняется структурами с полевым запирающим. Приборы, названные МСТ (MOS Controlled Thyristor) (Рис. 1.23), отпираются и запираются полем при очень высоких плотностях тока ($> 2000 \text{ А/см}^2$). Однако разработка этих

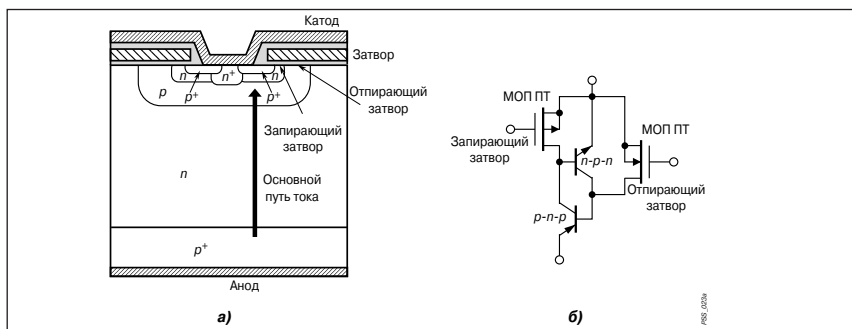


Рис. 1.23

Структура n -канального тиристора с изолированным затвором МСТ (а) и эквивалентная схема n -МСТ (б)

перспективных приборов столкнулась с серьезной проблемой — резким снижением допустимой плотности тока с ростом числа структурообразующих элементов. Значительно больших успехов на тот период достигла технология запираемых или двухоперационных тириستоров — GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Теоретический принцип запираения p - n - p -структуры по электроду управления был известен еще с начала 60-х годов. Но только разработка интегральных многоячейковых структур позволяет наладить первые серийные выпуски мощных GTO к середине 70-х годов (Рис. 1.24). Технологические успехи 80-х годов позволяют фирмам-изготовителям почти в 100 раз повысить мощность, переключаемую GTO (до 2500 А по току и 4500 В по напряжению). В зависимости от обратного блокирующего напряжения различают структуры без шунтировки анодного перехода и с шунтировкой, а также структуры со встроенным обратным диодом. Две послед-

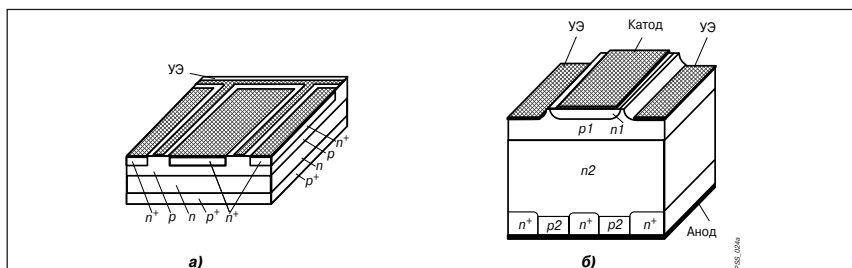


Рис. 1.24

Структуры запираемых (двухоперационных) тириستоров GTO с обратной блокирующей способностью (а) и с шунтировкой анодного перехода (б)

ние обладают меньшим остаточным напряжением. Хотя отдельные типы запираемых тириستоров были разработаны для высокочастотных схем средней мощности, главное применение GTO в мощных высоковольтных цепях, где не могут быть использованы биполярные и полевые транзисторы. Например, к середине 80-х годов на запираемых тиристорах были разработаны инверторы напряжения для двигателей электровозов. Это позволило заменить на железнодорожном транспорте двигатели постоянного тока на более экономичные двигатели переменного тока, снизить энергопотребление и повысить эффективность перевозок. После успехов в технологии GTO обыкновенные однооперационные тиристоры (SCR) начинают занимать очень узкую нишу применения. Как правило, это высоковольтные линии электропередачи постоянного тока (ЛППТ). К концу 80-х годов предельные токи и напряжения тириستоров составляют 3000 А и 6000 В.

Конкуренцию запираемым тиристорам составляют применяемые в тех же классах вентильных преобразователей индукционные тиристоры — ИТ (SITh — Static Induction Thyristor). Эти приборы были разработаны на базе индукционных транзисторов в конце 70-х годов в Японии и имели структуру, сходную с упоминавшимися в разделе 1.4. полевыми тиристорами FCT (**Рис. 1.25**). Важным преимуществом индукционных тириستоров перед GTO является отсутствие внутренней положительной обратной связи. Это повышает помехоустойчивость ключа и его рабочую температуру до 200°C. Другим важным преимуществом ИТ является малое прямое падение напряжения при относительно высоких пробивных напряжениях. Как и всякий полевой ключ, индукционный тиристор обладает положительным температурным коэффициентом и устойчив к большим импульсным перегрузкам по току. Процесс изготовления многоячейковых структур ИТ в середине 80-х годов был основан на сложной и дорогостоящей планарно-диффузионной технологии. Параметры наиболее мощного ключа по предельным токам и напряжению составляли 1500 А и 2500 В. К серьезному недостатку прибора относится его нормальная открытость, т.е. способность проводить ток при нулевом смещении на затворе. Это требует более сложной системы управления и снижает надежность применения.

Развитие технологии полупроводниковых ключей в 90-х годах составляет так называемый современный период. Оценка его достижений и тенденций развития — задача следующих разделов.

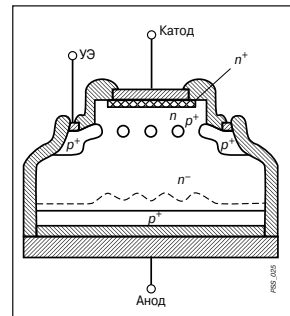


Рис. 1.25

Конструкция индукционного тиристора SITh

1.6. У каждой потайной двери есть свой ключ

Успехи, достигнутые в разработке мощных ключевых приборов, стимулировали развитие многих систем силовой электроники. Однако все более ужесточавшиеся требования экономии электроэнергии, повышения КПД систем, уменьшения их размеров, веса и стоимости выдвигали новые задачи по созданию высокоскоростных переключателей с минимальными потерями в максимально широком диапазоне мощностей. Серьезные требования предъявлялись к устойчивости ключевых приборов к перегрузкам по току, лавинному пробою, триггерному эффекту. Начало применения микроэлектронных контроллеров в системах управления преобразователями накладывало дополнительные требования к характеристикам управляемости ключа.

Разработка новых типов полупроводниковых ключей идет на данном этапе не только по пути совершенствования их физических свойств и параметров, но и основывается на оценке принципиальной возможности работы в заданном диапазоне мощностей. Принцип работы ключа и его физические характеристики заключены в структуре элементарной ячейки, из множества которых он затем собирается. А мощность, которую данный ключ способен переключать, зависит от размеров активной площади кристалла, на котором реализуется его многоячейковая структура. Чем сложнее структура элементарной ячейки, тем ближе ключ по своим характеристикам к идеалу, но тем труднее реализовать эту технологию на больших размерах активной площади. Это противоречие и лежит в основе многообразия типов полупроводниковых ключей.

Активная площадь кристалла ключевого прибора пропорциональна уровню предельного тока, но гораздо сильнее она зависит от пробивного напряжения. По-видимому, этот фактор и лег в основу разделения технологий производства ключей по уровню напряжений. Другим определяющим фактором такого деления стала область применения прибора в системах тех или иных электронных сетей: бортовых, однофазных, трехфазных, контактных, электропередающих.

Для напряжений не более 50...100 В была разработана специальная технология высокочастотных МДП ключевых транзисторов. Они нашли широкое применение в преобразователях типа DC-DC для источников питания бортовых схем и устройств автомобильной электроники. В данной технологии использовался метод плазменного травления. В пластине кремния создавались вертикальные канавки, заполняемые поликремнием, используемые в качестве вертикального затвора (**Рис. 1.26**).

Этот технологический прием, получивший английское наименование «Trench», в дальнейшем был успешно применен и в более мощных тран-

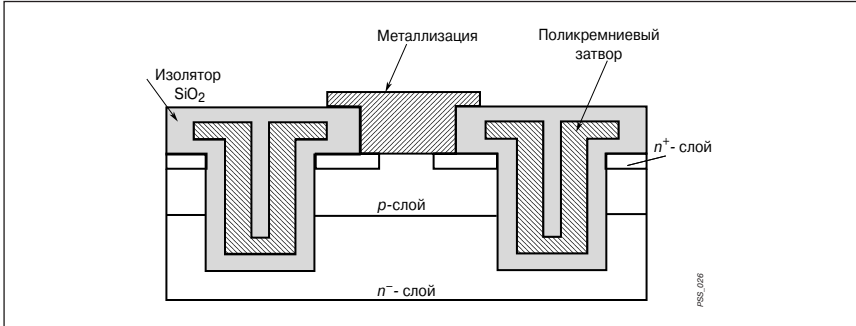


Рис. 1.26

Полупроводниковая структура с вертикальным затвором (Trench)

зисторах. Вертикальные канавки затвора позволили увеличить плотность размещения элементарных ячеек и существенно снизить сопротивление открытого канала R_{ON} . Был даже введен параметр качества прибора — произведение сопротивления канала на площадь кристалла.

На **Рис. 1.27** представлена зависимость, иллюстрирующая развитие технологии низковольтных транзисторов SIPMOS фирмы Siemens. К концу 90-х годов компания Infineon Technologies, дочерняя фирма Siemens в области полупроводникового приборостроения,

разработала технологию S-FET2 для ключевых транзисторов с сопротивлением открытого канала 3 мОм на площади кристалла 30 мм². Транзисторы такого качества могут использоваться в широком диапазоне токов от десятков до сотен ампер. В диапазоне выходных мощностей от десятков до сотен ватт они практически вытеснили все применявшиеся ранее биполярные аналоги.

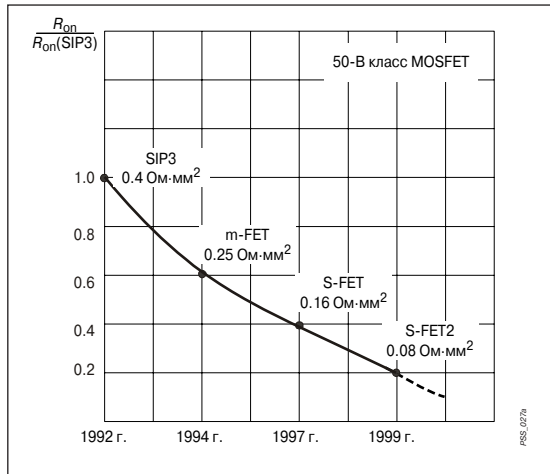


Рис. 1.27

Развитие технологии низковольтных МДП-транзисторов SIPMOS

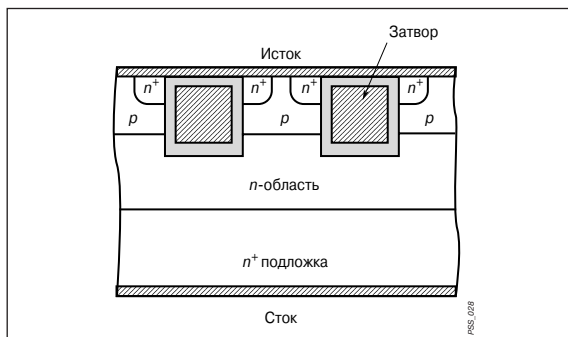


Рис. 1.28

Поперечное сечение вертикальной UMOS-структуры МДП-транзистора

напряжением до 600 В. В МДП-структурах главная проблема при таких напряжениях по-прежнему заключалась в снижении остаточного сопротивления. Переход от VMOS- к UMOS-технологии (Рис. 1.28) с уменьшением напряженности поля под затвором позволил практически достигнуть предела в совершенствовании стандартных вертикальных технологий (Рис. 1.29). Революционный прорыв через этот предел произошел в

Для преобразователей электрической энергии типа AC/DC мощностью от сотен ватт до десятков киловатт был разработан целый ряд технологий ключевых транзисторов со структурой MOS, SIT и IGBT. Для применения в схемах, питаемых от однофазной сети переменного тока, разрабатывались транзисторы с пробив-

1998 году, когда фирма Infineon Technologies разработала технологию, получившую название CoolMOS (Рис. 1.30).

Создание глубокого сильнолегированного p-слоя позволило значительно снизить вклад высокоомного эпитаксиального слоя в общее сопротивление открытого канала транзистора и повысить показатель качества транзистора в 5 раз (Рис. 1.29). Исследования данных транзисторов показали, что им

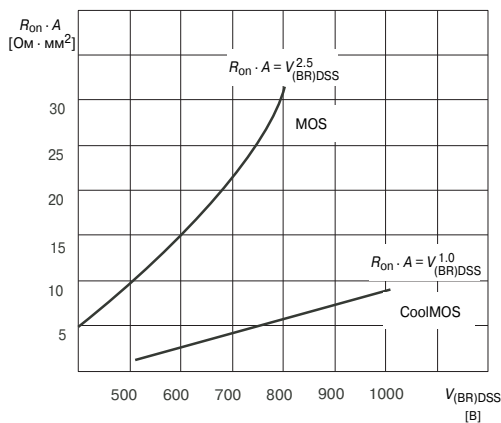


Рис. 1.29

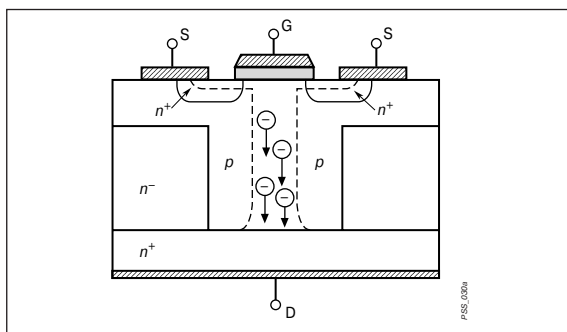
Зависимость параметра качества для транзистора стандартной (MOS) и новой (CoolMOS) технологий от максимального напряжения пробоя сток—исток

присущи более низкие значения паразитных емкостей и по динамическим характеристикам они более чем в 3 раза превосходят стандартные аналоги.

Применение специальных разделительных канавок позволило разработать высокочастотные индукционные транзисторы с высоким коэффициентом

усиления на тот же класс напряжений 600 В (**Рис. 1.31**). По сравнению с мощными МДП-транзисторами последние имели значительно меньшую входную емкость. Однако относительно высокое сопротивление открытого прибора (в полевом режиме до единиц ом) и необходимость подачи отрицательного смещения ограничили применение СИТ областью токов до единиц ампер. Малые сопротивления открытого канала данных транзисторов достигались при прямой полярности напряжения на затворе. Была разработана целая серия нормально закрытых структур БСИТ на рабочие токи от единиц до десятков ампер. Однако биполярный режим работы индукционного транзистора по своим характеристикам соответствовал обычным биполярным транзисторам и имел все присущие им недостатки, в первую очередь тепловую нестабильность и возможность теплового пробоя.

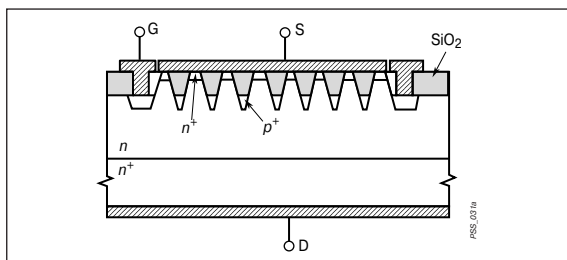
Поскольку предельная плотность тока в структурах IGBT значительно медленнее уменьшается с ростом рабочих напряжений, чем у МДП-транзисторов, было сравнительно просто разработать серию высоковольтных ключевых аналогов с комбинированным принципом проводимости. Главная задача при разработке таких транзисторов заключалась в уменьшении прямых падений напряжения и



PSS_000a

Рис. 1.30

Поперечное сечение структуры CoolMOS-транзистора



PSS_001a

Рис. 1.31

Конструкция высокочастотного СИТ

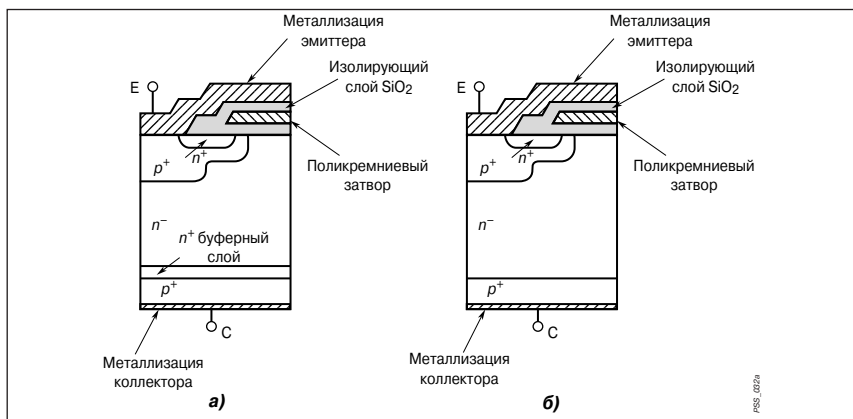


Рис. 1.32

Эпитаксиальная (PT) (а) и гомогенная (NPT) (б) структуры IGBT

повышении их быстродействия. Включение дополнительного высоколегированного n^+ -слоя в структуру транзистора, названного буферным, позволило повысить уровень пробивных напряжений и скорость переключения (**Рис. 1.32а**). На напряжение классом 600 В была разработана целая серия IGBT-ключей с предельными токами в десятки и сотни ампер для диапазона частот 20...100 кГц. К концу 90-х годов применяется уже третье поколение подобных приборов.

Рассмотренная нами конструкция IGBT с буферным слоем называется также эпитаксиальной, или структурой PT (Punch-Through). Фирма Siemens разработала технологию однородной структуры, называемой гомогенной, или структурой NPT (Non-Punch-Through) (**Рис. 1.32б**). В качестве основы прибора служит материал n -типа с равномерным легированием, на обратной стороне которого в процессе производства создается p^+ -слой. Это отличается от обычных эпитаксиальных технологий, где в качестве p^+ -слоя используется материал подложки. Однако в обоих случаях создается типичная для IGBT-структура. На сегодняшний день отсутствует однозначная оценка в выборе той или иной структуры. Например, температурные характеристики NPT-структуры для тока выключения более стабильны.

С другой стороны, PT структура позволяет достигать более низких величин остаточного падения напряжения, особенно при относительно низких (до 600 В) пробивных напряжениях. И PT-, и NPT-структуры были использованы при разработке IGBT-ключей для класса напряжений 1200 В. Применение данных ключей в ШИМ-преобразователях с напряжением

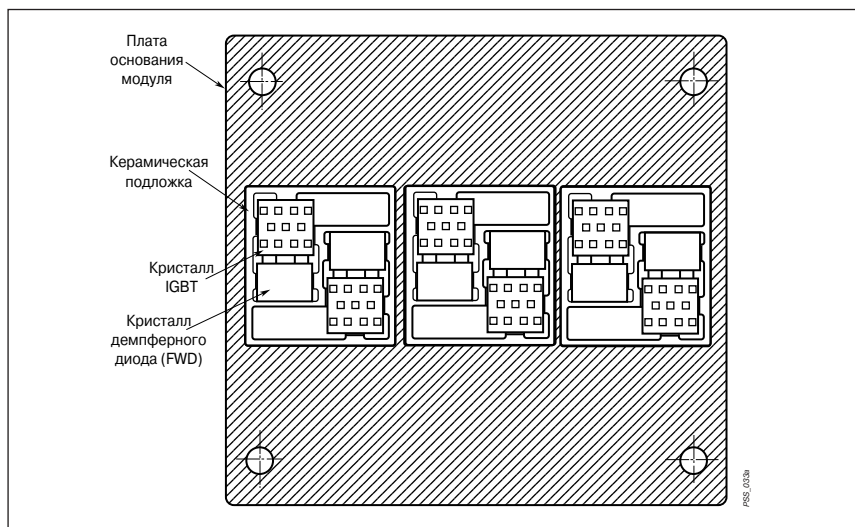


Рис. 1.33

Размещение демпферного диода в единой модульной конструкции с IGBT

питания от 380 до 500 В позволило увеличить преобразуемые мощности до сотен киловатт и практически вытеснить модули биполярных транзисторов. Дискретные IGBT-ключи класса 600 и 1200 В охватывают диапазон токов от единиц до десятков ампер и могут служить для реализации преобразователей мощностью не более 10 кВт. Диапазон рабочих токов IGBT расширяется до сотен ампер путем использования модульных конструкций отдельных, полумостовых и мостовых конфигураций. Новые технологии модульных ключей решают целый ряд задач. Одна из них связана с включением в модульную конструкцию согласованного с параметрами основного ключа демпферного диода FWD (Free Wheel Diode) (**Рис. 1.33**). Чтобы минимизировать потери мощности при включении IGBT, диод должен иметь малый заряд восстановления и мягкий пробой обратной ветви BAX. Для современных ключей динамические характеристики диода лежат в диапазоне 100...300 нс по времени восстановления и 0.5...2.5 мкКл по накопленному заряду. Другая задача связана с минимизацией паразитных индуктивностей корпуса. Специальные конструкции токоподводящих выводов позволили сегодня понизить величину паразитной индуктивности до значений 20...30 нГн. Среди наиболее эффективных конструкций отметим модули серии ECONOPACK — фирмы Siemens и U-SERIES — фирмы Mitsubishi Electric (**Рис. 1.34**).

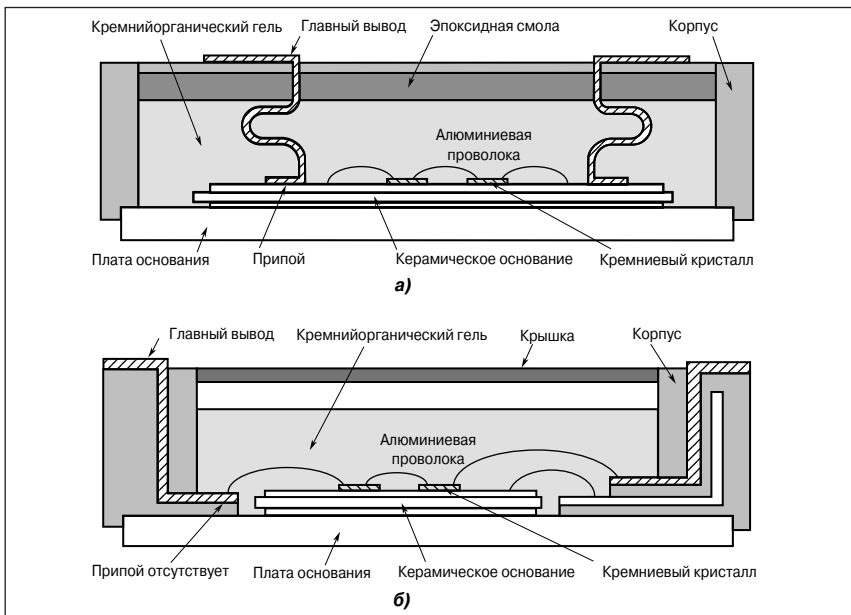


Рис. 1.34

Конструкция силового модуля стандартного типа (H-Series) (а) и улучшенного типа (U-Series) (б) фирмы Mitsubishi Electric

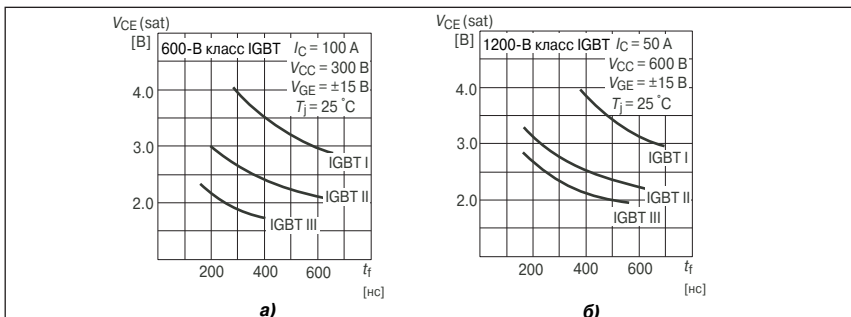


Рис. 1.35

Зависимость напряжения насыщения IGBT-ключей различных поколений (класс напряжения 600 В (а) и 1200 В (б)) от времени спада коллекторного тока

Для 600-В и 1200-В IGBT-ключей актуальной остается задача снижения остаточных напряжений и повышения быстродействия (Рис. 1.35).

Фирмой Tokin выпущена серия статических индукционных транзисторов для рассматриваемого класса напряжений на 1200 В с предельными токами 60...180 А. Данные ключи были использованы в схемах резонансных инверторов для СВЧ печей мощностью 10...20 кВт.

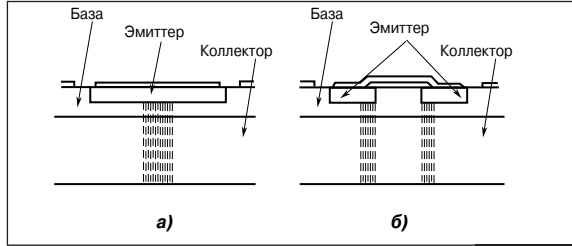


Рис. 1.36

Структура биполярного транзистора ключевого типа первого (а) и третьего (б) поколений фирмы Motorola

Биполярные транзисторные ключи практически утратили свои позиции в рассматриваемом диапазоне мощностей и напряжений. Отдельные разработки касаются специальных применений в уже отработанных схемах и устройствах. Среди них можно отметить структуру с «полым» эмиттером (Hollow Emitter), разработанную компанией Motorola для ключевых транзисторов третьего поколения серии MJ16000A (**Рис. 1.36**). Такая конструкция эмиттера позволяет понизить плотность тока при выключении и уменьшить влияние продольного сопротивления базы. Транзисторы этой серии разработаны на предельное напряжение 1000 В и ток до 10 А и имеют времена переключения менее 1 мкс. Другая разработка компании Motorola — планарная высоковольтная структура для высокочастотных ключевых транзисторов серий MJE180xx и MJW180xx. В ней использована специальная гребенчатая структура эмиттера с высоким отношением периметра к активной площади. Для получения высоких пробивных напряжений используется специальный полевой электрод (**Рис. 1.37**). Данные транзисторы имеют предельные напряжения более 1000 В и токи до 10 А при времени рассасывания менее 1 мкс и времени спада 20...40 нс. Рассмотренные ключевые транзисторы биполярного

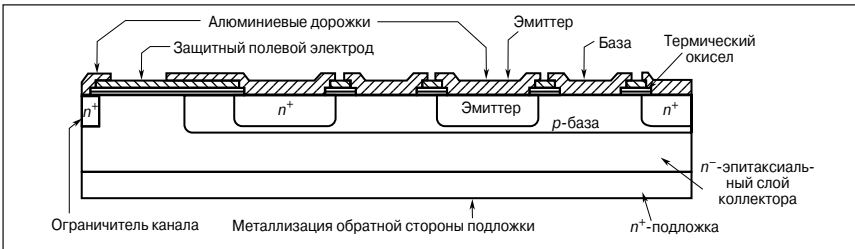


Рис. 1.37

Планарная структура высоковольтного биполярного транзистора фирмы Motorola

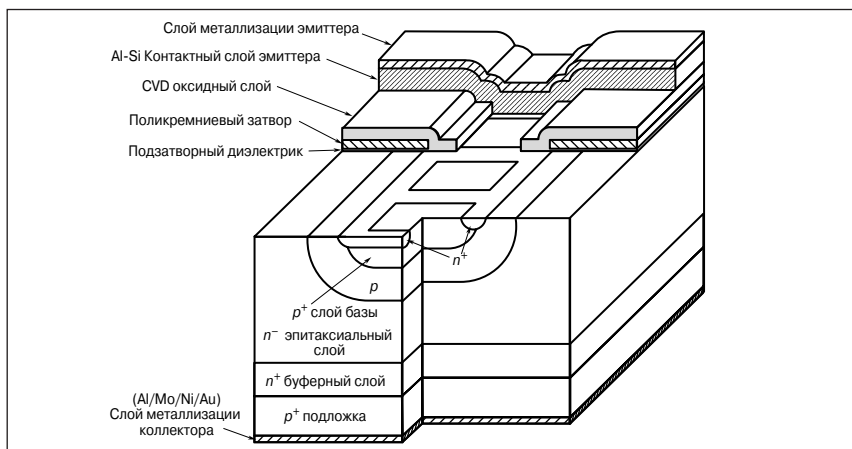


Рис. 1.38

Структура высоковольтного IGBT (HV-IGBT) фирмы Mitsubishi Electric

типа используются в инверторах импульсных источников питания мощностью до 500 Вт.

Высоковольтный диапазон от 1700 В и более традиционно считался тиристорным. Однако в 90-е годы были разработаны так называемые HV-структуры IGBT (High Voltage) на класс напряжений 1700 В. В основу высоковольтного ключа была положена гомогенная структура IGBT, выполненная по планарно-эпитаксиальной технологии. Для защиты от пробоя использовалось поликристаллическое кремниевое охрannое кольцо, которое уменьшало кривизну поверхностных полей. Для уменьшения остаточных напряжений в структуре оптимизировалось время жизни носителей. Ключи были разработаны в виде модулей на токи от 50 до 300 А и имели остаточное падение напряжения 2.5...4 В при частотах переключения до 50 кГц. В середине 90-х годов компания Mitsubishi Electric изготовила аналогичный ключ, но используя эпитаксиальную структуру IGBT (**Рис. 1.38**). Сравнение этих двух конструкций при данном уровне напряжений показало, что NPT-структуры имеют положительный температурный коэффициент во всей области рабочих токов, что позволяет создавать параллельные сборки на более высокие амплитуды тока. Однако PT-структуры позволили при токе 400 А уменьшить остаточные напряжения до 2.7 В при аналогичных скоростях переключения.

В этот же период наблюдается интенсивное развитие полевых транзисторов с изолированным затвором МСТ. Появляются сообщения о разра-

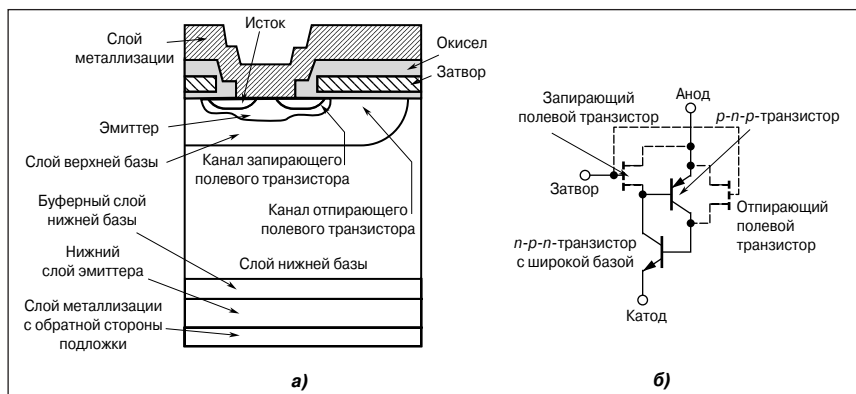


Рис. 1.39

Структура p -канального тиристора с изолированным затвором МСТ (а) и эквивалентная схема p -МСТ (б)

ботке высоковольтных монокристаллических структур МСТ на ток до 400 А. В отличие от прежних образцов данная структура содержит p -канальный запирающий полевой транзистор (Рис. 1.39). Несмотря на известные недостатки p -канальных ключей, главными из которых являются ухудшение быстродействия (почти в 2 раза) и сокращение области безопасных режимов (почти на 30%), такая структура позволяет использовать в канале запирающего управляющего ключа с n -проводимостью. При этом фактическая плотность запираемого тока увеличивается в 2...3 раза по сравнению с n -МСТ-приборами. Первые серии таких ключей демонстрировали прерывание тока амплитудой 100 А, выдерживали $dV/dt > 10000$ В/мкс и имели продолжительность непрерывной работы более 100 часов при температуре перехода 250°C . Прямые падения напряжения в открытом состоянии при токе 400 А составили 2,8 В. Динамические характеристики переключения по фронтам: около 200 нс для включения и 600 нс для выключения.

Наконец, в конце 90-х годов появляются разработки HVIGBT и p -МСТ на напряжения 2500...3300 В. Сравнительные испытания данных приборов при одинаковой блокирующей способности показали интересные с точки зрения применения результаты. МСТ имели примерно двукратное преимущество по прямому падению напряжения. По динамическим потерям картина — противоположная, особенно в диапазоне пониженных напряжений от 600 до 1500 В, где энергия потерь при выключении IGBT на 30...50% меньше аналогичного показателя МСТ. Энергия потерь при включении определяется характеристикой демпферного диода. Но если для IGBT можно использовать последовательное сопротивление в цепи затво-

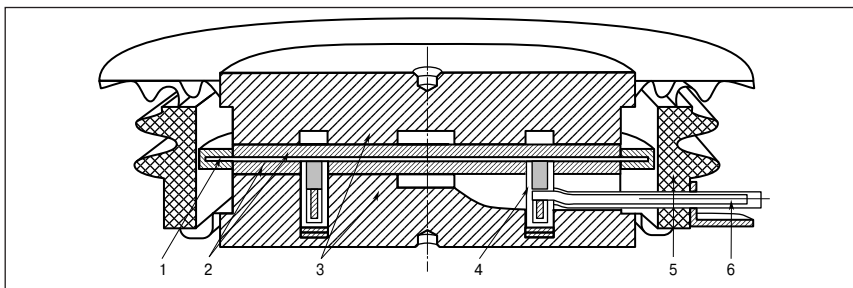


Рис. 1.40

Конструкция запираемого тиристора:

1 — кристалл; 2 — молибденовые диски; 3 — медные диски; 4 — кольцевой контакт электрода управления; 5 — керамический корпус; 6 — вывод электрода управления

ра, то регенеративное включение МСТ не позволяет регулировать аналогичным образом скорость включения. В этом случае необходимо применять внешние защитные схемы, увеличивая дополнительные потери.

Отметим в нашем обзоре еще один вид полевых тиристоров — индукционные, наиболее мощные из которых были разработаны на токи 2200 А на основе кремниевой пластины диаметром 30 мм и способны блокировать напряжения 4000 В. В открытом состоянии индукционный тиристор работает как $p-i-n$ -диод, он имеет значительно меньшие прямые падения напряжения, чем другие тиристоры (при токе 400 А менее 2,3 В). Таким образом, можно говорить о наступлении приборов комбинированных технологий на некогда считавшиеся неприступными позиции биполярных тиристоров. Последним ничего не оставалось, как двигаться дальше в область мегаваттных мощностей. По многоячейковой технологии на шестидюймовой кремниевой пластине и в специальном корпусе с молибденовыми дисками, отделяющими пластину от оснований анода и катода, компания Mitsubishi Electric разработала GTO на ток 6000 А и напряжения 6000 В (**Рис. 1.40**). Коэффициент запираания у данного тиристора равен примерно 5...6 единиц, а время выключения по току порядка 5 мкс. Тиристор выдерживает ударные токи до 40000 А и имеет остаточные падения напряжения не более 6 В. Эти уникальные достижения оказались возможными благодаря оптимизации процесса шунтировки анодного $p-n$ -перехода и созданию неравномерного распределения времени жизни в области широкой n -базы. Оптимальность в сочетании напряжения в открытом состоянии и характеристик запираания удалось обеспечить введением дополнительного высоколегированного n^+ -слоя в прианодную часть n -базы (так называемая структура $p-n-v-p-n$).

Однооперационные тиристоры сегодня изготавливаются на основе

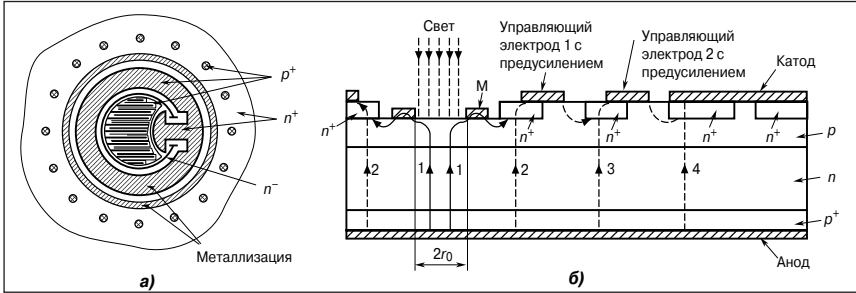


Рис. 1.41

Конструкция высоковольтного тиристора, управляемого светом: конструкция фотоотка повышенной чувствительности (а) и структура тиристора (б)

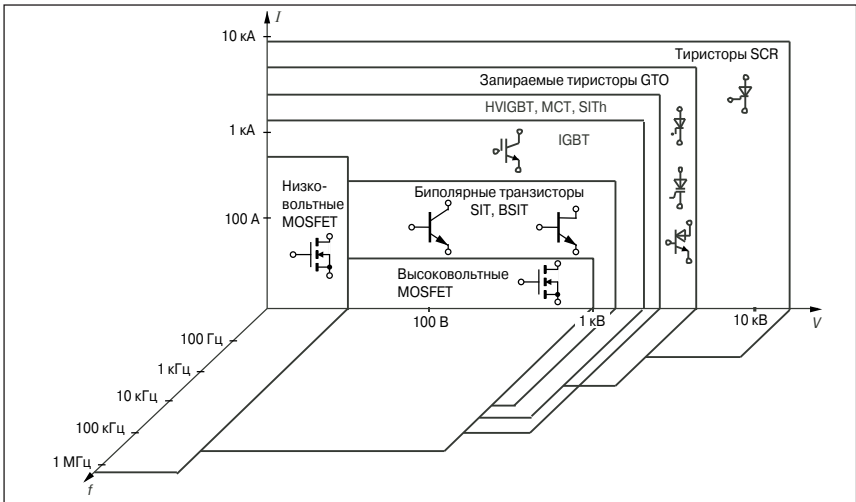


Рис. 1.42

Диаграмма современного уровня развития силовых полупроводниковых ключей

сверхвысоковольтной технологии (Ultra High Voltage) и имеют мощностные параметры 8000 В и 3600 А для линий передачи постоянного тока и 12000 В и 1500 А для статических переключателей переменного тока. Управляются подобные структуры импульсом света по специальному световолоконному кабелю (Рис. 1.41).

Общая диаграмма современного уровня силовых полупроводниковых ключей в координатах предельных токов, напряжений и частот представлена на Рис. 1.42.

1.7. Кто на новенького?

Проведенный обзор позволяет выделить перечисленные ниже этапы развития схемотехники ключевых приборов.

1. Биполярные транзисторы и тиристоры. Достаточно длительный период ведущее положение среди силовых ключей занимали полупроводниковые приборы с биполярным механизмом проводимости и инжекционным управлением: биполярные транзисторы (BJT) и тиристоры (одно-операционные — SCR и двухоперационные — GTO). Их главными недостатками являются большое потребление мощности по цепи управления, невысокое быстродействие и низкая теплоустойчивость. В то же время, эти ключи имеют весьма малые потери мощности в открытом состоянии.

2. МОП-транзисторы. Новые перспективы с точки зрения совершенствования параметров ключа появились с созданием мощных МДП-транзисторов (MOSFET). Данные приборы, имея униполярную проводимость и полевое управление, обладают свойствами практически идеального ключа при относительно низких предельных напряжениях (до 100 В). Однако с ростом рабочих напряжений (от 500 В и более), вследствие униполярного механизма токопереноса, остаточные напряжения данных ключей значительно возрастают, ограничивая применение МДП-транзисторов относительно узким диапазоном токов (не более десятков ампер).

3. IGBT. Компромиссным техническим решением, позволившим объединить положительные свойства полевого управления и биполярной проводимости, стало создание так называемых комбинированных структур транзисторов (IGBT, SIT) и тиристоров (MCT, SITh). Бесспорно, в настоящее время IGBT является наиболее совершенным серийно выпускаемым ключевым прибором комбинированного типа. Диапазоны токов и напряжений этого прибора быстро расширяются и в настоящее время IGBT практически полностью вытеснили все остальные типы ключей в диапазоне мощностей от единиц до тысяч кВА. Однако, следует отметить и ряд недостатков этих приборов, обусловленных физическими особенностями их работы: весьма значительное для биполярного ключа падение напряжения в открытом состоянии, подверженность эффекту «защелкивания» и, как следствие, пониженная стойкость к токам короткого замыкания, относительно невысокое по сравнению с МДП-аналогами быстродействие.

4. Комбинированные приборы. Основной тенденцией развития силовых полупроводниковых ключей является совершенствование комбинированных приборов. Технология изготовления данных ключей по уровню сложности близка к технологии силовых больших интегральных схем и продолжает усложняться с каждым новым поколением. На **Рис. 1.43**

представлена эквивалентная схема структуры практически идеального комбинированного ключа, управляемой низковольтным МДП-транзистором и обеспечивающей во включенном состоянии распределение биполярных носителей, эквивалентное $p-i-n$ -диоду.

Полупроводниковый диод был первым неуправляемым ключом, положившим начало всему процессу эволюции силовых ключевых приборов. Спираль развития вновь привела нас к диоду, но уже на более совершенной ступени, где диод является управляемым по поликремниевому затвору.

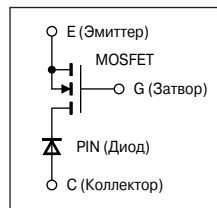


Рис. 1.43

Эквивалентная схема «идеального» комбинированного ключа

Основные разработки силовых полупроводниковых ключей последнего времени.

OptiMOS, HEXFET. Как уже говорилось, наиболее близкой к идеальному ключу является структура низковольтного МДП-транзистора, широко используемая в качестве управляющей для комбинированных приборов. Современные технологии данных полевых транзисторов разрабатываются фирмами Infineon Technologies (серии OptiMOS технологии S-FET-2) и IR (серии HEXFET технологии StripFET). Так, например, МДП-транзисторы технологии S-FET-2 имеют следующие основные характеристики:

- Низкое сопротивление во включенном состоянии: 3 мОм для приборов с напряжением пробоя сток — исток 30 В и 16 мОм для приборов с рабочим напряжением 100 В.
- Малое время переключения, позволяющее увеличить частоту переключения до 500 кГц.
- Высокая устойчивость к короткому замыканию при относительно больших допустимых временах перегрузки (до 1000 мкс).
- Высокая коммутационная способность, переключение тока до 125 А.
- Малые размеры кристалла с эффективным теплоотводом и тепловым сопротивлением менее 1 К/Вт.

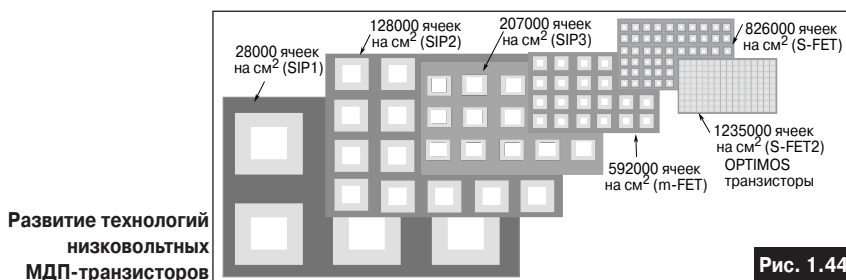


Рис. 1.44

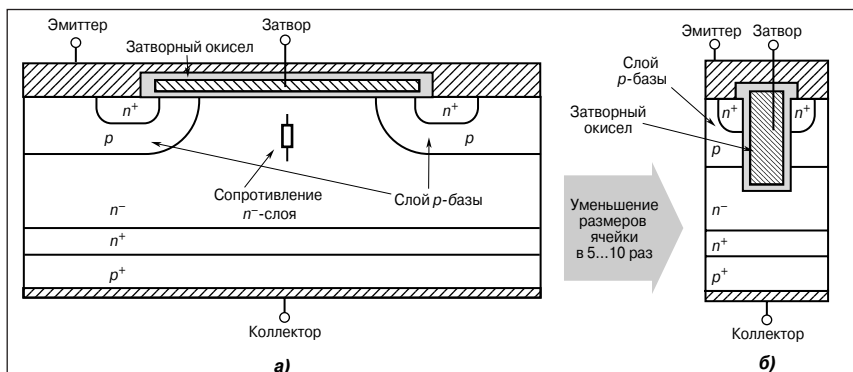


Рис. 1.45

Структура стандартного IGBT (а) и IGBT, изготовленного по Trench-технологии (б)

- Повышенная плотность размещения базовых ячеек на единицу площади: до 1235 тысяч элементов на квадратный сантиметр (Рис. 1.44).

PT-IGBTB. В конце девяностых годов компания Mitsubishi Electric разработала новую технологию четвертого поколения для приборов PT-IGBT на основе идеи вертикального затвора Trench Gate (Рис. 1.45). Главным результатом применения Trench-технологии с проектной нормой менее 1 мкм стало существенное уменьшение статических потерь IGBT и выход на новый уровень остаточных напряжений: 1.6 В для приборов на 600 В и 1.8 В для приборов на 1200 В (Рис. 1.46). При производстве Trench-кристаллов были использованы технологии, применяемые при производстве кристаллов динамического ОЗУ. В IGBT серии F рядом с основным кристаллом транзистора была помещена дополнительная схема защиты транзистора от короткого замыкания RTC (Real Time Control circuit) (Рис. 1.47), предназначенная для мгновенного уменьшения напряжения на затворе со стандартных 15 до 11 В. Это позволило снизить ток перегрузки IGBT с 18-кратного до примерно 4-кратного от номинального значения и увеличить допустимое время перегрузки с 5 до 10 мкс. Следует, однако, отметить, что увеличение плотности упаковки вертикальных ячеек привело к существенному росту входной емкости прибора, что в свою очередь повысило мощность управления ключом и снизило его быстродействие.

CSTBT. К 2004 году компанией Mitsubishi Electric было представлено пятое поколение IGBT, получивших название CSTBT (Carrier Stored Trench gate Bipolar Transistor), т.е. биполярные транзисторы с изолированным вертикальным Trench-затвором с накопленными носителями. Структурно

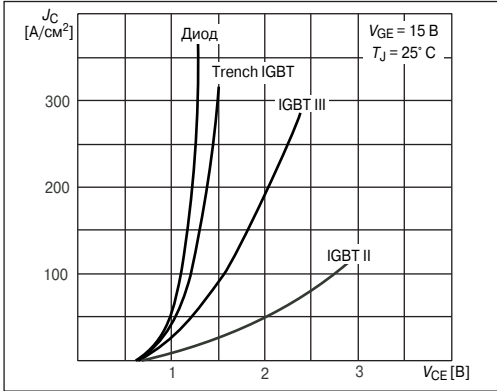


Рис. 1.46

Сравнение ВАХ IGBT-ключей различных поколений с характеристикой диода

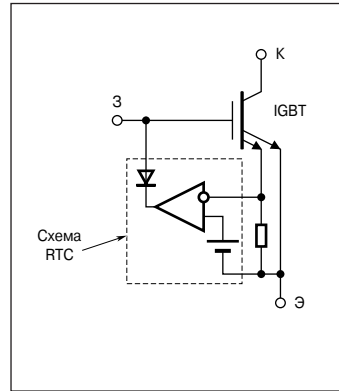


Рис. 1.47

Схема защиты IGBT (серия F) от короткого замыкания

CSTBT имеет дополнительный n -слой (Рис. 1.48), создающий барьер, препятствующий проникновению дырок из базового эпитаксиального слоя в p -эмиттер. Это способствует накоплению носителей в базовом слое IGBT на границе с эмиттером и снижению остаточного напряжения до 1.8...2.0 В. В пятом поколении IGBT не применяется гибридная RTC-схема для ограничения тока короткого замыкания. Проблема токовой перегрузки решена в данном случае на кристалле IGBT благодаря новой

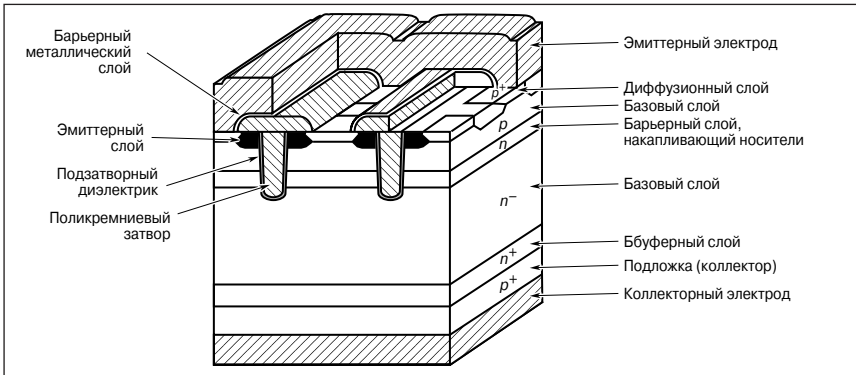


Рис. 1.48

Структура CSTBT

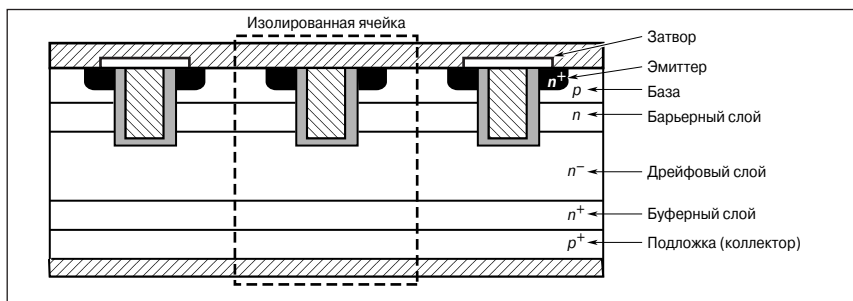


Рис. 1.49

Базовая ячейка структуры IGBT технологии Plugged Cell Merged

технологии Plugged Cell Merged (PCM) (**Рис. 1.49**), в которой обеспечивается оптимизация «шага» вертикальных ячеек затвора с помощью подключения только необходимого их количества, обеспечивающего относительно низкий ток насыщения при перегрузке и снижение входной емкости. Кроме барьерного слоя в приборах CSTBT оптимизирована также их вертикальная структура, получившая название технологии LPT (Light Punch Through). Главной особенностью данной технологии является оптимизация ширины базовой области, обеспечивающая минимальные остаточные напряжения при сохранении устойчивости переключения прибора в заданной области безопасной работы. Для обеспечения оптимальной концентрации носителей заряда в базовой области в LPT-техно-

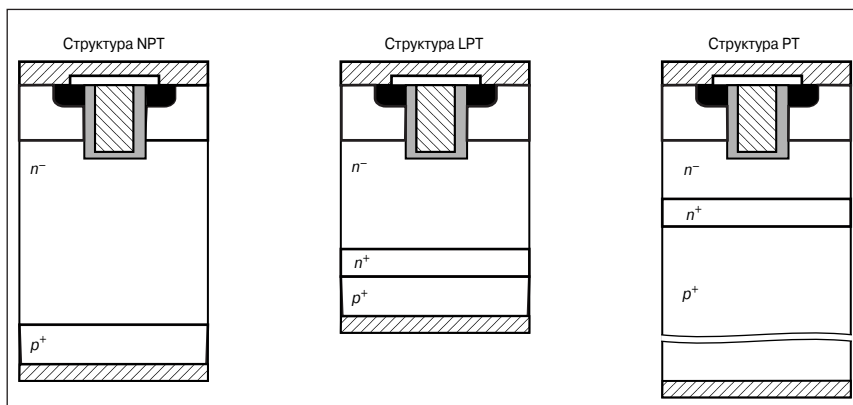


Рис. 1.50

Структура базовых ячеек IGBT: NPT, LPT и PT

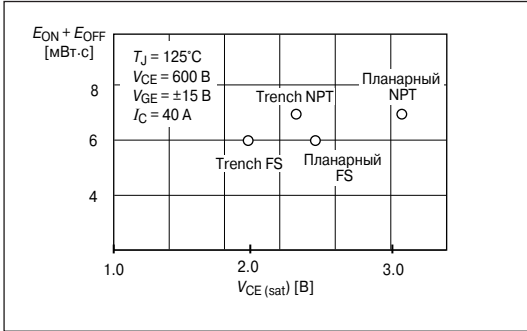


Рис. 1.51

Сравнение динамических потерь ($E_{ON} + E_{OFF}$) и напряжений в открытом состоянии ($V_{CE(sat)}$) в гомогенной (NPT) и FieldStop (FS) IGBT-структурах для планарных и вертикальных (Trench) затворов (при повышенной температуре 125°C)

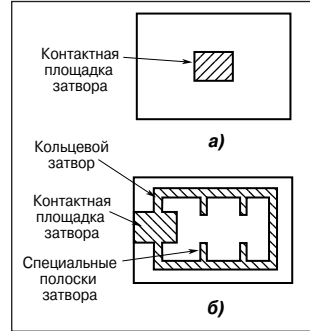


Рис. 1.52

Конструкция затвора CoolMOS-транзистора первого (а) и второго (CoolMOS C2 (б) поколения)

логии предусмотрена также оптимизация буферного p^+ -слоя и коллекторного p -слоя в структуре транзистора (Рис. 1.50).

FS-IGBT и Triathlon. Идеи оптимизации вертикальной NPT-структуры IGBT нашли свое отражение в разработке кристаллов по новым технологиям FieldStop-IGBT (FS-IGBT) и Triathlon, примененных компанией Infineon Technologies. В настоящее время фирмой Eupres GmbH начато производство модулей третьего поколения на основе этих кристаллов. Новые модули отличаются низким падением напряжения в состоянии насыщения при относительно небольших потерях на переключение (Рис. 1.51).

CoolMOS. Отличие технологии изготовления транзисторов CoolMOS от обычных МДП-транзисторов, как уже отмечалось, заключается в создании специальной конструкции канальной p -области, позволяющей существенно снизить зависимость сопротивления транзистора в открытом состоянии от величины блокирующего напряжения. Семейство транзисторов CoolMOS в настоящее время представлено уже тремя поколениями:

- Первое поколение S5 характеризуется очень малым сопротивлением во включенном состоянии (менее 70 мОм).
- Второе поколение C2 разработано с уменьшенным временем переключения для применения на повышенных частотах до 200 кГц благодаря новой конструкции затвора (Рис. 1.52).
- Третье поколение C3 имеет импульсные токи перегрузки в 1.5 раза выше предыдущих благодаря повышенной величине переходной проводимости и приближенной к прямоугольной области безопасных режимов.

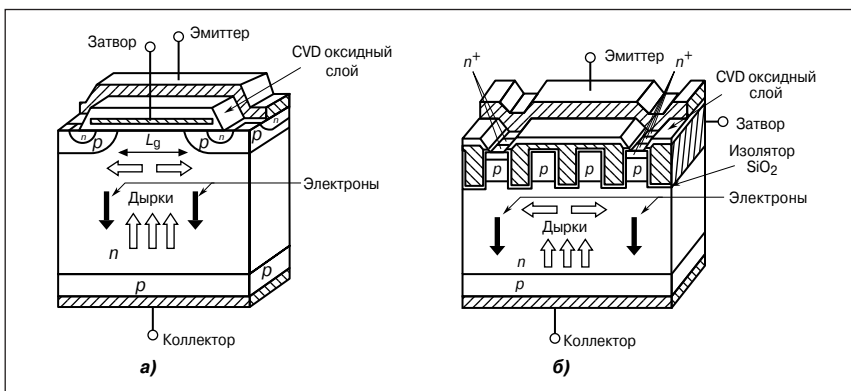


Рис. 1.53

Планарная (а) и Trench (б) структуры IEGT

IEGT. Новые технологии применяются также при создании ключей большой мощности. Фирма Toshiba Semiconductors разработала биполярный транзистор с изолированным затвором и увеличенной инжекцией IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Этот прибор имеет прямое напряжение и плотность тока, свойственные мощным биполярным тиристорам, а динамические параметры переключения характерные для IGBT. Такие показатели обеспечиваются специальной структурой ячейки IEGT, имеющей широкий затвор. Планарная структура IEGT имеет площадь кристалла порядка 1.2 см^2 (Рис. 1.53а). В корпусе прибора расположено 15 подобных кристаллов совместно с 6 кристаллами встречно-параллельных диодов. В качестве опытных образцов изготовлены Trench-структуры IEGT с площадью кристалла 0.69 см^2 на тот же класс рабочих напряжений и токов (Рис. 1.53б). В настоящее время производится несколько типов серийных IEGT-модулей прижимной и паяной конструкции. Запланирован выпуск IEGT мощностью 750 А на 6.5 кВ.

GCT, IGCT. В конце 90-х годов фирмой Mitsubishi Electric были разработаны тиристорные структуры с коммутацией тока в затвор управления, названные GCT (Gate Commutated turn-off Thyristor) (Рис. 1.54). Надо заметить, что работа GCT возможна только при специальной конструкции корпуса и электрода управления, допускающей снижение паразитной индуктивности выводов до $2...4 \text{ нГн}$. Сочетание GCT и блока формирователя импульсов управления в единой конструкции образует так называемый интегрированный GCT или IGCT (Integrated Gate Commutated turn-off Thyristor) (Рис. 1.55). В настоящее время эти приборы производятся фирмами ABB Semiconductors AG и Mitsubishi Electric в таблеточных кор-

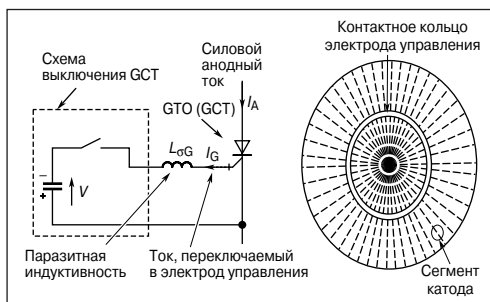


Рис. 1.54



Рис. 1.55

Способ выключения GCT-тиристора (а) и его конструкция (б)

GCT с интегрированным формирователем импульсов управления (IGCT)

пусках прижимной конструкции и рассчитаны на токи до 4.5 кА и напряжения до 6 кВ.

CSITMOS. Мощный комбинированный ключ, запатентованный в монокристаллическом и двухкристаллическом исполнении и получивший название MOS Composite Static Induction Thyristor или в русской аббревиатуре комбинированный СИТ-МОП-транзистор (Рис. 1.56), позволил разрешить проблему нормально открытого состояния для высоковольтного СИТ-тиристора. При этом роль управляющего элемента структуры ключа выполняет низковольтный сильноточный МДП-транзистор.

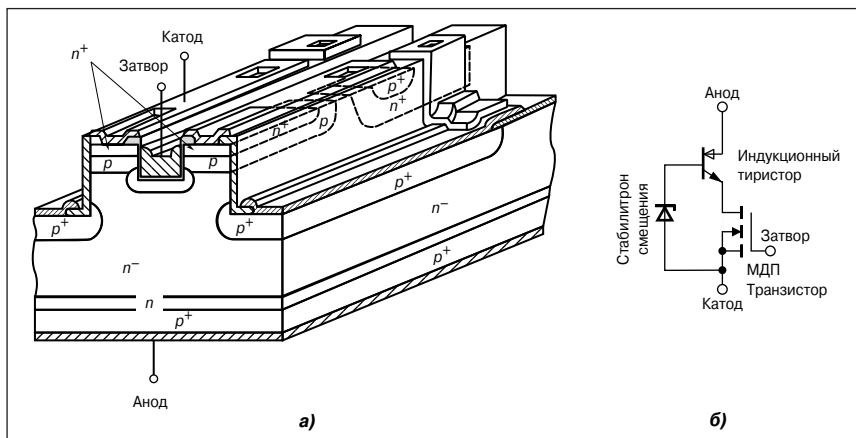


Рис. 1.56

Конструкция комбинированного ключа MOS Composite SITH (а) и его эквивалентная схема (б)

Интересно заметить, что эквивалентная схема данного комбинированного ключа практически совпадает с эквивалентной схемой IGBT, как это будет показано далее. Это позволяет говорить о единственности некоторых решений в проблемах создания более совершенного ключа при различных технологиях их изготовления.

SiC-ключи: DMOS, UMOS, LDMOS, ACCUFET, SiC JFET. Важный этап в развитии силовых ключей связан с применением новых полупроводниковых материалов и прежде всего карбида кремния (SiC). Для изготовления силовых приборов применяют материалы 4H-SiC и 6H-SiC. Основные преимущества карбид-кремниевых структур перед обычными кремниевыми заключаются в следующем:

- Малые токи утечки даже при высоких температурах за счет большей ширины запрещенной зоны (3.26 эВ для материала 4H-SiC).
- Высокая блокирующая способность (3...10 кВ) за счет повышенной почти в два раза критической напряженности электрического поля в базе.
- Значительное снижение сопротивления прибора в открытом состоянии при заданном классе по напряжению за счет возможности снижения толщины базового слоя.
- Высокая теплопроводность, позволяющая почти в два раза снижать тепловое сопротивление кристалла.
- Высокая рабочая температура кристалла, составляющая более 600°C против 150...200°C у кремния.
- Температурная стабильность электрических параметров.
- Устойчивость к радиационному воздействию.

Все эти преимущества могут быть обеспечены при развитии технологии выращивания SiC-кристаллов требуемого размера в необходимых количествах. Отдельной проблемой является задача обеспечения надежного электрического контакта при высоких температурах. На сегодняшний день ключевые SiC-приборы представлены в отдельных разработках

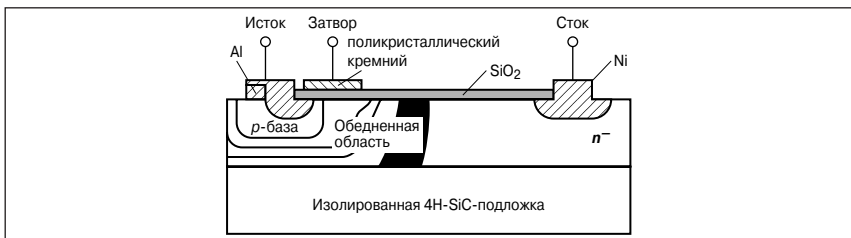


Рис. 1.57

Горизонтальная структура карбид кремниевых МДП-транзисторов (LDMOS)

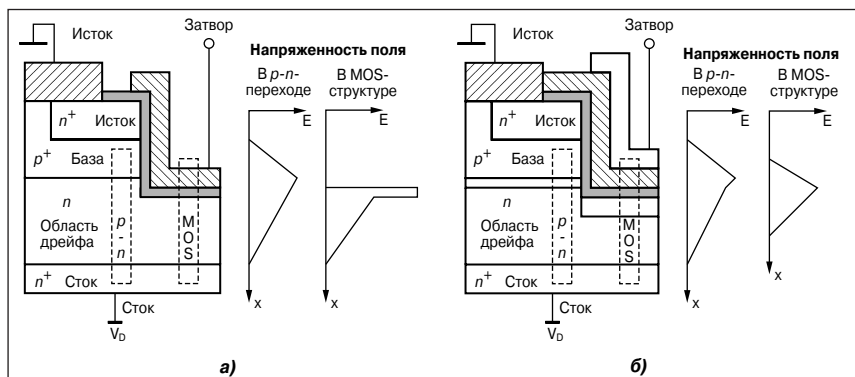


Рис. 1.58

Структуры карбид кремниевых МДП-транзисторов: обыкновенная вертикальная структура (а) и вертикальная структура ACCUFET (б)

ряда компаний и научных центров, а серийно доступными изделиями являются только диоды Шоттки на базе материала 4H-SiC на рабочие напряжения до 1200 В и ток до 16 А.

Существуют нескольких типов карбид-кремниевых МДП-транзисторов: с вертикальной структурой DMOS и UMOS и горизонтальной структурой с коротким каналом LDMOS (**Рис. 1.57**). Среди первых можно выделить вертикальную структуру с интегральной защитой, ограничивающую напряженность электрического поля в изолирующем слое затвора, разработанную в исследовательском центре WBG Research Group (Purdue University). В структуру прибора введен дополнительный p -слой, расположенный под канавкой затвора и обеспечивающий снижение напряженности на границе диэлектрика и полупроводника. Данный прибор является МДП-транзистором с обогащенным слоем (Accumulation Layer) и поэтому назван ACCUFET (**Рис. 1.58**). В опытных образцах компании Cree Research достигаются уровни блокирующего напряжения до 10 кВ.

Среди других типов приборов на основе карбида кремния можно выделить полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом (SiC JFET). Структура одного из таких приборов показана на **Рис. 1.59**. Недостатком JFET-транзисторов является то, что они явля-

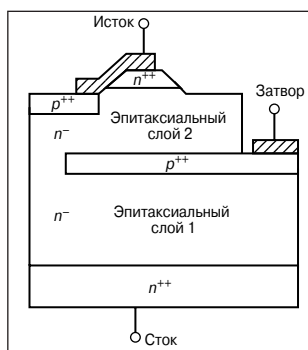


Рис. 1.59

Структура JFET-транзистора на основе карбида кремния

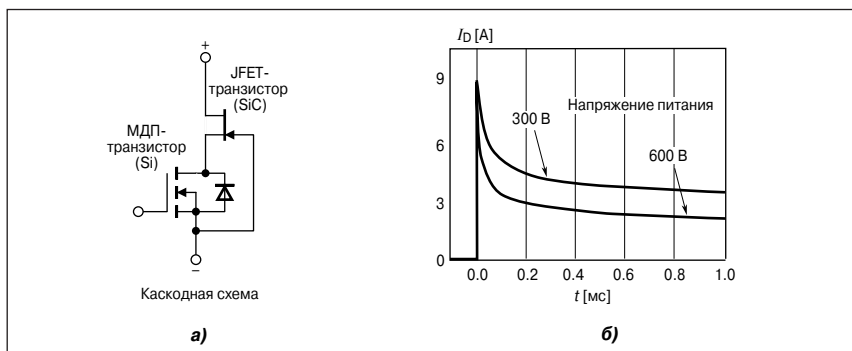


Рис. 1.60

Каскодный ключ с JFET-транзистором на основе карбида кремния (а) и его режим перегрузки по току (б)

ются нормально открытыми, т.е. прибор полностью открыт при нулевом напряжении на затворе. Однако указанная проблема решается применением комбинированной каскодной схемы (**Рис. 1.60**), которая использована в опытных образцах ключевых транзисторов исследовательского центра SiCED (Siemens AG). Данные приборы имеют следующие статические и динамические показатели: напряжение блокирования 1500 В, средний ток 5 А, время переключения менее 100 нс, рабочая температура 250°C. Транзисторы способны выдерживать токовую перегрузку в течение относительно длительного временного интервала, составляющего более 1 мс.

Дополнительная литература:

1. Полищук А. Полупроводниковые приборы на основе карбида кремния – настоящее и будущее силовой электроники. Компоненты и технологии, № 8, 2004.
2. Best Reported WBG Power Device Performance. Purdue University WBG Research Group. 2004.
3. Копылов А. Силовые полупроводниковые ключи фирмы Infineon Technologies AG. Электронные компоненты, № 6, 2002.
4. Силовые компоненты Mitsubishi Electric. Материалы семинара, Москва, ноябрь, 2003.
5. Бономорский О., Воронин П. Тенденции развития комбинированных полупроводниковых ключей с полевым управлением. Электронные компоненты, № 6, 2002.

2

Глава

Базовые структуры силовых полупроводниковых ключей

2.1. Введение

Цель настоящей главы — рассмотреть основные типы применяемых на практике мощных ключевых приборов с позиции структуры их элементарных ячеек. Это позволяет более наглядно представить принцип действия самого ключа и тех физических процессов, которые лежат в основе его работы. Схемотехническое описание базовой ячейки в виде эквивалентной электрической схемы позволяет учесть взаимное влияние полупроводникового ключа и устройства применения, сформулировать основные принципы управления данным прибором и способы его защиты. Наконец, сравнительный анализ разнообразных методов построения структуры ключей позволяет выделить их основные достоинства и недостатки и наметить направления и тенденции в развитии их новых и более совершенных типов. Структуры элементарных ячеек будут рассматриваться в виде сочетания переходов различных слоев кремниевого полупроводникового материала с электронной (n) и дырочной (p) проводимостью, представленных в поперечном сечении. По соотношению концентраций основных носителей в слоях « n »- и « p »- типа переходы делятся на симметричные и несимметричные. В случае резкой асимметрии, когда концентрации основных носителей различаются более чем на порядок, переходы называются односторонними и в структуре ячеек они будут обозначаться символами типа p^+-n , $p-n^-$, $p^+-n^+-n^-$ и т.п., где знаки «+» и «-» указывают на высокую или, соответственно, низкую степень легирования полупроводникового слоя. Для подключения элементов структуры к внешним выводам и создания омического контакта используются металлизированные слои, а также слои поликристаллического кремния. Составляющие слои базовых ячеек представлены на **Рис. 2.1**.

Переход ключевого прибора из закрытого состояния в открытое и наоборот сопровождается изменением проводящих свойств его структуры. Это нашло отражение уже в названии наиболее известных классов управляемых полупроводниковых ключей. Слово транзистор (transistor) образовано от двух английских слов: transfer — т.е. переносит, преобразовывать

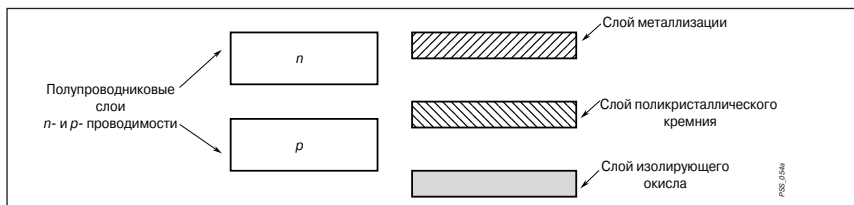


Рис. 2.1

Составляющие слои базовых ячеек ключевых полупроводниковых приборов

и resistor — сопротивление. Слово тиристор (thyristor) происходит от греческого *thyra* — дверь, т.е. имеющая закрытое или открытое состояние, и также английского *resistor*. Открытое состояние ключа определяется наличием в структуре ячейки проводящего канала с высокой концентрацией носителей, а значит, низким сопротивлением протекающему току. Чтобы запереть ключ, необходимо обеспечить условия прерывания движения носителей в проводящем канале. Это достигается за счет образования области, обедненной носителями, называемой областью пространственного заряда (ОПЗ), в которой практически отсутствуют электроны и дырки. Такой механизм переключения свойственен всем типам ключевых приборов, а управление их проводимостью осуществляется от внешнего вывода, называемого базой, затвором или управляющим электродом. Различны только физические эффекты, лежащие в основе принципов переключения. Для биполярных структур это явления инжекции, переноса и экстракции носителей, а для униполярных — инверсия типа проводимости канала и эффекты смыкания областей пространственного заряда. Типовые сочетания полупроводниковых слоев разной проводимости для наиболее известных ключевых приборов показаны на **Рис. 2.2**.

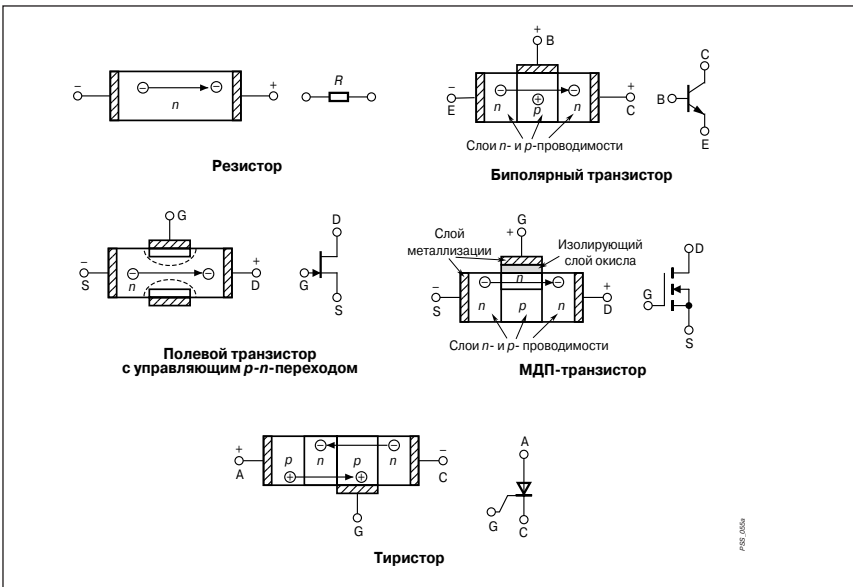


Рис. 2.2

Типовые структуры полупроводниковых приборов

Как отмечалось в предыдущей главе, современные типы силовых полупроводниковых ключей структурно представляют собой множество параллельных элементарных ячеек с однородными свойствами. Не задаваясь целью всеобъемлющего описания всех тонкостей внутренней структуры таких ячеек, мы попытаемся представить их в наиболее упрощенном виде, но достаточном для правильного понимания основных физических принципов работы.

2.2. Транзисторы

2.2.1. Силовые биполярные транзисторы

Современные биполярные транзисторы изготавливаются на основе монокристаллического кремния по диффузионной технологии с использованием планарного процесса. Базовая ячейка транзистора n - p - n -типа представлена на **Рис. 2.3**. Такую структуру имеет большинство со-

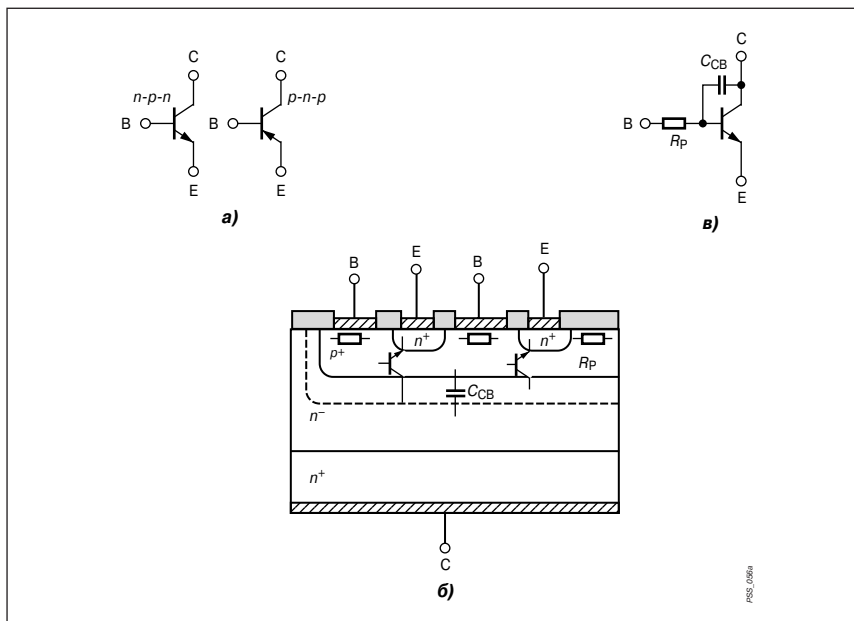


Рис. 2.3

Условное обозначение биполярного транзистора (а), поперечное сечение его базовой ячейки (б), эквивалентная схема структуры ячейки (в)

временных типов силовых биполярных транзисторов. Для p - n - p -транзисторов будут справедливы практически все выводы, полученные при анализе процессов в рассматриваемой базовой ячейке. Для создания структуры ячейки в качестве исходного материала или подложки используется низкоомный n^+ -слой, на обратной стороне которого создается омический контакт коллектора. На подложке эпитаксиально выращивается высокоомный коллекторный n^- -слой, в котором методом диффузии формируется слой p -базы. Таким образом, в структуре образуется асимметричный коллекторный p - n^- -переход. Далее на поверхности p -базы проводят планарный процесс. Он заключается в создании пленки диоксида кремния и проведении через специально вытравленные окна имплантации донорной примеси для формирования эмиттерных n^+ -областей. После этого на верхней поверхности кристалла создают металлизированные слои для выводов базы и эмиттера, разделенные изолирующими участками диоксида кремния. Таким образом создается вертикальная структура силового биполярного транзистора. Рассмотрим основные закономерности физических процессов, протекающих в данной ячейке.

Структура биполярного транзистора является системой двух взаимодействующих p - n -переходов. В нашем случае это эмиттерный n^+ - p -и коллекторный p - n^- -переходы. В зависимости от полярности напряжений на данных переходах различают четыре режима работы транзистора: насыщение, отсечка, активный нормальный и активный инверсный.

Режим насыщения соответствует открытому состоянию ключа, при этом оба перехода транзистора смещены в прямом направлении.

В режиме отсечки переходы смещены в обратном направлении, а через транзистор проходят сравнительно небольшие точки утечки.

Активный режим работы транзистора в ключевом применении имеет место на фронтах переходного процесса переключения и характеризуется прямым смещением одного из переходов. При прямом смещении эмиттерного перехода активный режим называется нормальным. То есть в этом режиме эмиттер и коллектор транзистора выполняют свойственные им функции инжекции и собирания носителей тока. Несимметрия реальной структуры не располагает к свойству обратимости функций переходов, и, как правило, схемное инверсное включение транзистора на практике применяется крайне редко. Однако возможна физическая инверсия функций переходов, например, в процессе запираания биполярного транзистора очень большим отрицательным током базы, когда первым восстанавливает запирающие свойства эмиттерный переход при прямом смещении на коллекторном.

Электрическое поле от приложенного к транзистору внешнего напряжения (положительный потенциал на коллекторе n - p - n -структуры) в режиме отсечки и активно-нормального переключения располагается в области пространственного заряда, расположенного главным образом в его высокоомном n -слое коллектора, называемом также эпитаксиальным (по технологии процесса образования данного слоя). На рисунках граница ОПЗ обозначена пунктирной линией. С увеличением внешнего напряжения происходит расширение ОПЗ в глубину эпитаксиального слоя.

Когда граница ОПЗ, проходя через n -слой, достигает сильнолегированной области коллектора, дальнейшее расширение ОПЗ становится невозможным, начинает расти напряженность электрического поля в n -слое и может наступить лавинный пробой.

Расширение ОПЗ в сторону тонкой базовой области по достижении ее границы до эмиттерного перехода приводит к смыканию ОПЗ в области базы и пробую.

Допустимые рабочие напряжения транзистора (не приводящие к пробую) определяются размерами n -слоя коллектора и его легированием.

Следует заметить, что пробивное напряжение коллекторного перехода может существенно снизиться из-за явления поверхностного пробоя, который происходит в области выхода перехода на поверхность кристалла. Уменьшение радиуса закругления краев p - n -перехода приводит к росту напряженности электрического поля и уменьшению допустимого напряжения транзистора. Одним из методов повышения рабочих напряжений, применяемых, например, для планарных биполярных транзисторов фирмы Motorola серии MJW18xx, является создание расширенного металлического электрода (**Рис. 2.4**). Он простирается по

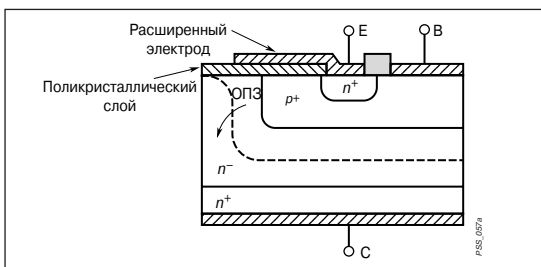


Рис. 2.4

Структура биполярного высоковольтного транзистора с расширенным металлическим электродом

слою диоксида кремния, расположенного над коллекторным переходом у поверхности и частично над n -областью.

Такая конструкция полевого электрода увеличивает ширину ОПЗ коллекторного перехода у поверхности и повышает пробивное напряжение более чем до 1000 В.

Теперь рассмотрим процессы, происходящие при протекании прямого тока через транзистор. Прежде всего интересен так называемый режим больших токов, когда концентрация инжектируемых эмиттером электронов становится сравнимой с равновесной концентрацией дырок в базовой области. При этом используется термин — высокий уровень инжекции, всегда характерный для силовых структур. Особенностью данного режима является возникновение электрического поля в области базового слоя и, следовательно, к уменьшению коэффициента инжекции, с другой — повышается скорость перемещения носителей через базу, что увеличивает коэффициент переноса. Так как коэффициент передачи тока транзистора от эмиттера к коллектору α является произведением двух упомянутых величин, их противоположное воздействие приводит к появлению точки максимума α при увеличении рабочего тока транзистора с тенденцией заметного уменьшения в области больших токов. Аналогично ведет себя коэффициент передачи тока базы β , имеющий однозначную связь с коэффициентом α (**Рис. 2.5**). Таким образом, спад коэффициентов передачи токов определяет предельно допустимый ток биполярного транзистора. Значение β в режиме больших токов составляет для силовых транзисторов всего несколько единиц, что требует значительных затрат мощности управляющего сигнала для поддержания открытого состояния ключа.

Другой особенностью работы транзистора при высоких уровнях инжекции является неравномерное распределение тока по сечению эмиттера: от-

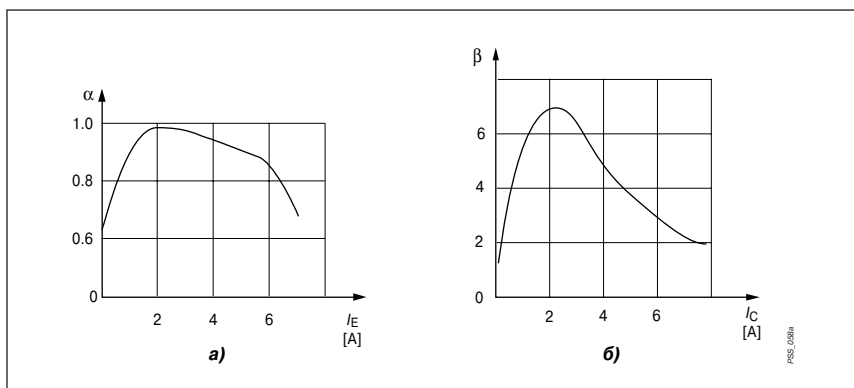


Рис. 2.5

Зависимость коэффициентов передачи тока биполярного транзистора α (а) и β (б) от тока коллектора

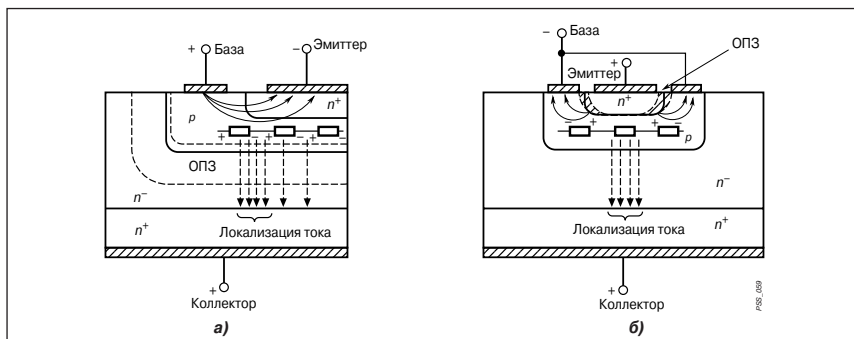


Рис. 2.6

Эффект локализации (шнурования) тока коллектора при включении (а) и выключении (б) биполярного транзистора

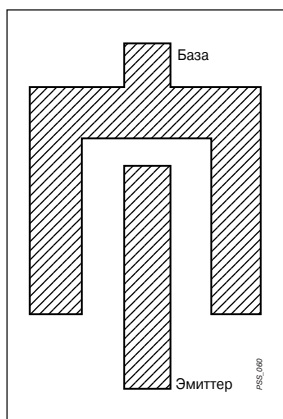


Рис. 2.7

Гребенчатая металлизация контактов биполярного транзистора

теснение его к периферийным участкам при включении и стягивание его к центральной области при выключении (Рис. 2.6). Этот эффект связан с наличием продольного сопротивления области r -базы, в результате чего происходит изменение потенциала базы при протекании управляющего тока. Неравномерное распределение плотности тока является дополнительной причиной снижения коэффициентов передачи в открытом состоянии транзистора. Кроме этого, возможно возникновение термонестабильных горячих точек в структуре прибора, уменьшающих размеры области безопасных режимов транзистора. Для уменьшения влияния эффекта отнесения следует уменьшить размеры эмиттерного слоя. В современных планарных структурах эмиттер биполярного транзистора делают в виде многополосковой гребенчатой структуры (Рис. 2.7). Для ключевых приборов третьего поколения серии SMIII компанией Motorola

предложена новая структура эмиттера, металлизация которого выполнена в виде полой конфигурации («hollow» emitter) (Рис. 2.8). Это позволило разделить эмиттерный слой на две составляющие и соответственно понизить влияние эффектов шнурования тока. Кроме того, продольное сопротивление r -базы, расположенное под полым участком эмиттерной металлизации, не влияет на распределение потенциала базы.

Наличие слаболегированной n -области коллектора приводит к двум дополнительным эффектам, снижающим коэффициент передачи тока, что особенно выражено в высоковольтных структурах биполярного транзистора. Первый эффект, названный по имени исследователя эффектом Кирка, связан с влиянием заряда электронов при протекании больших токов на конфигурацию объемного заряда в транзисторах. Увеличение тока транзистора приводит к расширению ОПЗ в n^- -слое коллектора при одновременном уменьшении размеров обедненной области в p -базе. Квазинейтральная область p -базы при этом расширяется, способствуя снижению коэффициента передачи (**Рис. 2.9**). Второй эф-

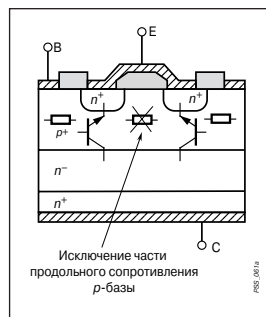


Рис. 2.8

Структура биполярного транзистора серии SM III компании «Motorola»

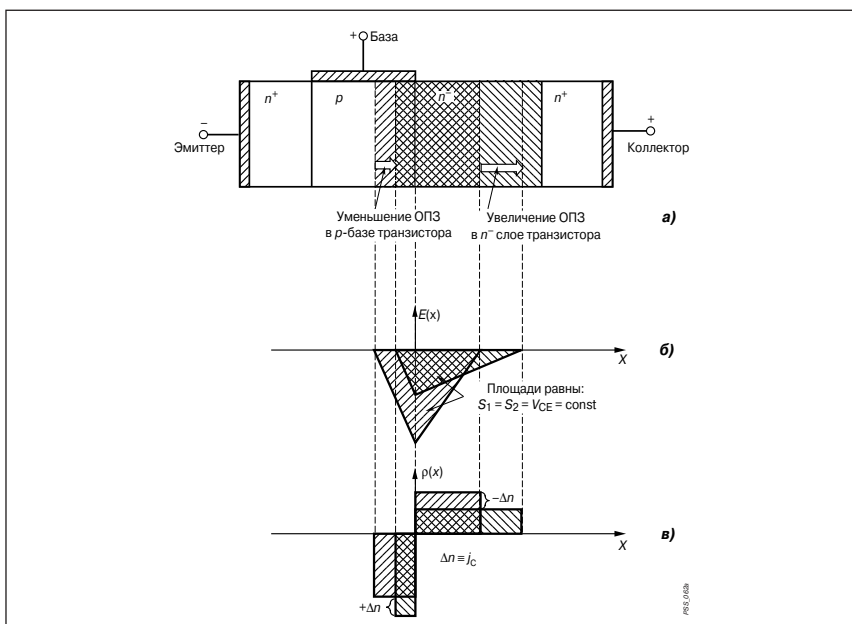


Рис. 2.9

Изменение ОПЗ в биполярном транзисторе (а), распределение электрического поля $E(x)$ в ОПЗ (б) и плотности объемного заряда $\rho(x)$ (в) при увеличении плотности коллекторного тока j_C (эффект Кирка)

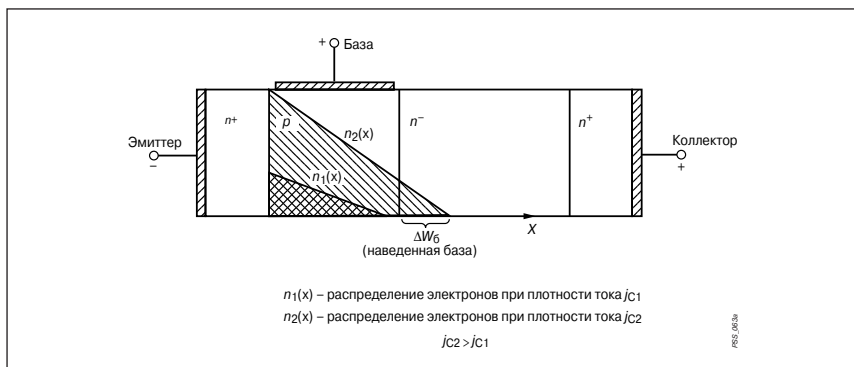


Рис. 2.10

Эффект квазинасыщения в биполярном транзисторе

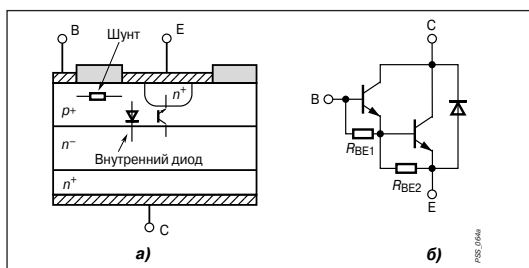


Рис. 2.11

Структура составного биполярного транзистора (а) и его эквивалентная схема (б)

дополнительному снижению коэффициента передачи тока (Рис. 2.10). Как правило, эффект Кирка наиболее ярко выражен при относительно больших обратных напряжениях на коллекторе транзистора. Соответственно эффект квазинасыщения более значим при малых коллекторных напряжениях.

Для увеличения коэффициента передачи тока в силовых высоковольтных транзисторах используют составные структуры, называемые транзисторами Дарлингтона (Рис. 2.11). Коэффициент передачи тока в такой структуре β равен произведению коэффициентов передачи тока двух транзисторов β_1 и β_2 . Шунтировка эмиттерных переходов несколько снижает их инжекционные способности, но одновременно повышает рабочее напряжение в цепи коллектор-эмиттер и тепловую стабильность в структуре. При этом также

фekt, называемый эффектом квазинасыщения, обусловлен накоплением значительной концентрации дырок и электронов в части области высокоомного n^- -слоя, примыкающей к p -базе. Такое накопление носителей эквивалентно расширению толщины базы (используют термин «наведенная» база), а значит, способствует

улучшаются динамические характеристики выключения транзистора за счет создания контура протекания отрицательных токов базы.

Часть базового p -слоя транзистора, находящаяся под слоем эмиттерной металлизации, образует с коллектором внутренний p - n -переход, который может рассматриваться как обратный диод, включенный параллельно выходной цепи транзистора. Так как площадь перехода данного диода составляет лишь небольшую долю от общей площади перехода база-коллектор, его способность по токовой нагрузке и мощности не соизмерима с аналогичными показателями самого транзистора. В этом смысле весьма проблематично применение такого диода в качестве полноценного демпферного компонента в схемах мостовой и полумостовой конфигурации. Кроме этого, заряд, накапливаемый в базе такого диода, может увеличиваться за счет транзисторного эффекта внутри структуры при смене полярности на диоде с прямой на обратную. Это приводит к замедлению переходного процесса восстановления запирающих свойств диода и увеличению потерь мощности в схеме. По указанным причинам в современных сериях транзисторов Дарлингтона используют параллельные обратные диоды, созданные на отдельном кристалле, интегрированном в корпус прибора. Нагрузочная способность таких диодов соответствует транзисторной. В качестве примера укажем транзисторы фирмы Motorola серии MJ10100.

В заключение отметим, что динамические характеристики рассматриваемой структуры зависят не только от коэффициентов усиления тока и времени пролета носителей от эмиттера к коллектору, но и от емкостей переходов транзистора. Основной вклад в инерционность изменения тока наряду с процессами накопления и рассасывания носителей вносит перезаряд барьерной емкости коллекторного перехода C_{CB} . Данная емкость связана в основном с обедненной областью коллекторного перехода и поэтому зависит от напряжения база-коллектор. С ростом напряжения емкость C_{CB} уменьшается (Рис. 2.12).

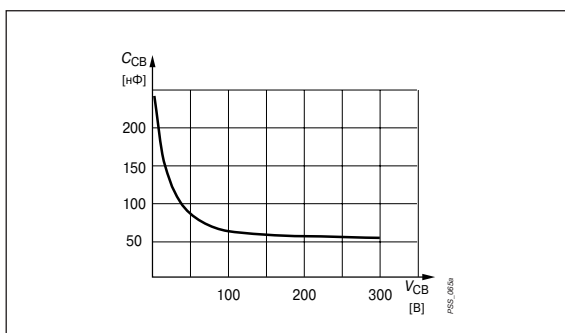


Рис. 2.12

Зависимость барьерной емкости коллекторного перехода от обратного напряжения

2.2.2. Мощные МДП-транзисторы

Дальнейшее совершенствование диффузионно-планарной технологии и использование методов двойной диффузии позволили получить многоканальные структуры мощных МДП-транзисторов (**Рис. 2.13**). Активная область канала данных приборов формируется аналогично базе биполярного транзистора. Благодаря хорошей управляемости диффузионного процесса оказалось возможным изготовление рабочих каналов длиной менее 1 мкм с хорошей воспроизводимостью. Для транзисторов с относительно высокими пробивными напряжениями (более 100...300 В) используют ДМДП- и ВМДП-структуры.

Структура базовой ячейки ВМДП-транзистора представлена на **Рис. 2.14**. V-образный МДП-транзистор может быть изготовлен только в виде вертикальной структуры. Ее внимательное рассмотрение позволяет обнаружить большое сходство с рассмотренной нами

структурой биполярного транзистора (**Рис. 2.3**). Исходным материалом является n^+ полупроводниковая пластина, на которой выращен эпитаксиальный n^- -слой. Затем в этом слое осуществляют последовательную диффузию соответствующей примеси и формируют глубокую p -область и высоколегированный n^+ -слой истока. На данном этапе технологических операций полученная структура идентична ячей-

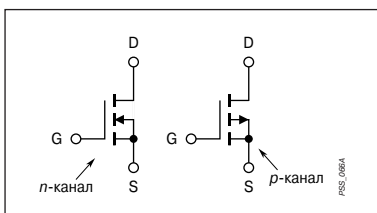


Рис. 2.13

Условное обозначение мощного МДП-транзистора

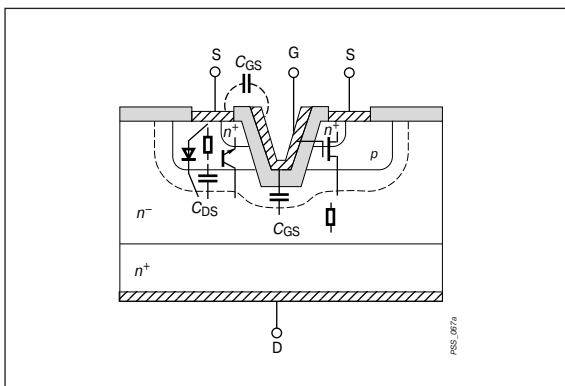


Рис. 2.14

Поперечное сечение базовой ячейки ВМДП-транзистора

ке биполярного транзистора. Однако затем, используя селективное химическое травление, в структуре формируют V-образные канавки, а также выращивают слой защитного окисла и создают металлизацию под вывод затвора и истока.

ДМДП-мощные транзисторы с коротким каналом имеют как вертикальную, так и гори-

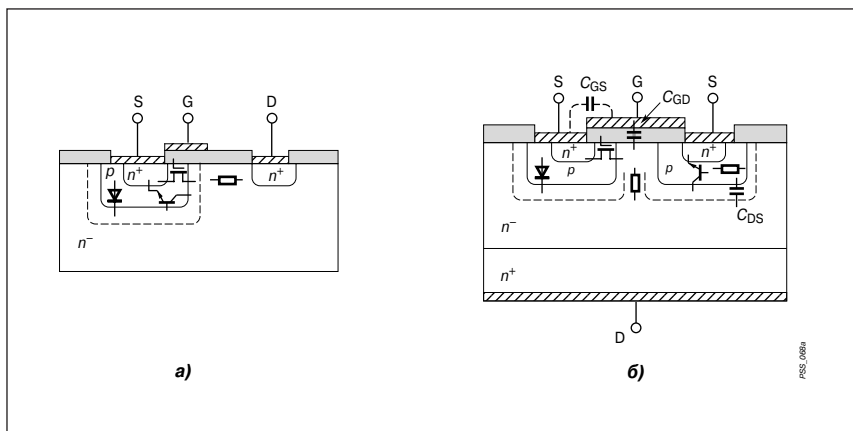


Рис. 2.15

Поперечное сечение базовой ячейки ДМДП-транзистора: горизонтальная структура (а) и вертикальная структура (б)

зонтальную структуру базовой ячейки (Рис. 2.15). В первом случае исток и затвор располагаются на верхней стороне кристалла, а сток — на нижней. Для горизонтальной ячейки характерен планарный вариант расположения всех основных выводов — сверху кремниевой пластины. В настоящее время все высоковольтные ДМДП-транзисторы изготавливаются только с вертикальной структурой. Исходным материалом опять же является высоколегированная подложка n^+ -типа (для n -канальных транзисторов). Для вертикального варианта обратная сторона подложки служит контактом к области стока. На подложке выращивается высокоомный эпитаксиальный n^- -слой, после чего с помощью операций окисления, маскирования и травления переходят к диффузионным процессам по созданию p -области канала и высоколегированного n^+ -истока. В горизонтальной структуре проводится также диффузия области n^+ -стока. Затем следует заключительная операция металлизации соответствующих выводов. При сравнительно одинаковой технологии изготовления ДМДП- и ВМДП-транзисторов вертикального типа первые, как правило, имеют более высокое пробивное напряжение, а вторые более низкое сопротивление канала в открытом состоянии. Это связано с тем, что инверсионный слой в p -области ДМДП-транзистора расположен в горизонтальной плоскости, тогда как у V -образного транзистора — под некоторым углом, что уменьшает толщину эпитаксиального слоя, определяющего параметры пробивного напряжения и сопротивления открытого ключа.

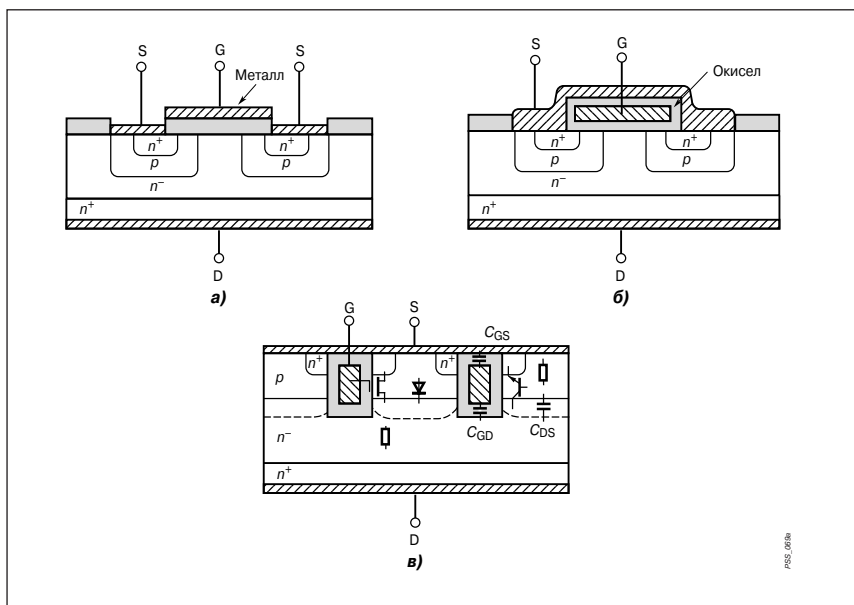


Рис. 2.16

Конструкция затвора МДП-транзистора: металлический затвор (а), поликремниевый затвор (б), вертикальный затвор (Trench) (в)

В рассмотренных вариантах базовых ячеек показан так называемый металлический затвор. Большинство современных транзисторов выполняется с кремниевым затвором, называемым также поликремниевым или поликристаллическим (**Рис. 2.16б**). Тип затвора не изменяет принципа работы транзистора. Следует, однако, иметь в виду, что металлический затвор обладает значительно меньшим сопротивлением, что делает его предпочтительным в высокочастотных транзисторах.

Для низковольтных мощных МДП-транзисторов используют как уже упоминавшуюся горизонтальную ДМДП-структуру, так и более совершенную УМДП-структуру, показанную на **Рис. 2.16в**. В данной ячейке затвор помещается в «канавку» (английский термин — trench). Это позволяет в несколько раз увеличить плотность размещения каналов и резко снизить остаточное сопротивление за счет еще большего уменьшения толщины эпитаксиального слоя (по сравнению с ВМДП-структурой) и исключения паразитного промежутка между p -областями (по сравнению с ДМДП-структурой).

Несмотря на определенные отличия в структурах рассмотренных ячеек, все они основаны на одном и том же принципе работы. В закрытом состоянии ключа внешнее поле сосредоточено в эпитаксиальной n^- -области стока. Как и в случае биполярного транзистора, основными механизмами возможного пробоя являются лавинный, связанный с увеличением напряженности электрического поля и температуры, и эффекты перемещения полей пространственного заряда (сквозной пробой и смыкание обедненных областей). Все современные МДП-транзисторы с п-р-п структурой имеют в структуре ячеек охранные контакты, формирующие форму поля и устраняющие опасные силовые линии, оказывающие влияние на работу структуры (**Рис. 1.20**).

Мощные МДП-транзисторы имеют структуры с индуцированным каналом, в которых для перехода прибора в открытое состояние необходимо осуществить инверсию проводимости канала, расположенного непосредственно под управляющим затвором. Это обеспечивается подачей соответствующего смещения на затвор. Для n -канального транзистора напряжение смещения является положительным, а для p -канального соответственно отрицательным. Рассмотренные типы ячеек относятся к n -канальным транзисторам, которые находят более широкое применение в силу преимуществ электронной проводимости. Положительное напряжение на затворе наводит в слое диэлектрика, изолирующего затвор от канала, электрическое поле, которое притягивает из глубины p -области электроны. По мере накопления этих электронов в приповерхностной части p -области происходит инверсия проводимости, т.е. образование обогащенного электронами канала. При этом между стоком и истоком транзистора образуется свободный канал для протекания рабочего тока. Открытое состояние ключа характеризуется прямым падением напряжения между стоком и истоком, которое в свою очередь зависит от сопротивления открытого канала. Основными составляющими этого сопротивления являются (**Рис. 2.17**): R_s — сопротивление металлизации области истока, R_{n+} — омическое сопротивление n^+ -области ис-

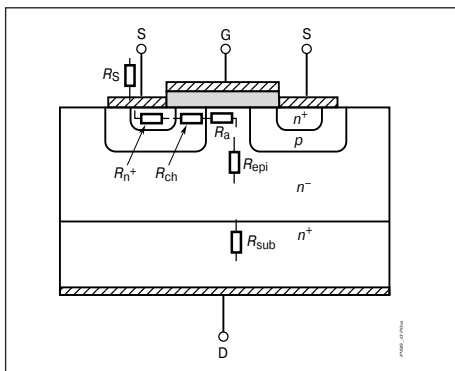


Рис. 2.17

Составляющие сопротивления мощного МДП-транзистора в открытом состоянии

тока, R_{ch} — сопротивление канала, R_a — сопротивление участков эпитаксиального слоя (в ВМДП- и УМДП-структурах такие участки практически отсутствуют), R_{epi} — сопротивление высокоомного эпитаксиального слоя, R_{sub} — сопротивление исходной подложки. Для высоковольтных МДП-транзисторов наибольший вклад (~95%) вносит сопротивление эпитаксиального слоя. Для низковольтных приборов сопротивление канала почти равномерно распределено между R_{ch} и R_{epi} (для УМДП-структур) или между R_{ch} , R_a и R_{epi} (для горизонтальных ДМДП-структур). Представленные данные показывают, что в высоковольтных МДП-структурах необходимо компромиссное решение между желанием повысить пробивное напряжение и снизить прямые потери. Пробивное напряжение повышается с увеличением размеров (главным образом длины) эпитаксиального n^- -слоя. В то же время сопротивление R_{epi} возрастает пропорционально напряжению пробоя в степени 2.5...2.7. С расширением n^- -слоя увеличивается также время пролета носителей от истока к стоку, что следует учитывать в транзисторах высокочастотного применения. Данные ограничения не позволяют высоковольтным МДП-структурам иметь преимущества по остаточным напряжениям перед биполярными транзисторами при заданном уровне прямого тока. Омический характер сопротивления открытого канала приводит к положительному температурному коэффициенту прямого падения напряжения. Это свойство способствует более равномерному распределению плотности протекающего через структуру тока и повышает ее теплоустойчивость. Однако в высоковольтных структурах с высоким удельным сопротивлением следует очень осторожно относиться к повышению температуры. При постоянном токе увеличение омического сопротивления с ростом температуры приводит к еще большему рассеиванию мощности, а значит, к новому повышению тем-

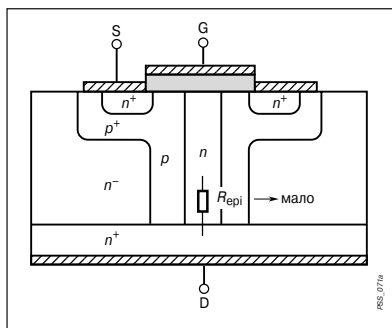


Рис. 2.18

Поперечное сечение базовой ячейки CoolMOS-транзистора

пературы структуры и т.д. Если процесс становится неконтролируемым, возникает явление теплового пробоя, очень похожее на эффект вторичного пробоя в биполярном транзисторе. Для уменьшения удельного сопротивления канала в высоковольтных структурах увеличивают число параллельных базовых ячеек. Однако это увеличивает размеры кристалла и повышает его стоимость.

Принципиально новым решением проблемы уменьшения остаточного сопротивления является изменение структуры базовой ячейки. На Рис. 2.18 представлен элемент так

называемой CoolMOS-технологии, в котором с помощью специального эпитаксиального процесса сформирована p -область структуры особой геометрии. Данная область имеет значительное углубление в части структуры, расположенной под затвором. При этом сопротивление открытого канала резко снижается, так как на пути протекания тока присутствует лишь незначительная часть эпитаксиального слоя. Основное поле внешнего напряжения в закрытом состоянии структуры сосредоточено в широких боковых областях эпитаксиального слоя, не принимающих участие в проводимости тока. В CoolMOS-транзисторах наблюдается пропорциональная зависимость между сопротивлением открытого канала и величиной пробивного напряжения (**Рис. 1.29**).

Все базовые ячейки мощного МДП-транзистора содержат внутренний «паразитный» биполярный n - p - n -транзистор, образованный n^+ -исток (эмиттер), p -областью инверсного канала (база) и эпитаксиальным n^- -слоем (коллектор). Этот транзистор фактически параллельно подключен к рабочему каналу МДП-структуры (**Рис. 2.19**). Чтобы сохранить все положительные свойства полевого транзистора, необходимо исключить любую возможность начала работы биполярного механизма переноса носителей. По этой причине в базовой ячейке мощного МДП-транзистора всегда подключают часть p -области к металлизированному контакту истока. Со схемотехнической точки зрения это эквивалентно закорачиванию эмиттерного перехода паразитного n - p - n -транзистора. Однако из-за конечного продольного сопротивления p -области утверждать о полном ре-

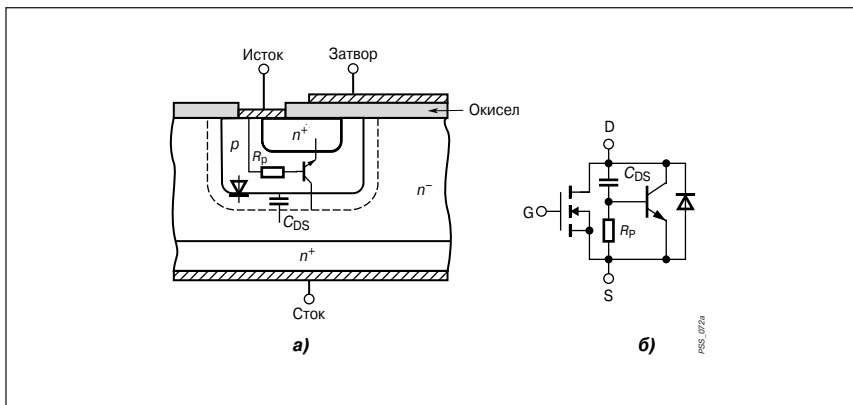


Рис. 2.19

Паразитные элементы структуры мощного МДП-транзистора (а); эквивалентная схема его базовых ячеек (б)

шении указанной проблемы было бы неверно. При высокой скорости изменения напряжения в цепи стока (эффект dv/dt) емкостный ток обратной связи вполне способен навести на продольном сопротивлении p -области смещение, достаточное для отпирания n - p - n -транзистора. Особо это следует учитывать в высоковольтных структурах МДП-транзисторов и применять дополнительные защитные меры.

Подключение p -области транзистора к металлизации n^+ -истока создает внутри структуры еще один дополнительный элемент — обратносмещенный p - n -переход, который можно рассматривать как внутренний встречно-параллельный диод между стоком и истоком (**Рис. 2.19**). Структуру ячейки проектируют таким образом, чтобы данный диод по своим предельным параметрам соответствовал аналогичным показателям МДП-транзистора и имел достаточно малое время восстановления запирающих свойств. Особенности применения обратного диода будут рассмотрены в разделе книги, посвященном практическому использованию силовых ключей.

Динамические свойства рассматриваемых ячеек определяются внутренними емкостями, среди которых различают емкости затвор-исток C_{GS} , затвор-сток C_{GD} и сток-исток C_{DS} (**Рис. 2.20**). Емкость за-

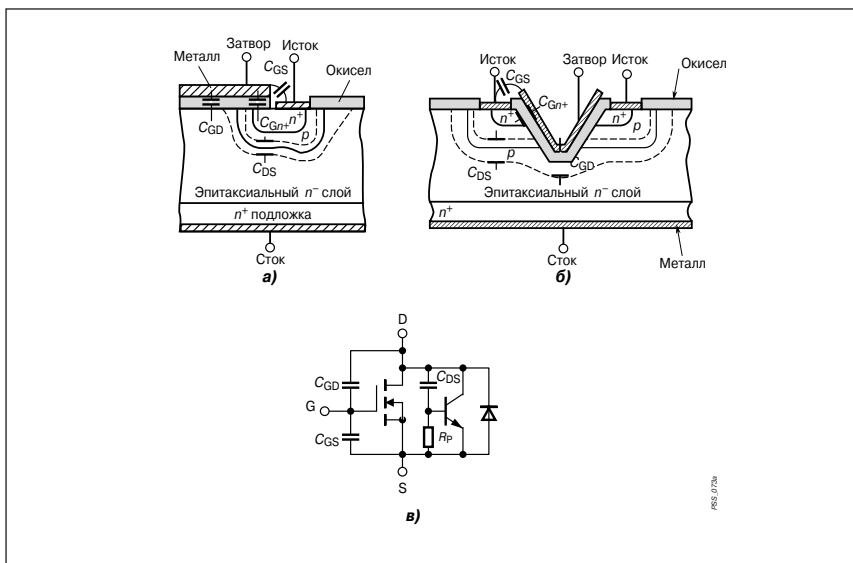


Рис. 2.20

Составляющие емкости ДМДП — (а) и ВМДП — (б) транзисторов; эквивалентная схема структуры МДП-транзистора с учетом емкостей (в)

твор-исток состоит из двух составляющих: полевой емкости между металлизированными дорожками истока и затвора и дополнительной емкости, создаваемой перекрытием истоковой n^+ -области металлизированной частью затвора. Емкость затвор-сток это емкость между металлизированной частью затвора и эпитаксиальной n^- -областью. Емкость сток-исток определяется барьерной емкостью стокового p - n^- -перехода. Поскольку емкости C_{GD} и C_{DS} связаны с обедненной областью n^- -слоя, они становятся зависимыми от изменения напряжения сток-исток, уменьшаясь с его ростом (примерно в зависимости $\sim (V_{DS})^{-0.5}$) (**Рис. 2.21**).

При рассмотрении базовой структуры биполярного транзистора было уделено много внимания оценке факторов, определяющих ее усилительные свойства и оказывающих влияние на один из главных параметров, характеризующих качество ключа — коэффициент передачи тока. Аналогом данного коэффициента в МДП-транзисторе является силовая крутизна, т.е. параметр, определяющий амплитуду выходного тока при заданном управляющем воздействии (**Рис. 2.22**). Качество МДП-структуры тем выше, чем выше крутизна и меньше паразитная емкость. С точки зрения геометрии ячейки крутизна пропорциональна ширине канала рабочего тока и обратно пропорциональна его длине, а также толщине окисла, отделяющего управляющий затвор от полупроводниковой структуры. Уменьшение толщины окисла нежела-

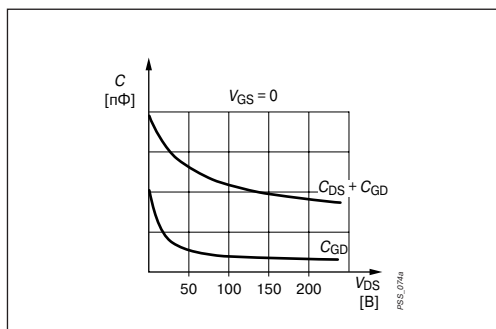


Рис. 2.21

Влияние напряжения сток-исток МДП-транзистора на емкость C_{GD} и выходную емкость $C_{22} = C_{DS} + C_{GD}$

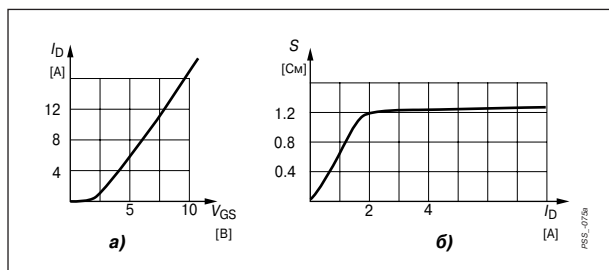


Рис. 2.22

Статическая передаточная характеристика (а) и зависимость крутизны S от тока стока I_D (б) мощного МДП-транзистора

тельно ввиду снижения порогового напряжения отпирания структуры и ухудшения его защитных свойств от пробоя. Увеличение ширины канала приводит к росту паразитных емкостей. Таким образом, единственный путь — это уменьшение длины канала за счет совершенствования точности технологических операций.

Равномерное распределение тока основных носителей между множеством параллельных ячеек структуры и относительно однородные их свойства позволяют использовать некоторое количество данных ячеек для измерения тока пропорционального полному току стока. Такие приборы получили название SENSE МДП-транзисторы, которые наряду с основными выводами имеют два дополнительных, с которых может быть считана информация о силовом токе (**Рис. 2.23**). Структура базовой ячейки подобного транзистора показана на **Рис. 2.24**. Область истока отдельных ячеек покрывается дополнительным слоем металлизации, изолированным от основного, и соединяется с внешним выводом через специальную контактную площадку. Таким образом, структура транзистора представляет собой две параллельные части с отдельными истоковыми областями. Подключение к информационным выводам осуществляют таким образом, чтобы выходной сигнал определялся прежде всего соотношением внутренних сопротивлений структуры и не зависел от внешних параметров (подробности в разделе применения «разумных» технологий).

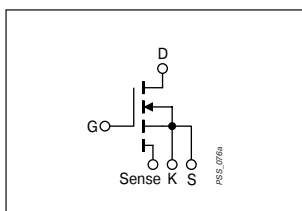


Рис. 2.23

Условное обозначение SENSE МДП-транзистора

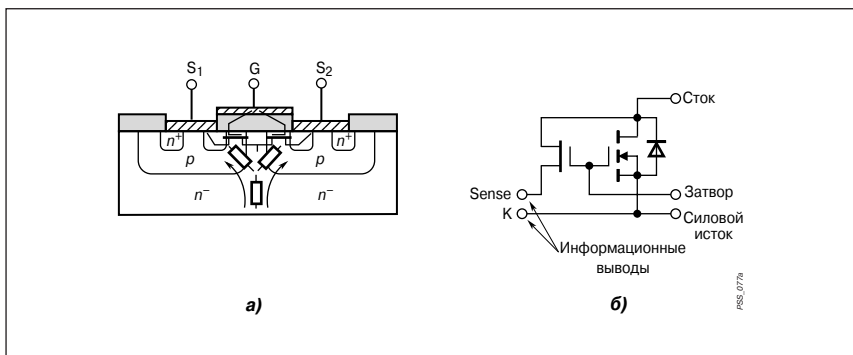


Рис. 2.24

Структура SENSE МДП-транзистора (а) и ее эквивалентная схема (б)

2.2.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором

Компромиссным техническим решением, позволившем объединить положительные качества как биполярных, так и МДП-транзисторов явилось создание монокристаллических структур, названных IGBT, т.е. биполярные транзисторы с изолированным затвором. Базовые ячейки подобных приборов представлены на **Рис. 2.25**. Изучение расположения основных слоев IGBT позволяет сделать вывод об общности технологических операций, лежащих в основе как данных ячеек, так и уже рассмотренных вертикальных структур мощных МДП-транзисторов. Отличие заключается в материале исходной подложки, в качестве которой используется полупроводниковая пластина с дырочной p^+ -проводимостью. Аналогично МДП-транзистору при закрытом состоянии структуры внешнее напряжение приложено к обедненной области эпитаксиального n^- -слоя, характеристики которого определяют предельные значения рабочих напряжений IGBT. При подаче на изолированный затвор положительного смещения возникает проводящий канал в p -области ячейки и между внешними выводами транзистора — коллектором и эмиттером начинает протекать ток. Поскольку высоколегированный p^+ -слой коллектора находится под воздействием внешнего положительного напряжения, в глубь низкоомной эпитаксиальной n^- -области начинается инжекция неосновных носителей, осуществляющих модуляцию проводящего канала. Данное свойство определило название IGBT как структуры с модулируемой проводимостью.

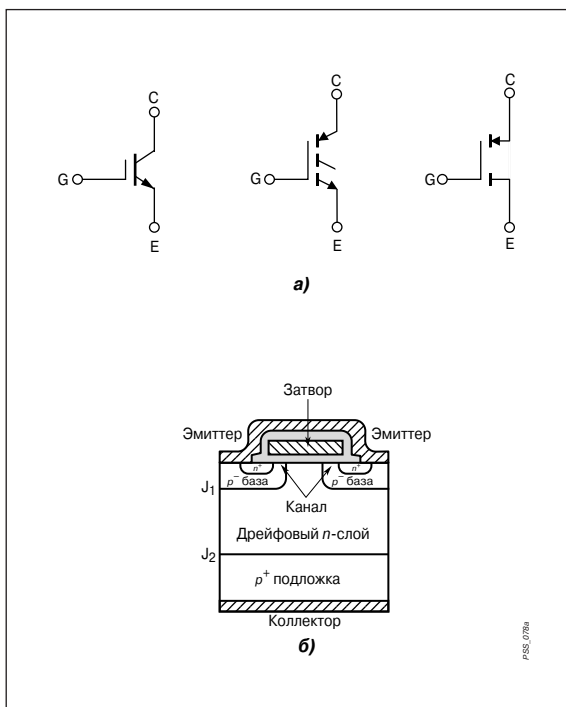


Рис. 2.25

Условное обозначение IGBT (а) и его базовая ячейка (б)

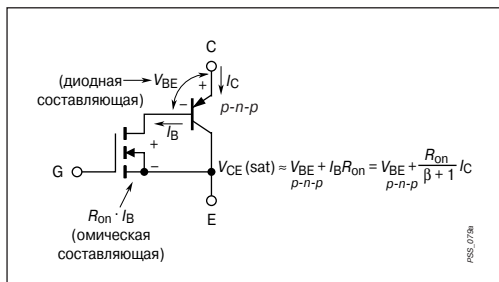


Рис. 2.26

Биполярный p - n - p -транзистор и n -канальный МДП-транзистор в структуре IGBT

структуру упоминавшихся в первой главе побистора и каскадного BIMOS-ключа. При этом прямое напряжение на открытом ключе складывается из двух компонентов: напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе p - n - p -транзистора (так называемая диодная составляющая) и падения на сопротивлении проводящего канала и модулируемой n -области (так называемая омическая составляющая). Таким образом, в отличие от МДП-ключа прямое падение напряжения в рассматриваемой структуре, с одной стороны, не может быть меньше, чем пороговое значение диодной составляющей, а с другой стороны, оно пропорционально выходному току, умноженному на значительно меньшее промодулированное омическое сопротивление. Поскольку омическая составляющая расположена в базовой цепи p - n - p -транзистора, величину модуляции можно рассматривать как уменьшенное в $(B_N + 1)$ раз сопротивление эпитаксиального n -слоя, где B_N — коэффициент передачи базового тока биполярного транзистора. Данное представление прямого напряжения определяет его температурную зависимость, которая складывается из двух противоположных составляющих: отрицательного температурного коэффициента у диодной компоненты и положительного у омической. Как правило, в области рабочих токов, на которые проектируется структура IGBT, результирующий температурный коэффициент является положительным, сохраняя в данном приборе преимущества полевого транзистора. Очевидно, что уменьшения прямых падений напряжения на открытом IGBT можно достигать двумя путями: уменьшением омического сопротивления эпитаксиальных слоев и увеличением коэффициента передачи тока B_N для p - n - p -транзистора. Первый путь имеет ограничения, связанные с геометрическими размерами n -области, определяющими предельно допустимые напряжения на закрытом ключе. Значительное увеличение B_N огра-

стью. При этом оказывается возможным значительное снижение сопротивления в открытом состоянии, несвойственное МДП-транзисторам. Схемотехнически структуру ячейки IGBT можно представить комбинацией двух главных составляющих: управляющего МДП-транзистора и биполярного p - n - p -транзистора (**Рис. 2.26**), соединение которых очень напоминает внутреннюю струк-

ничено реальными пределами, связанными с так называемым триггерным эффектом, присущим структуре IGBT. Дело в том, что паразитный p - p - n -транзистор, который всегда сопровождает структуру мощного МДП-ключа, образует с p - n - p -транзистором тиристорную схему соединения, в которой, при определенных условиях, может быть реализован регенеративный механизм включения, называемый триггерным эффектом (**Рис. 2.27**). И хотя этот эффект и нашел в дальнейшем положительное применение при разработке полевых тиристоров, для IGBT он крайне нежелателен и, как правило, заканчивается катастрофическим отказом. Подавление этого эффекта достигается ограничением усилительных свойств p - n - p -транзистора (т.е. ограничением B_N в разумных пределах) и уменьшением продольного сопротивления p -области структуры, частично зашунтированной на истоковый n^+ -слой МДП-транзистора. Общее усилительное свойство рассматриваемой структуры IGBT может быть охарактеризовано коэффициентом прямой проводимости, называемым также силовой крутизной S . Данный параметр определяется произведением усилительных свойств МДП и биполярной части структуры и является относительно высоким по сравнению с рассмотренными биполярными и МДП-ключами (**Рис. 2.28**).

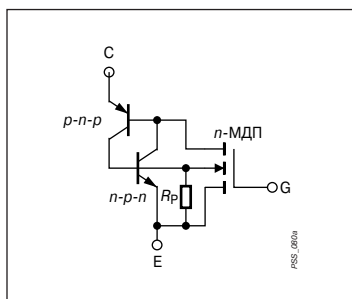


Рис. 2.27

Триггерная схема в структуре IGBT

В области изменения рабочих токов наблюдается непрерывный рост крутизны, что в целом положительно сказывается на динамических и проводящих характеристиках структуры. Однако в режиме токовых перегрузок высокая крутизна является причиной высоких плотностей тока, достигающих порядка $10...20 \text{ А/мм}^2$ для дискретных приборов, что снижает время допустимых перегрузок и требует более быстроедействующих методов защиты.

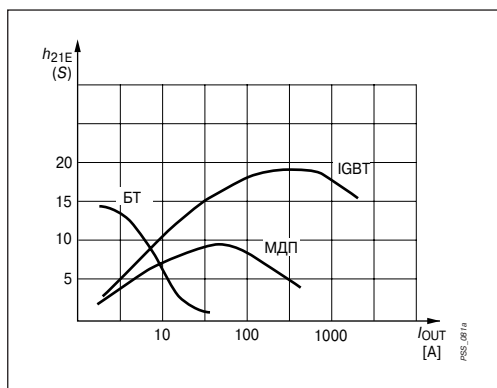


Рис. 2.28

Зависимость коэффициентов усиления различных транзисторов от силового тока

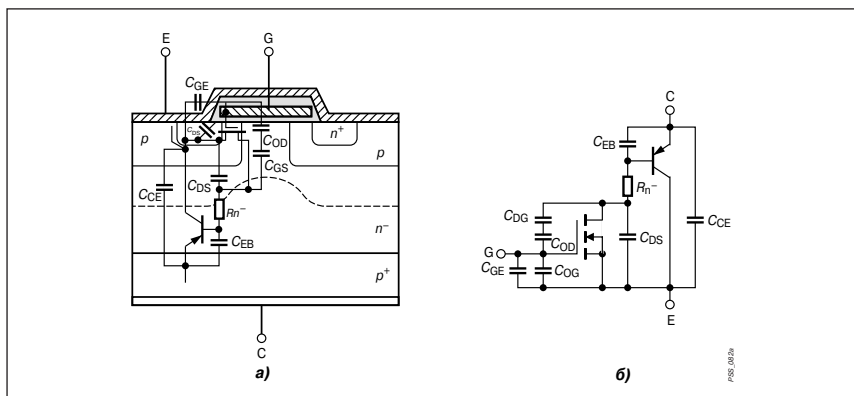


Рис. 2.29

Структура IGBT с емкостными составляющими (а) и ее эквивалентная схема (б)

Переключательные свойства структуры определяются внутренними паразитными емкостями, состоящими из межэлектродных емкостей МДП-транзистора, аналогичных рассмотренным в предыдущем разделе, и дополнительных емкостей p - n - p -транзистора: барьерной емкости коллектор-эмиттер и диффузионной емкости прямого смещенного эмиттерного перехода (Рис. 2.29). Главной отличительной особенностью IGBT-структуры по сравнению с МДП-транзистором является наличие неосновных носителей, накопленных в базовых областях ячейки. Быстрое полеовое выключение МДП-составляющей структуры приводит к отсечке базовой n^- -области и дальнейшему уменьшению накопленного заряда только на основе рекомбинационных эффектов. Это, в свою очередь, определяет наличие дополнительной фазы в выключаемом токе транзистора, называемой хвостовой частью коллекторного тока (tail current), ухудшающей частотные свойства структуры (Рис. 2.30). Различный технологический подход в реализации структуры IGBT с уменьшенным временем жизни носителей, снижающим фазу хвостового тока, привел к двум наиболее распространенным на сегодня разновидностям. Первая структура называется эпитаксиальной или РТ-структурой IGBT и характеризуется дополнительным буферным

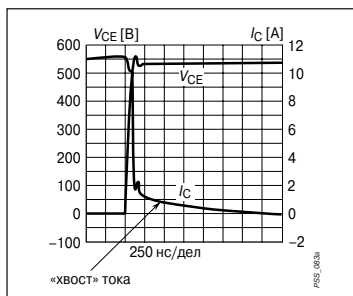


Рис. 2.30

Остаточный коллекторный ток («хвост» тока) при выключении IGBT

Остаточный коллекторный ток («хвост» тока) при выключении IGBT

n^+ -слоем, расположенным между подложкой и n^- -областью (**Рис. 2.31**). Этот слой выращивают методом эпитаксии, что и определило название соответствующей структуры. Наличие дополнительного высоколегированного n^+ -слоя способствует более быстрым процессам рекомбинации неосновных носителей. Кроме этого, в эпитаксиальной структуре используют облучение для уменьшения времени жизни носителей заряда.

Другой разновидностью структуры IGBT является так называемая гомогенная или NPT-структура (**Рис. 2.32**). Строго говоря, и подложка в

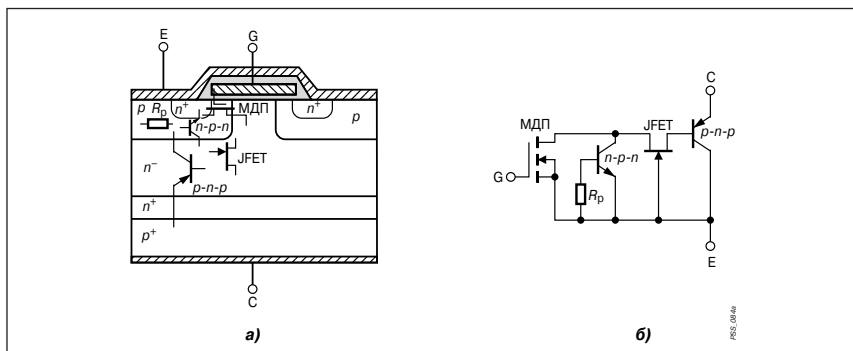


Рис. 2.31

Эпитаксиальная структура (PT) IGBT (а) и ее эквивалентная схема (б)

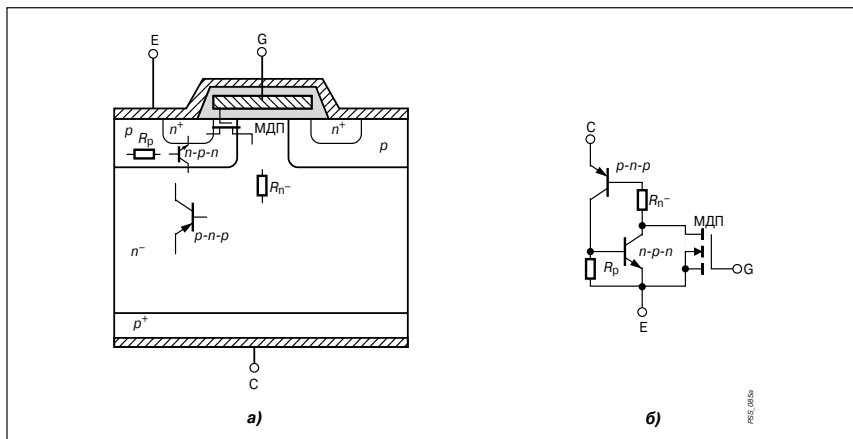


Рис. 2.32

Гомогенная структура (NPT) IGBT (а) и ее эквивалентная схема (б)

данном случае выбирается в виде пластины с электронным типом проводимости, а не с дырочным, как это уже упоминалось ранее. Однородность исходного материала, т.е. гомогенность, определяет общее название данных структур. Коллекторный p^+ -слой в NPT-приборе создается дополнительно, с обратной стороны исходной подложки, при этом специальных мер для уменьшения времени жизни не применяется. До недавнего времени IGBT с рабочим напряжением до 1200 В изготавливали с использованием кремния толщиной порядка 220 мкм. Данная толщина выбиралась только из соображения способа обработки пластины и повышения выхода годных кристаллов. Усовершенствованная технология обработки поверхности пластины, предложенная в гомогенных структурах IGBT, позволила уменьшить ее толщину до 175 мкм при обеспечении сохранения уровня пробивных напряжений порядка 1200 В. Более тонкий материал подложки позволяет уменьшить число накопленных носителей в открытом состоянии IGBT и улучшить частотные свойства струк-

туры. Обе упомянутые структуры IGBT имеют свои достоинства и недостатки. При рабочих напряжениях до 600 В эпитаксиальные структуры позволяют получить наименьшие остаточные падения напряжения. Гомогенные структуры чаще используют в высоковольтных приборах (1200 В и более). При этом обеспечиваются хорошие динамические свойства, например слабая температурная зависимость амплитуды и длительности остаточного тока при выключении (Рис. 2.33).

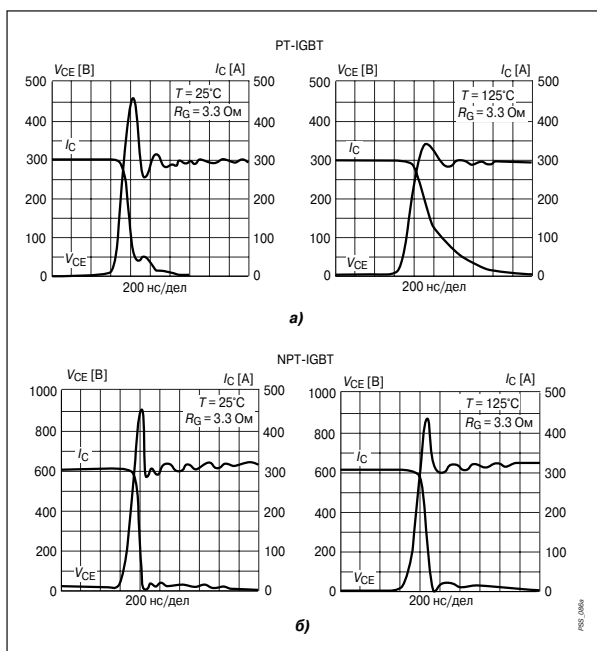


Рис. 2.33

Влияние температуры на остаточный коллекторный ток в структуре PT-IGBT (а) и NPT-IGBT (б)

Главными направлениями в разработках нескольких поколений IGBT являлись способы уменьшения напряжения открытого состояния и повышения рабочей частоты при сохранении стабильности и надежности работы. Для уменьшения потерь в открытом состоянии и снижения остаточных напряжений применяли сжатие структуры IGBT путем сокращения длины ячейки и оптимизации ее внутренней структуры.

Приборы первых поколений имели продольный размер базовой ячейки 5...8 мкм, который был уменьшен до 3 мкм в IGBT третьего поколения, применяемых в настоящее время. Более совершенные структуры IGBT четвертого поколения изготавливаются на основе уже упоминавшейся «Trench»-технологии. Базовая ячейка данного прибора, имеющая линейные размеры менее 1 мкм, приведена на **Рис. 2.34**. Подобные IGBT имеют прямые падения напряжения не более 1.5 В при токах порядка десятков и сотен ампер. Приведенная структура, несмотря на уменьшение геометрических размеров, обладает устойчивостью к триггерному эффекту и сохраняет расширенную область безопасной работы. К ее недостаткам следует отнести несколько увеличенную входную емкость затвор-исток и повышенную сложность технологических операций, приводящих к увеличению стоимости кристалла.

В обзоре силовых полупроводниковых ключей были упомянуты высоковольтные структуры IGBT (HV-IGBT) на рабочие напряжения более 1700 В,

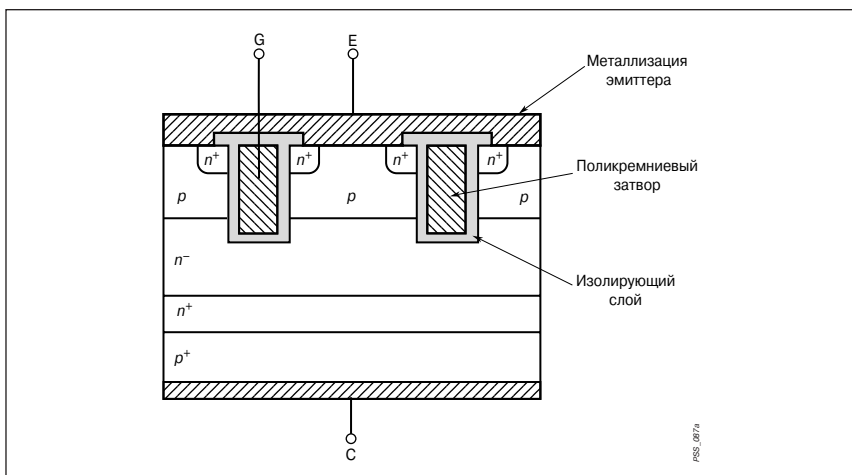


Рис. 2.34

Поперечное сечение структуры IGBT с вертикальным затвором (Trench)

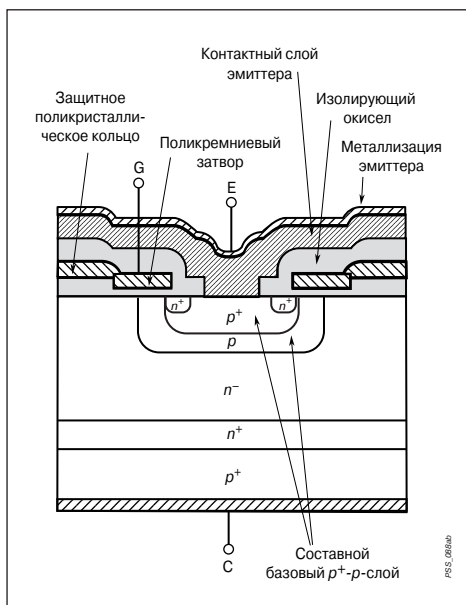


Рис. 2.35

Поперечное сечение базовой ячейки высоковольтного IGBT (HV-IGBT)

базовая ячейка такого транзистора представлена на **Рис. 2.35**. Ее структура аналогична рассмотренным вариантам, за исключением некоторых деталей. Во-первых, для уменьшения сопротивления коллекторного слоя p - n - p -транзистора его структуру делают составной (состоящей из p^+ - p -слоя). Во-вторых, данные ячейки обязательно содержат охранные слои для предотвращения поверхностного пробоя. В рассматриваемой ячейке это диэлектрическое охранный кольцо в сочетании с расширенной областью металлization эмиттера, уменьшающее кривизну приповерхностного поля.

Базовые ячейки IGBT не содержат внутреннего антипараллельного диода, свойственного структурам МДП и частично составным биполярным транзисторам.

Поскольку наличие быстро восстанавливающегося демпферного диода становится необходимым по условиям применения и защиты ключей, используют специально разработанные и согласованные по характеристикам с IGBT отдельные кристаллы диодов, встроенные в корпус прибора.

2.2.4. Статические индукционные транзисторы

Среди базовых ячеек статического индукционного транзистора (СИТ) выделяют три основных типа (**Рис. 2.36**), различающихся конструкцией управляющего затвора. Это структуры со скрытым затвором, размещенным в виде решетки в глубине проводящего канала, с поверхностным (планарным) затвором и с притопленным затвором, размещенным в V-образной канавке. Способ размещения затвора влияет также на частотные характеристики структуры. Скрытому затвору свойственна большая входная емкость, и транзисторы подобной конструкции не могут иметь предельную частоту усиления более 5 МГц.

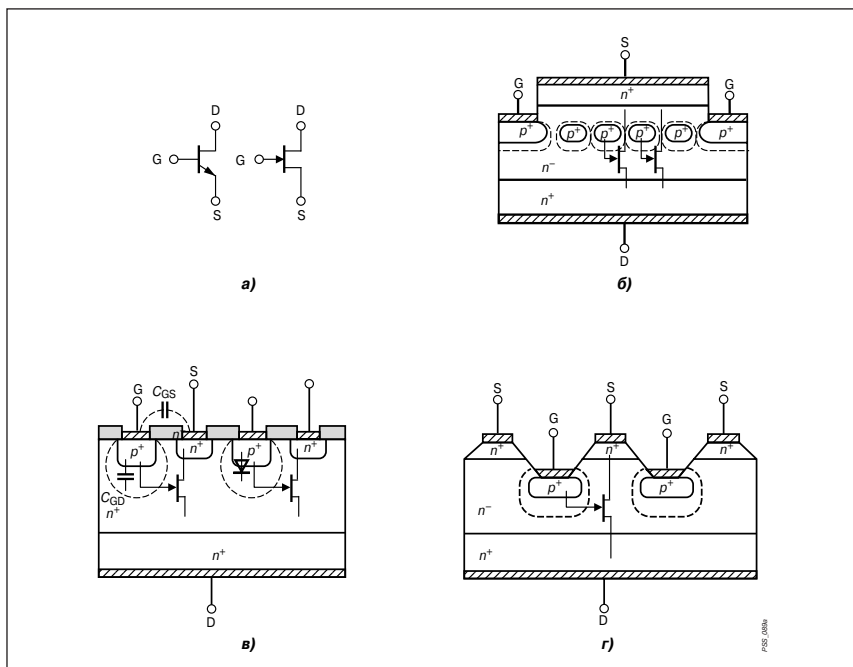


Рис. 2.36

Условное обозначение (а) и поперечное сечение базовых ячеек статического индукционного транзистора: со скрытым затвором (б), с поверхностным затвором (в) и с затвором в V-образной канавке (г)

Если область затвора выходит на поверхность кристалла, то помимо уменьшения паразитной емкости становится возможным резкое снижение последовательного сопротивления во входной управляющей цепи транзистора, что способствует улучшению частотных свойств. Наконец, наименьшей входной емкостью обладает структура, в которой затвор размещается в канавке.

В качестве исходного материала для изготовления СИТ используется кремниевая пластина с электронной проводимостью (нижний слой n^+). Все высоковольтные и сильноточные приборы имеют вертикальную структуру. На поверхности исходной пластины выращивается эпитаксиальный n^- -слой, толщина которого определяет пробивное напряжение структуры. Последующие операции маскирования, окисления и травления формируют необходимую геометрию затвора, называемого также

полупроводниковой управляющей сеткой и истока. Затем осуществляют имплантацию акцепторной и донорной примеси и окончательно формируют p^+ - и n^+ -области, как это показано в каждой из базовых ячеек. Заключительной технологической операцией является напыление слоя металлизации и создание омических контактов к истоку, затвору и с обратной стороны подложки к стоку. Часть структуры, расположенной между областями затворов, называют областью канала.

При приложении к затвору отрицательного напряжения вокруг управляющих p^+ - n^- -переходов формируется область пространственного заряда, главным образом простирающаяся в глубь n^- -слоя. При смыкании обедненных областей происходит отсечка проводящего канала, и ток в структуре отсутствует (**Рис. 2.37**). Если увеличить выходное напряжение сток-исток при заданном отрицательном смещении на затворе, электрическое поле стока будет проникать в глубь канала и снижать потенциальный барьер обратносмещенного перехода. При определенном значении выходного напряжения потенциальный барьер исчезает и в канале появляется ток. Способность структуры перекрывать воздействие внешнего напряжения характеризуется параметром μ , называемым коэффициентом блокирования. Этот коэффициент определяется как отношение абсолютных значений внешнего напряжения сток-исток к управляющему напряжению затвор-исток при некотором минимально допустимом токе стока. Геометрические и электрофизические параметры эпитаксиального n^- -слоя определяют максимально допустимые значения блокируемых напряжений. Одним из главных механизмов пробоя в структуре СИТ является лавинный механизм умножения носителей, названный лавинным пробоем. Данный пробой возникает при чрезмерном увеличении напряженности электрического поля в n^- -области или с ростом температуры кристалла и всегда проявляется в виде пробоя между стоком и затвором.

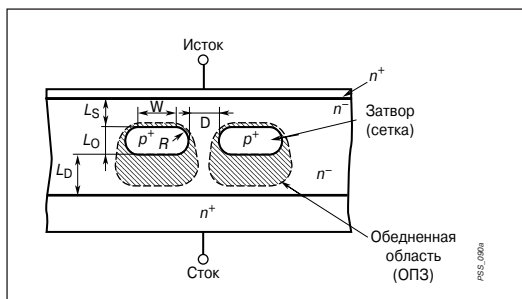


Рис. 2.37

Перекрытие канала обедненной областью пространственного заряда в структуре СИТ

является в виде пробоя между стоком и затвором.

В отсутствие смещения на затворе, когда напряжение затвор-исток равно нулю, через канал транзистора протекает ток. Прямое напряжение в открытом состоянии СИТ-ключа определяется главным образом омическим сопротивлением высокоомного эпитаксиального n^- -слоя. Чтобы уменьшить сопротивление

структуры в открытом состоянии, через управляющий затвор проводят инжекцию неосновных носителей, осуществляющих модуляцию проводимости канала. Для этого на управляющий p^+-n^+ -переход подают положительное смещение.

В зависимости от того, присутствует в открытом состоянии ключа положительное смещение на затворе или нет, различают соответственно биполярный и полевой режим работы (**Рис. 2.38**). В чисто полевом режиме с монополярным механизмом переноса тока сопротивление ключа в открытом состоянии относительно велико. Поэтому для транзисторов с рабочим напряжением более 600 В данный режим эффективен только при низких токах стока, не превышающих единиц ампер. В биполярном режиме управляющий затвор открытого транзистора находится при положительном смещении и работает в режиме заданного входного тока. Для характеристики глубины модуляции канала используют параметр, называемый коэффициентом усиления по току V . Этот коэффициент является аналогом коэффициента передачи тока базы в биполярном транзисторе. В этой связи для максимально возможного тока стока I_D режим управления, когда положительный ток затвора больше отношения I_D/B , называют режимом насыщения. Коэффициент усиления V определяется электрофизическими параметрами структуры СИТ и имеет падающий характер при увеличении тока стока (**Рис. 2.39**).

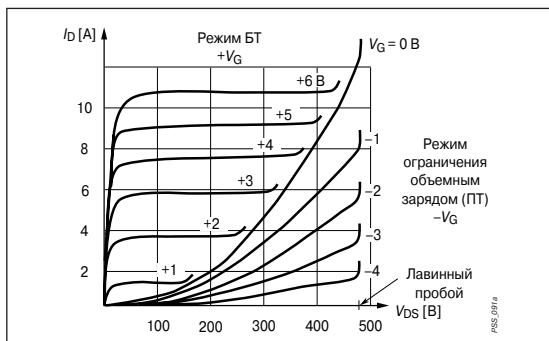


Рис. 2.38

Выходная характеристика СИТ в биполярном (режим БТ) и полевом (режим ограничения объемным зарядом) режиме работы

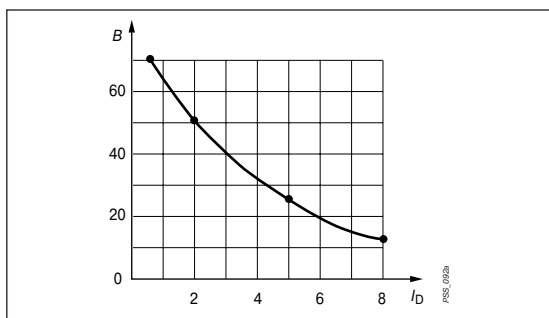


Рис. 2.39

Зависимость коэффициента усиления по току V от тока стока I_D в биполярном режиме работы СИТ

Следует заметить, что по абсолютной величине B в несколько раз больше аналогичного параметра для биполярных транзисторов, что в целом снижает потери на управление.

В классическом варианте СИТ является прибором нормально-открытого типа. Для его запирания на затвор необходимо подать отрицательное смещение, а в открытом состоянии возможны полевой и биполярный режим работы. В то же время разрабатываются структуры СИТ нормально-закрытого типа, в которых отсечка канала осуществляется даже при нулевом смещении на затворе за счет области пространственного заряда, образованной контактной разностью потенциалов на p - n -переходах затвора. Очевидно, что в открытом состоянии данного транзистора присутствует только биполярный механизм переноса тока. Такие структуры называют биполярными СИТ или БСИТ (BSIT).

Динамические характеристики СИТ также зависят от того, в каком режиме находился прибор при протекании прямого тока. В полевом режиме быстроедействие ключа определяется временем перезаряда межэлектродных емкостей, и прежде всего входной емкости затвор-исток C_{GS} и переходной емкости затвор-сток C_{GD} . Емкость C_{GS} включает в себя емкость между диффузионными областями управляющего p - n -перехода и емкость между металлизированными дорожками истока и затвора. Емкость C_{GD} связана прежде всего с обедненной областью и прямо пропорциональна площади активной области транзистора и обратно пропорциональна ширине области пространственного заряда сток-исток. Обе емкости уменьшаются с ростом стокового напряжения. Для улучшения характеристик переключения помимо уменьшения паразитных емкостей следует также уменьшать сопротивление областей управляющего p - n -перехода (**Рис. 2.40**).

Переключение СИТ в биполярном режиме также включает в себя этап перезаряда конструктивных емкостей. В этом смысле было бы правильно име-

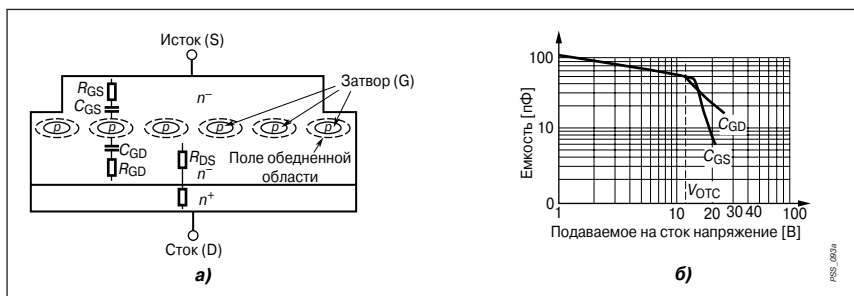


Рис. 2.40

Составляющие емкости СИТ (а) и влияние напряжения стока на их величину (б)

новать данный режим биполярно-полевым. Кроме этого, необходимо учитывать этапы модуляции проводимости канала и рассасывания неосновных носителей. Все это значительно снижает быстродействие ключа по сравнению с полевым режимом. Выключение СИТ в данном случае можно представить как переключение диода, образованного областями управляющей сетки и стока (Рис. 2.41). При смене полярности управляющего сигнала в цепи затвора будет наблюдаться значительный по амплитуде выброс тока. Этот ток обусловлен экстракцией неосновных носителей из базовой области насыщенного диода, и в несколько раз превосходит токи перезаряда барьерных емкостей.

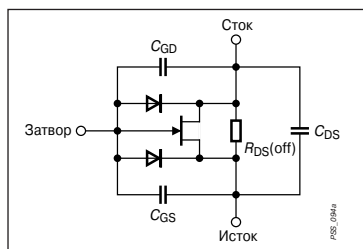


Рис. 2.41

Эквивалентная схема структуры СИТ

2.3. Тиристоры

Полупроводниковые ключи с $p-n-p-n$ -структурой, обладающие двумя стабильными состояниями и содержащие три $p-n$ -перехода, называются управляемыми полупроводниковыми вентилями или просто тиристорами. Имеется большое многообразие различных типов тиристоров: динисторы и тринисторы, т.е. характеризующиеся по количеству внешних выводов, однооперационные и двухоперационные (запираемые), т.е. отличающиеся по способности управляющего электрода как отпирать, так и запирают ток в силовой цепи, фототиристоры, т.е. управляемые световым излучением и т.д. Общим свойством всех типов тиристоров с четырехслойной $p-n-p-n$ -структурой является регенеративный механизм отпирания, который обусловлен внутренней положительной обратной связью. На вольт-амперных характеристиках таких структур имеется участок отрицательного сопротивления, отражающий действия положительной внутренней обратной связи (Рис. 2.42). Перечисленные

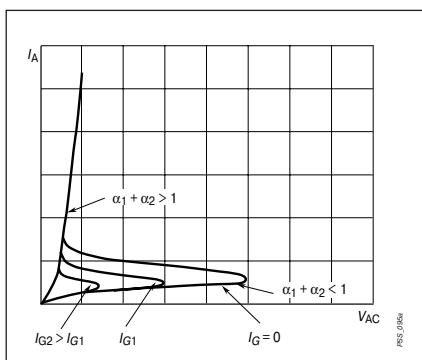


Рис. 2.42

Вольт-амперная характеристика тиристора с регенеративным включением

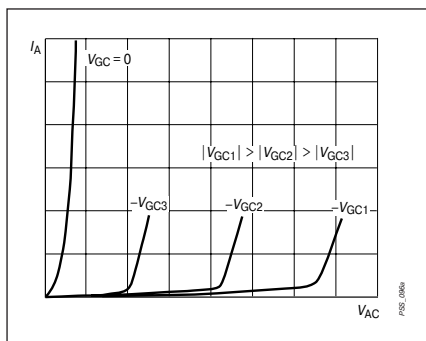


Рис. 2.43

Вольт-амперная характеристика тиристора без регенеративного включения

типы тиристорov, конечно, не исчерпывают всего многообразия многослойных полупроводниковых структур. Семейство тиристорov непрерывно пополняется, совершенствуется также технология их изготовления. Полупроводниковая структура, принцип действия которой основан на индуцировании электрического поля обратнoсмещенного перехода, которое подобно полю сетки электровакуумной лампы управляет анодным током, получила название индукционного тиристора. И хотя структура данного ключа также содержит четыре ха-

рактерных слоя и два p - n -перехода, в ней отсутствует механизм регенерации (**Рис. 2.43**). Получается — тиристор с нерегенеративным механизмом отпирания. Наконец, интеграция дополнительных управляющих ключей в монокристаллическую структуру тиристора позволила получить мощный ключ с изолированным электродом управления. Задача последующих параграфов — познакомить читателя с современными структурами тиристорных ключей. Но начнем с родоначальника этого семейства триодного однонаправленного однооперационного тиристора, который все еще имеет практическое применение в области повышенных (мегаваттных) мощностей.

2.3.1. Однооперационные тиристоры

На **Рис. 2.44** представлена структура мощного тиристорного ключа, управляемого светом (Ultra High Power Light Trigger Thyristor). Данная структура является не только многослойной, как это и положено в силовых ключах, но и двухуровневой, т.е. содержащей основную и вспомогательную часть. Упомянутый в транзисторных ключах эффект продольного сопротивления базы, вызывающий неравномерное распределение тока внутри базового слоя, в тиристорных структурах выражен еще более сильно (в силу больших геометрических размеров). Это приводит к замедлению отпирания тиристорных структур по всей площади, что не только ухудшает динамические характеристики ключа, но и является одной из главных причин локальной тепловой перегрузки. Двухуровневая структура, содержащая дополнительный внутренний тиристор, предназначенный для более эффективного включения основной структуры, ме-

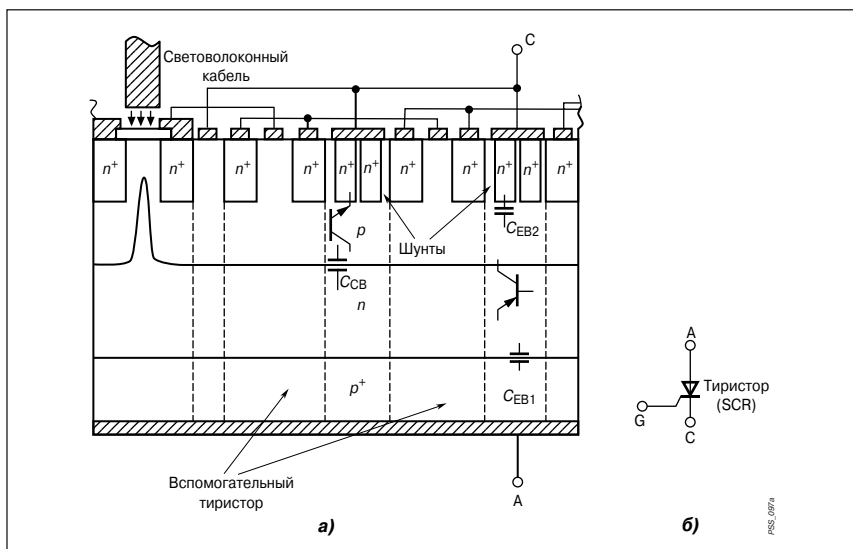


Рис. 2.44

Поперечное сечение структуры высоковольтного тиристора, управляемого квантами света (а), условное обозначение однооперационного тиристора (б)

нее подвержена явлениям локальных перегрузок. Схемотехнически подобное построение тиристорной структуры может быть представлено как это показано на **Рис. 2.45**. Физически это представляет собой многоканальную структуру, в которой чередуются $p^+-n-p-n^+$ -слои основной и вспомогательной областей. Данная структура изготавливается методом двусторонней диффузии, когда в высокоомную пластину n -типа вводится акцепторная примесь, в результате которой создается анодная p^+ -область и области тонкой (p -тип проводимости) и широкой (n -тип) базы. Затем методом локальной диффузии создают катодные n^+ -слои и формируется соответствующая геометрия p -базы. Рассматриваемая структура содержит распределенную шунтировку катодного p - n -перехода в основной структуре тиристора. Обычно шунты представляют собой ло-

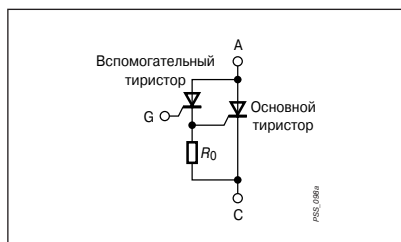


Рис. 2.45

Эквивалентная схема p - n - p - n -структуры со вспомогательным тиристором

кальные участки p -базы цилиндрической формы, примыкающие к омическому контакту катода и равномерно распределенные по всей площади структуры. Основное предназначение шунтировки — улучшение температурной стабильности структуры и повышение ее помехоустойчивости (прежде всего от скачков напряжения в анодной цепи тиристора).

В закрытом состоянии структуры основное поле от действия внешнего напряжения, приложенного к аноду тиристора, сосредоточено в области пространственного заряда обратносмещенного перехода. При прямой блокирующей способности (плюс на аноде) в закрытом состоянии находится центральный p - n -переход, расположенный между базами тиристора. При обратном напряжении (минус на аноде) внешнее поле располагается в закрытом анодном переходе структуры (между анодной p^+ -областью и n -базой). Зашунтированный катодный переход, хотя и находится под обратным смещением, не играет существенной роли в блокировке обратного напряжения, так как имеет предельное напряжение не более нескольких вольт.

Основными типами пробоя, который может происходить в обратносмещенном переходе тиристора, являются эффект смыкания объемного заряда, лавинный и поверхностный пробой. Смыкание объемного заряда наступает, когда граница слоя объемного заряда через базовую область доходит до противоположного перехода. При этом, как правило, не возникает никаких повреждений, если анодный ток поддерживается в разумных пределах. Лавинный пробой в кремниевой структуре наступает при условии, если электрическое поле достигает критического значения. При этом свободные носители в слое объемного заряда разгоняются до такой скорости, что при их столкновении с решеткой кристалла образуются электронно-дырочные пары. Новые носители также ускоряются, сталкиваются и образуют новые пары и т.д. Процесс принимает лавинообразный характер и способен повредить структуру. Пробой по поверхности также обусловлен эффектом лавинообразования, однако для этого процесса требуется меньшее электрическое поле. Из-за несовершенства кристаллической решетки у поверхности ячейки, разного рода дефектов и загрязнений пробой по поверхности носит локальный характер и может наступить уже при небольшой мощности, выделяющейся в обратносмещенном переходе. Для предотвращения поверхностного пробоя используют специальные конструкторские приемы, позволяющие внутреннее поле в структуре делать гораздо большим, чем на периферии. Среди наиболее часто применяемых отметим метод косой фаски (среза) на поверхности монокристалла, применение защитного кольца из полупроводникового материала с более высоким удельным сопротивлением по периферии перехода, а также методы расширения областей p - n -переходов с помощью материалов с высокой диэлектрической постоянной (**Рис. 2.46**).

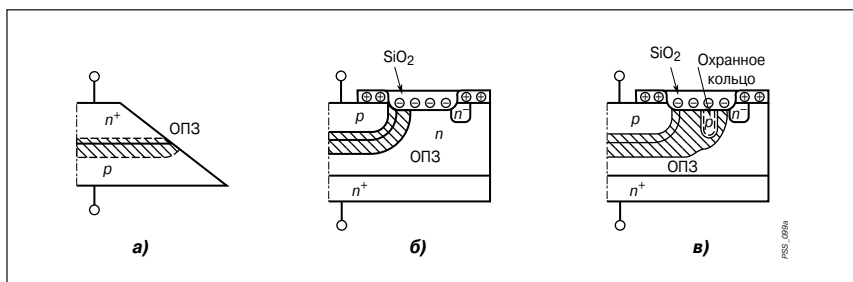


Рис. 2.46

Способы предотвращения поверхностного пробоя: косой срез (фаска) на поверхности (а), расширение ОПЗ за счет слоя диэлектрика (б), охранные кольца из p -кремния (в)

Для переключения структуры тиристора из закрытого состояния в открытое используется световой сигнал, передаваемый по световолоконному кабелю. Такой принцип управления характерен для высоковольтных приборов с рабочими напряжениями более 5 кВ. Освещение p -базы крайней ячейки квантами света вызывает генерацию электронов и дырок повышенной концентрации. При этом понижается потенциальный барьер в центральном переходе и данная часть структуры переходит в открытое состояние, отпирая в свою очередь многоканальную структуру вспомогательного тиристора (Auxiliary Thyristor). Силовой ток вспомогательной структуры одновременно является управляющим током для основной части прибора, обеспечивая достаточно равномерное и быстрое ее включение. Основные стадии переходного процесса включения будут подробно рассмотрены в соответствующих разделах книги, посвященных вопросам применения тиристорных ключей. Здесь же заметим, что в зависимости от характера нагрузки и уровня переключаемого тока в структуре тиристора реализуются два основных режима. Один из них соответствует высокому уровню инжекции в узкой p -базе, а другой соответственно низкому. Широкая n -база тиристора выполняется, как правило, наиболее высокоомной, и в ней практически всегда реализуется высокий уровень инжекции, характерный для силовых переключателей. Наиболее просто механизм действия положительной обратной связи может быть продемонстрирован на основе двухтранзисторного аналога рассматриваемой структуры, показанного на **Рис. 2.47**. В такой модели коллекторный ток каждого из транзисторов одновременно является базовым током другого. Переключение структуры тиристора в проводящее состояние происходит при выполнении условия, при котором сумма коэффициентов передачи токов транзисторов от эмиттера к коллектору становится равной

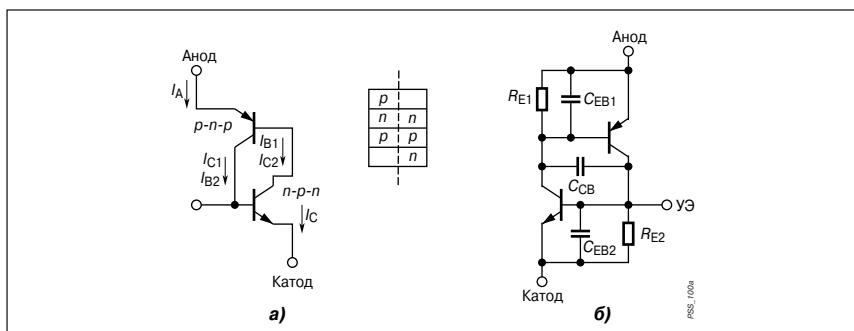


Рис. 2.47

Двухтранзисторный аналог $p-n-p-n$ -структуры (а) и ее эквивалентная схема (б)

единице. В открытом состоянии все переходы тиристора смещены в прямом направлении. Сумма напряжений на этих переходах определяет прямое напряжение открытого ключа. Разумеется, определенный вклад вносит также падение напряжений на контактах, токоотводах и на омических составляющих слоев структуры. При повышенных плотностях анодного тока омическими падениями напряжения в p и n -областях можно пренебречь, в силу модуляции их проводимости инжектированными носителями. Для уменьшения прямого падения напряжения выгодно увеличивать время жизни неосновных носителей, однако при этом ухудшаются динамические характеристики структуры. Для кремниевой структуры тиристора прямое падение напряжения имеет отрицательный температурный коэффициент ($\sim 2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$), что следует учитывать при оценке возможности саморазогрева структуры при повышенных плотностях анодного тока.

Сформулированный выше критерий переключения структуры в проводящее состояние может быть реализован не только с помощью управляющего тока или светового излучения. Другими механизмами переключения могут быть тепловой нагрев структуры, превышение допустимого уровня напряжения в анодной цепи тиристора, повышенная скорость изменения данного напряжения, ионизирующее излучение. Все эти факторы следует учитывать при обеспечении надежной работы тиристорных ключей.

Переходный процесс выключения однооперационного тиристора фактически определяет его предельное быстродействие. Изучение механизма восстановления запирающих свойств структуры имеет важное значение с точки зрения оценки коммутационных потерь и надежности работы ключа. Выключение данного тиристора происходит либо по

аноду, т.е. когда между анодом и катодом подается отрицательное напряжение, либо путем уменьшения нагрузочного тока до значений ниже поддерживающего тока, когда прерывается действие внутреннего механизма положительной обратной связи. Способ запираания определяется типом коммутирующей схемы (узла коммутации). При изменении знака напряжения в анодной цепи структуры два внешних перехода (катодный и эмиттерный) смещаются в обратное направление. При этом центральный переход по-прежнему находится под прямым смещением. Механизм удаления накопленных зарядов из структуры тиристора зависит от уровня инжекции в обеих базах. Если в широкой n -базе реализуется высокий уровень инжекции, а в узкой p -базе — низкий, то именно p -слой первым освобождается от заряда избыточных носителей (**Рис. 2.48**). Сначала у катодного перехода избыточная концентрация электронов уменьшается до нуля и начинает образовываться область пространственного заряда, воспринимающая внешнее отрицательное анодное напряжение. Однако катодный переход, имея низкое предельное напряжение, быстро пробивается уже при значениях этого напряжения в несколько вольт. Пробой по своей природе не является катастрофическим и носит обратимый характер. Затем происходит восстановление запирающих свойств анодного перехода, что обеспечивает прерывание анодного тока через структуру. Этот интервал переходного процесса выключения структуры называется временем восстановления обратной запирающей способности, когда тиристор способен блокировать отрицательное анодное напряжение. Однако было бы ошибкой сразу после этого подать прямое напряжение на ключ. Заряд избыточных дырок в широкой n -базе по-прежнему достаточно велик и мгновенно приведет в действие регенеративный механизм включения. Уменьшение этого заряда за счет протекания отрицательного анодного тока (дырки при этом уходят через анодный переход) на интервале восстановления запирающих свойств скомпенсировано инжекцией дополнительного заряда через прямосмещенный центральный переход. Поэтому необходимо некоторое время, называемое временем восстановления прямой запирающей способности, чтобы заряд в n -базе уменьшился до некоторого критического значения. Таким образом, процесс выключения тиристорной структуры в данном случае определяется процессом рекомбинации накопленного заряда дырок в базовом n -слое и со схемотехнической точки зрения эквивалентен запираанию насыщенного p - n - p -транзистора при нулевом базовом токе. Важно подчеркнуть, что при этом характер внешней нагрузки, определяющий значение обратного анодного тока и напряжения не влияет на скорость выключения тиристора.

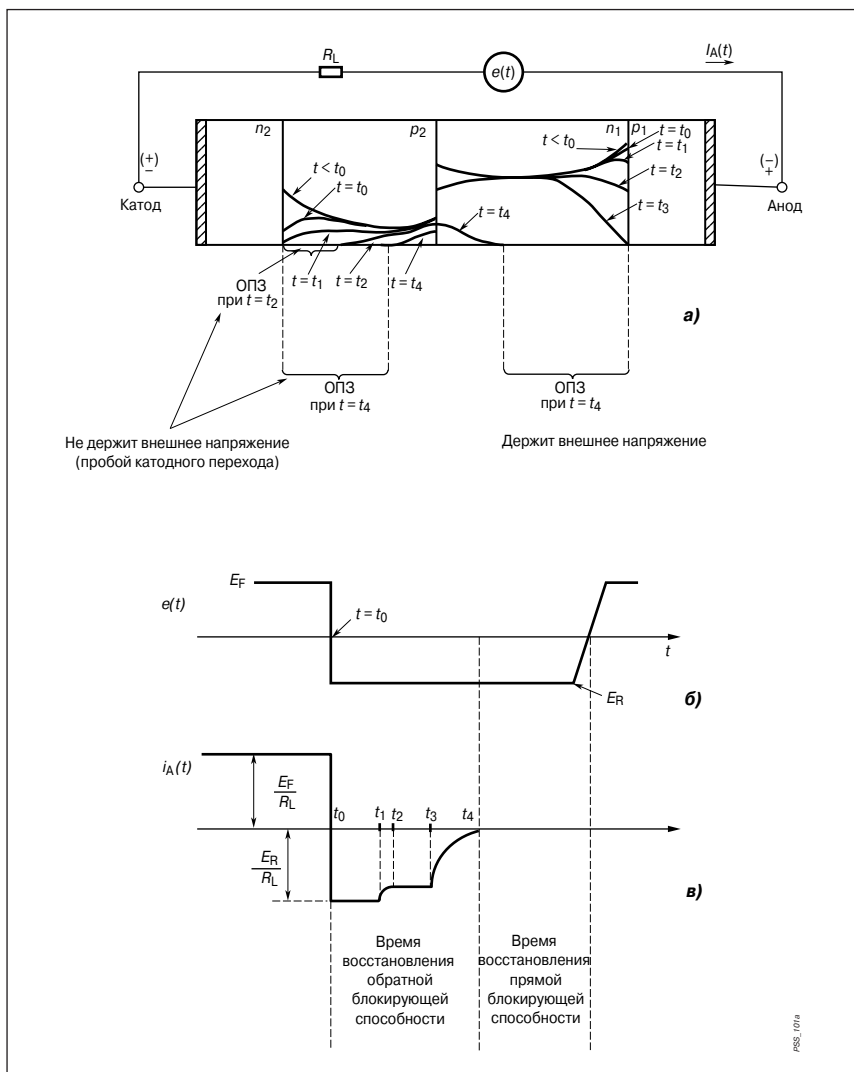


Рис. 2.48

Распределение накопленного заряда при выключении тиристора с низким уровнем инжекции в базе p_2 (а), диаграмма коммутационной ЭДС $e(t)$ (б) и анодного тока $i_A(t)$ тиристора (в)

Другой механизм выключения структуры имеет место, если высокий уровень инжекции реализован в обеих базах тиристора (Рис. 2.49). Под действием отрицательного запирающего напряжения избыточные дырки движутся из базовых областей к анодному переходу, а избыточные электроны к катодному. В результате у данных переходов возникает область нескомпенсированного заряда, воспринимающая внешнее напряжение. Расширение этой области сопровождается дальнейшим уходом избыточных дырок и электронов из базовых слоев тиристора. Таким образом, накопленный в структуре тиристора заряд неосновных носителей выводится отрицательным анодным током, что в целом улучшает динамические характеристики выключения. Наилучшим быстродействием обладают тиристорные структуры, у которых нескомпенсированный заряд первым образуется у высоковольтного анодного перехода. Это достигается снижением уровня легированности p -базы и специальной геометрией структуры. Если первым восстанавливается катодный переход, то его пробой способен вызвать дополнительную генерацию носителей и ухудшить динамику выключения.

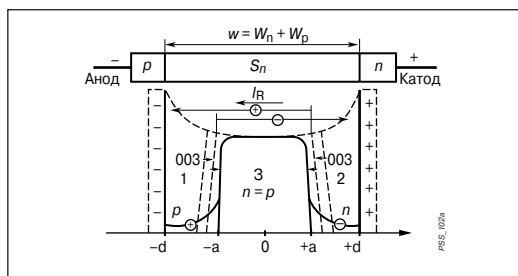


Рис. 2.49

Распределение накопленного заряда и расширение обедненных областей при выключении тиристора с высоким уровнем инжекции в обеих базах

Определенный интерес представляет ответ на вопрос о способности выключения p - n - p - n -структуры отрицательным управляющим током. Если вновь вернуться в двухтранзисторному аналогу данного ключа, можно показать, что необходимое условие выключения выполняется, когда сумма коэффициентов передачи α_1 и α_2 обоих транзисторов в открытом состоянии ключа (центральный переход под прямым смещением) немного превышает единицу, но при этом коэффициент α_2 для n - p - n -транзистора должен быть как можно большим. Если не предпринять специальных конструкторских мер, метод выключения управляющим током будет неэффективным из-за продольного смещения, возникающего при протекании запирающего тока вдоль узкой p -базы. По мере удаления от управляющего электрода катодный переход все более попадает под действие продольного напряжения. При этом процесс выключения становится неоднородным. Отрицательный ток управления выносит избыточный заряд только из областей, примыкающих к электроду управления. Анодный ток при этом, наоборот, стремится к

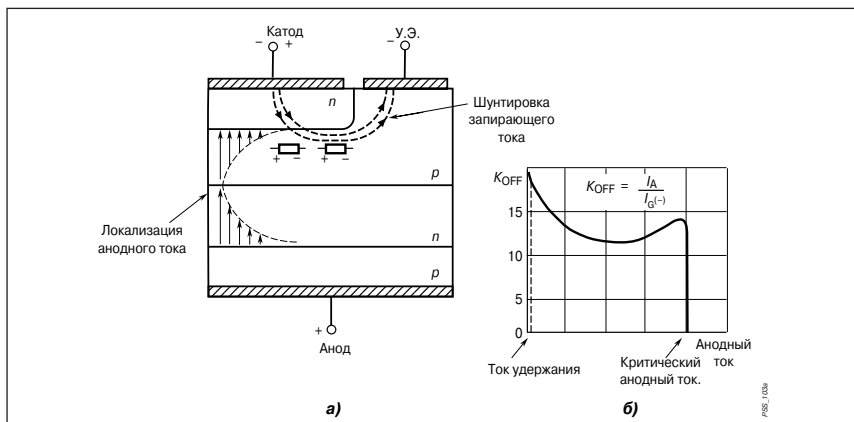


Рис. 2.50

Выключение $p-n-p$ -структуры отрицательным током управления $I_G(-)$ (а) и зависимость коэффициента усиления по выключению K_{OFF} от анодного тока I_A (б)

центру структуры, увеличивая локальный разогрев структуры. Таким образом, при анодном токе выше некоторого уровня либо происходит температурный перегрев структуры, либо эффект шунтировки запирающего тока. По мере удаления заряда из базы управляющим током часть перехода смещается в обратном направлении, что вызывает ее лавинный пробой. В результате пробоя возникает обходной путь для тока, проходящего между управляющим электродом и катодом. При этом усиление по выключению падает до нуля, так как увеличение запирающего тока уже не может привести к уменьшению площади открытой части структуры (Рис. 2.50).

2.3.2. Запираемые тиристоры

Для ликвидации эффектов локализации и шунтирования анодного тока и уменьшения влияния продольного сопротивления базового p -слоя в запираемых по электроду управления тиристорах (Рис. 2.51) используют многоканальную структуру с практически однородными свойствами составляющих ячеек. В зависимости от обратной блокирующей способности тиристора используют два основных типа базовых ячеек, представленных на Рис. 2.52. Данные ячейки имеют вертикальную структуру с

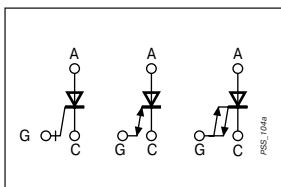


Рис. 2.51

Условные обозначения запираемого (двухоперационного) тиристора

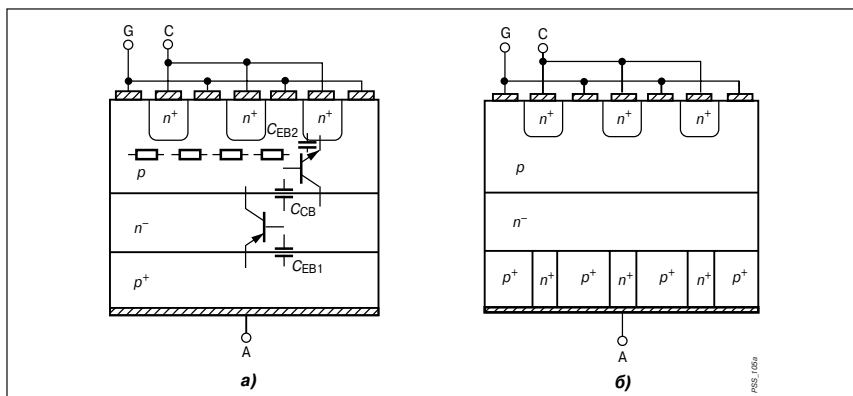


Рис. 2.52

Основные структуры запираемого (двухоперационного) тиристора GTO: с обратной блокирующей способностью (а) и с шунтированием анодного перехода (б)

планарным расположением катодного и управляющего электродов. В исходной высокоомной кремниевой пластине n^- при помощи двусторонней диффузии акцепторной примеси формируют p^+ -область анода и p -область базового слоя тиристора. Затем, применяя локальную донорную диффузию, создают n^+ -области катода и поверхностные участки управляющего электрода к узкой p -базе. Важным моментом является точность воспроизведения геометрических размеров каждой области, что обеспечивает идентичность характеристик отдельных ячеек. Структура на **Рис. 2.52, а** используется в приборах с высоким обратным напряжением близким по величине к прямому блокируемому напряжению. Областью применения таких тириستоров являются преобразователи без обратных шунтирующих диодов, например управляемые выпрямители. Поскольку обратное напряжение тиристора падает на анодном p^+-n^- -переходе, p^+ -область анода выполняется однородной по всей площади ячейки. Однако это повышает падение прямых напряжений на открытой структуре (> 2.5 В) и увеличивает токи утечки. Указанных недостатков лишена вторая разновидность запираемых тириستоров — с шунтированием анодного перехода (**Рис. 2.52, б**). В структуре данных тириستоров через высоколегированные n^+ -участки, сформированные в анодном слое, осуществляют распределенное шунтирование соответствующего перехода. Такие приборы не способны блокировать высокие обратные напряжения. Однако этого и не требуется во многих практических схемах применения (например, в автономных инверторах напряжения).

Физические процессы, протекающие в структурах запираемых тиристоров, во многом аналогичны уже рассмотренным для однооперационного прибора. Исключение составляет процесс прерывания анодного тока отрицательным током управления. Полагаем, что до начала процесса выключения оба биполярных транзистора p - n - p -структуры находятся в состоянии насыщения (центральный переход имеет положительное смещение). При достаточной амплитуде и длительности запирающего тока, а также равномерности его распределения по однородным ячейкам избыточная концентрация неосновных носителей первоначально снижается до нуля вблизи центрального перехода структуры. При этом коллекторные переходы обоих транзисторов одновременно смещаются в обратном направлении, воспринимая часть внешнего анодного напряжения. Так как оба транзистора начинают работать в активном режиме, в структуре возникает положительная обратная связь при отрицательном базовом токе в n - p - n -транзисторе. Вследствие лавинообразного уменьшения зарядов в базовых областях анодный ток тиристора начинает регенеративно снижаться. Составляющий n - p - n -транзистор первым попадает в область отсечки. Действие положительной обратной связи прекращается, и дальнейший спад анодного тока определяется рекомбинацией остаточного заряда в n -базе тиристора (**Рис. 2.53**).

Проведенный анализ физических процессов при запираании тиристора показывает, что для начала эффективного регенеративного спада анодного тока необходимо обеспечивать хорошие усилительные свойства n - p - n -транзистора ($\alpha_2 \approx 1$), так как именно в его базу начинает поступать отрицательный ток управления. С другой стороны, когда действие положительной обратной связи прекращается, а уменьшение анодного тока определяется рекомбинацией заряда в базе p - n - p -транзистора, становится очевидной необходимость снижения усилительных свойств этого транзистора ($\alpha_1 \ll 1$). При данной конструкции базовой ячейки будет обеспечиваться достаточно высокий коэффициент запираения, т.е. отношение запираемого анодного тока к рекомендуемому отрицательному току управления.

Выключение структуры запираемого тиристора возможно также и путем снижения тока нагрузки ниже некоторого уровня, называемого током удержания. Для увеличения рабочей области анодных токов целесообразно иметь как можно меньшей величину тока удержания. Данный параметр пропорционально зависит прежде всего от токов, протекающих через технологические шунты эмиттерных переходов структуры и усилительных свойств составляющих транзисторов. Наименьшее значение тока удержания достигается в структурах без шунтирующих обла-

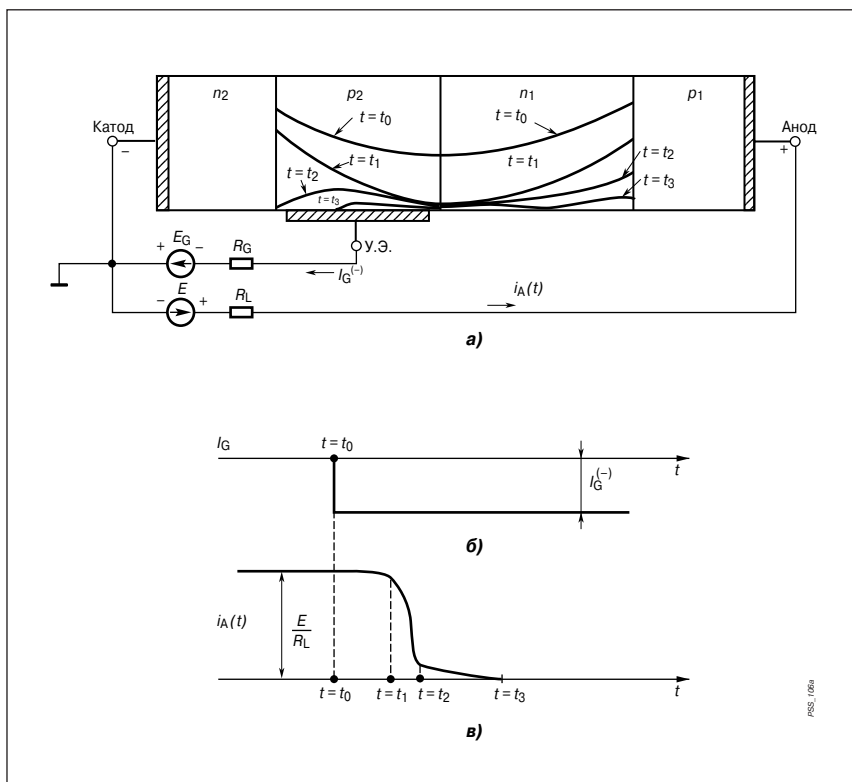


Рис. 2.53

Распределение накопленного заряда в базах n - p - и p - n - p -транзисторов при выключении GTO (а), диаграмма отрицательного тока управления $I_G^{(-)}$ (б) и диаграмма анодного тока при выключении (в)

стей, однако при этом резко снижается помехоустойчивость и теплоустойчивость тиристора. По этой причине в запираемых тиристорах используют технологическую шунтировку только анодного перехода, так как он является эмиттерным переходом транзистора с наименьшими усилительными свойствами.

Для улучшения энергетических показателей схемы и защиты ключа от всплесков напряжения довольно часто используют встречно-параллельный диод. Существуют монолитные структуры запираемых (а также одноперационных) тиристоров со встроенным обратным диодом

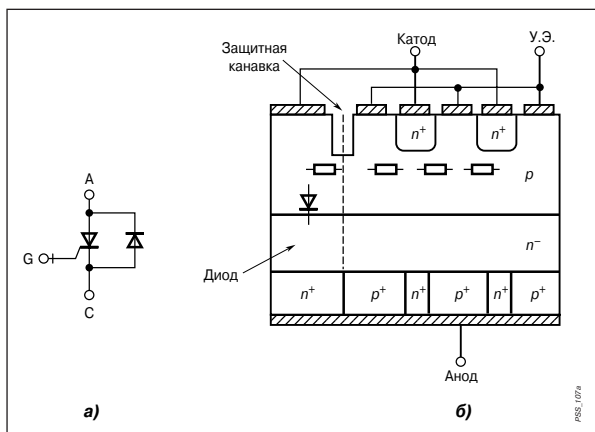


Рис. 2.54

Условное обозначение (а) и структура тиристора с обратной проводимостью (б)

(Рис. 2.54). Такие ключи называются тиристорами с обратной проводимостью или просто тиристор-диод (Reverse Conducting Thyristor). Монолитная комбинация тиристора и диода минимизирует индуктивность соединения и улучшает динамические характеристики ключа. Структура интегрального диода, образованного $p-n^-$ n^+ -областями, изо-

лируется от основной секции или канавкой, или диффузионным защитным кольцом. Данная мера не позволяет носителям, связанным с диодом, глубоко проникать в тиристорную секцию. Однако это всегда сопровождается увеличением токов утечки и снижением стойкости к эффекту dv/dt .

У обыкновенных запираемых тириستоров время нарастания отрицательного управляющего тока, а следовательно, и время выключения составляет несколько микросекунд. Увеличению скорости изменения запирающего тока препятствуют два фактора: резкое уменьшение коэффициента запираения всей структуры и относительно высокая паразитная индуктивность в цепи управляющего электрода (100...300 нГн). Это не позволяет использовать стандартные GTO в схемах последовательного соединения при повышенных выходных напряжениях, так как невозможно обеспечить одновременное и быстрое запираение всех тириستоров. Решение проблемы стало возможным с появлением тириستоров с жестким принципом управления, получившим название HD-GTO. В данных ключах скорость нарастания тока управляющего электрода увеличивалась более чем на два порядка по сравнению со стандартным прибором (до 2000...4000 А/мкс), а паразитная индуктивность была снижена до 4...5 нГн. При этом разброс по времени выключения не превышал 0.1 мкс, что позволяло использовать HD-GTO в последовательных цепях без подбора параметров. Данные приборы явились первым шагом к созданию специ-

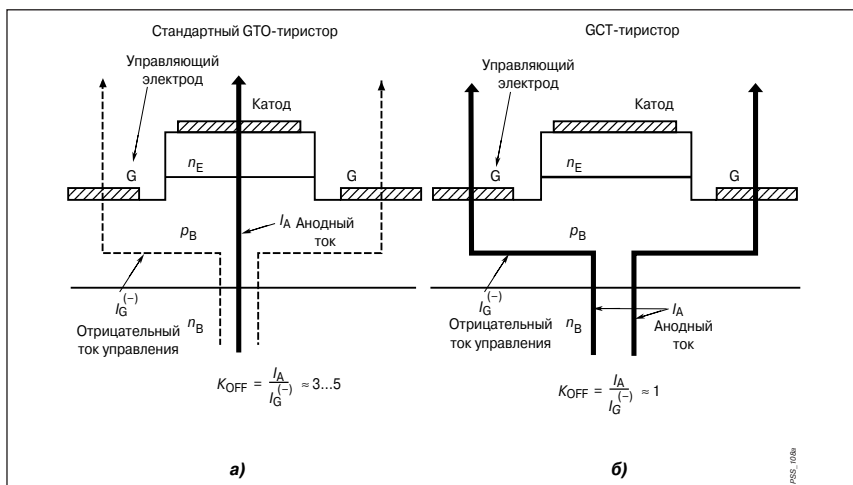


Рис. 2.55

Принцип выключения стандартного GTO-тиристора (а) и GCT-тиристора (б)

альной структуры запираемого тиристора на большие токи (до 3...4 кА), в которой все параллельные ячейки имеют примерно одинаковое время выключения. При подаче отрицательного смещения в цепь электрода управления происходит быстрое увеличение запирающего тока практически до уровня анодного, при этом происходит одновременное обесточивание катодных n^+ -областей структуры (Рис. 2.55). Анодный ток как бы переключается в цепь электрода управления, а рабочая часть структуры из четырехслойной преобразуется в трехслойную, аналогичную p - n - p -транзистору, который быстро запирается в режиме оборванной базы. Эти тиристоры получили название GCT. Структура данного тиристора на ток 4 кА состоит из двух тысяч сегментов, каждый из которых способен запира́ть ток порядка 2 А. Реализована структура на полупроводниковой пластине диаметром около 90 мм. Ведутся разработки монолитной структуры GCT с антипараллельным диодом, получившей название RGCT, т.е. GCT с обратной проводимостью. Для переключения полного анодного тока в управляющую цепь GCT требуется не только специальная конструкция соединения контактных площадок с сегментами кристалла, но и низкоиндуктивная цепь подключения формирователя импульсов управления. Поэтому разрабатываются также специальные конструкции GCT с интегрированным формирователем, получившим название IGCT, т.е. интегрированный GCT (Рис. 2.56).

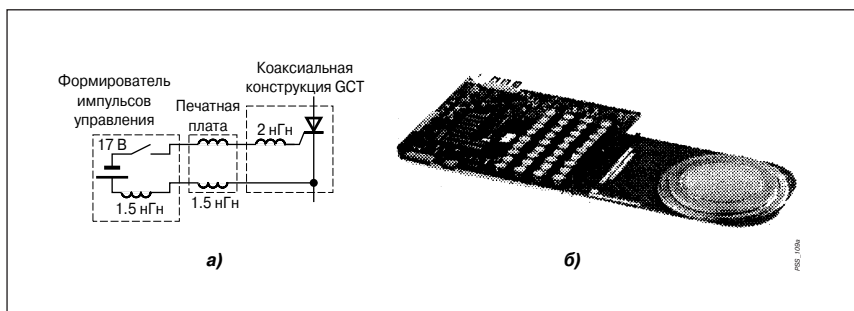


Рис. 2.56

Низкоиндуктивная схема подключения формирователя импульсов управления GCT-тиристора (а), конструкция IGCT (б)

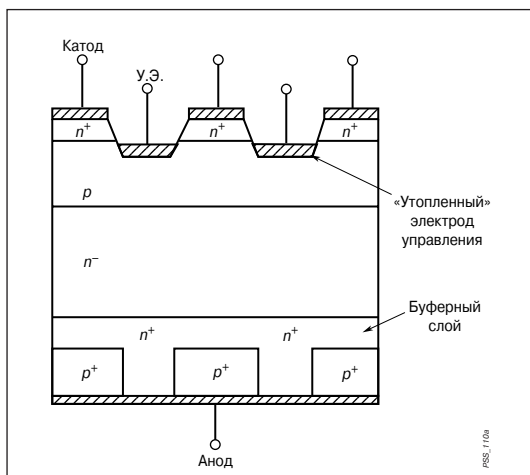


Рис. 2.57

Структура высоковольтного запираемого тиристора (pnnp-структура)

положения слоев, в которой в прианодную часть p^- -базы вводится дополнительный высоколегированный p^+ -слой, называемый буферным. Данная структура позволяет при сохранении высоких пробивных напряжений значительно снизить толщину исходной полупроводниковой пластины. Более тонкий кристалл обеспечивает снижение прямого напряжения в открытом состоянии.

При создании высоковольтных (более 4.5 кВ) структур запираемых тиристоров (как GTO, так и GCT) используют некоторую модификацию базовых ячеек. Данные изменения рассмотрим на примере структуры, представленной на **Рис. 2.57**. Для предотвращения эффектов сжатия плазмы анодного тока в p -базе высоковольтного тиристора создают специальную конструкцию с «утолщенным» управляющим электродом. Кроме того, используют так называемую $pnvpnp$ -структуру рас-

2.3.3. Индукционные тиристоры

Процесс изготовления индукционных тиристоров технологически довольно сложен. Он, как и большинство из рассмотренных уже способов создания силовых полупроводниковых структур, основан на планарно-диффузионной технологии. Значительная мощность, которую должна переключать структура индукционного тиристора, накладывает дополнительные требования, прежде всего связанные с повышением плотности размещения элементарных ячеек и приданием им более однородных свойств. С точки зрения технологии процесса это означает применение прецизионных методов травления, селективной эпитаксии слоев структуры и прецизионной фотолитографии.

Основные разновидности базовых ячеек SITh аналогичны рассмотренным вариантам элементарных структур индукционных транзисторов, т.е. это конструкции со скрытой, поверхностной и углубленной управляющей полупроводниковой сеткой (затвором). Поэтому ограничимся рассмотрением особенностей структуры индукционного тиристора на примере базовой ячейки с поверхностным затвором (**Рис. 2.58**). Основным отличием от транзисторного варианта структуры является использование дырочного полупроводникового материала подложки, обозначенного как p^+ -слой. Обратная сторона подложки покрыта слоем металлизации и представляет собой анод

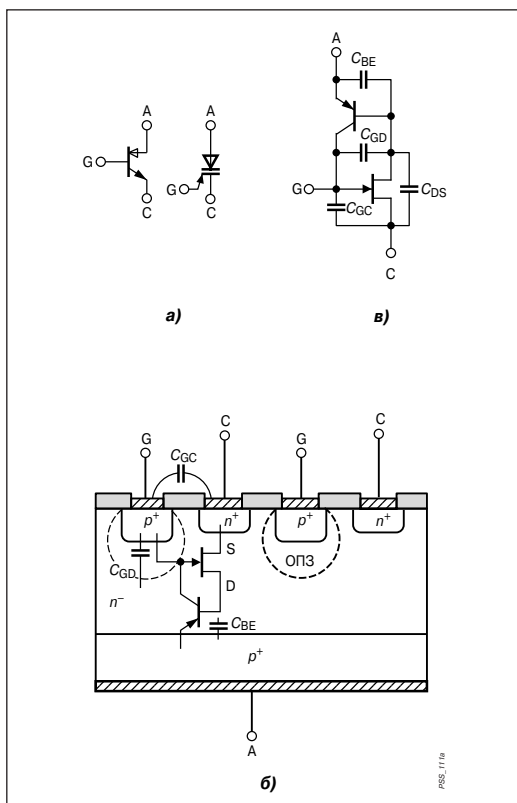


Рис. 2.58

Условное обозначение индукционного тиристора (а), поперечное сечение его базовой ячейки (б), эквивалентная схема структуры ячейки (в)

тиристора. Часть структуры, расположенная над анодным слоем, практически повторяет транзисторный вариант и состоит из высокоомной эпитаксиальной n^- -области и поверхностных p^+ -областей затвора (управляющего электрода) и катода (n^+ -слой). По всей видимости, наличие четырех слоев различной проводимости определили применение слова тиристор в обозначении подобной структуры. Однако важной особенностью индукционного тиристора по сравнению с другими управляемыми вентильными приборами (прежде всего SCR и GTO) является отсутствие внутренней положительной обратной связи. Нерегенеративный механизм включения данной структуры позволяет выделить такие важные преимущества, как помехоустойчивость к внешним воздействиям, расширенный диапазон рабочих температур (более 200°C), возможность переключения анодного тока повышенной плотности. Индукционный тиристор сочетает высокую перегрузочную способность по току с быстрым протеканием процессов переключения. Проводящее состояние рассматриваемой структуры обеспечивается простым снятием отрицательного напряжения управления на затворе. При этом со стороны анодного p^+ -слоя осуществляется инжекция дырок, приводящая к модуляции высокоомного эпитаксиального n^- -слоя. Так как на пути протекания анодного тока находится всего один $p^+ - n^-$ -переход, прямое падение на открытом SiTh значительно меньше, чем у тиристоров с обычной $p - n - p - n$ -структурой. Температурная зависимость данного напряжения определяется положительным температурным коэффициентом сопротивления наиболее высокоомного эпитаксиального n^- -слоя и отрицательным для $p^+ - n^-$ -перехода. Результирующее воздействие при высоких плотностях анодного тока всегда положительно, поэтому в структуре наблюдается естественное выравнивание токов между отдельными ячейками. Как результат — способность к большим импульсным перегрузкам по току и повышенная теплостойкость из-за отсутствия эффектов шнурования. Инжекция из анодной области делает необязательной подачу положительного управляющего тока через затвор тиристора для модуляции внутреннего сопротивления открытой структуры (что необходимо в случае с индукционным транзистором). Хотя небольшой положительный ток управления (порядка 2...3 А) иногда формируется с целью ускорения фронта включения. Сказанное, конечно, относится к нормально открытой структуре SiTh. Существуют также нормально закрытые структуры индукционных тиристоров, не проводящие ток при нулевом смещении на управляющей сетке. Это достигается более плотным размещением ячеек затвора, перекрывающих канал даже собственной областью пространственного заряда. В этом случае положительный отпирающий ток затвора всегда присутствует.

Модуляция сопротивления n^- -области тиристора инжектированными носителями как со стороны затвора (для нормально закрытых структур), так и со стороны анодного p^+-n^- -перехода приводит к появлению в данном слое обоих типов носителей. В этом случае процесс выключения структуры будет сопровождаться эффектом коллектирования дырок из n^- -слоя обратносмещенным переходом управляющей сетки. Действительно, в структуре SITh при прямом смещении анодного и обратном — управляющего переходов можно выделить биполярный $p-n-p$ -транзистор, соединенный с n -канальным полевым транзистором. При подаче отрицательного напряжения в цепь затвора полевой n -канальный транзистор мгновенно выключается, отсекая базовый вывод $p-n-p$ биполярного прибора. Тогда выключение рассматриваемой ячейки индукционного тиристора можно представить как выключение биполярного транзистора с оборванной базой (Рис. 2.59). Динамические характеристики выключения при этом определяются временем жизни дырок в эпитаксиальном n^- -слое. Однако чрезмерное уменьшение времени жизни приводит к увеличению остаточных напряжений на открытой структуре. Поэтому оптимальное сочетание коммутационных и статических потерь является актуальным для индукционного тиристора. Эффект коллектирования дырок и рассасывания накопленного заряда всегда сопровождается протеканием относительно большой амплитуды отрицательного тока по цепи затвора тиристора. Для характеристики этого процесса, как и в GTO, используют коэффициент запираения по току. Этот параметр близок к единице для большинства структур SITh. Качественно процесс протекания отрицательного тока в цепи затвора тиристора не отличается от рассмотренного ранее транзисторного варианта, за одним исключением. При очень больших амплитудах этого тока

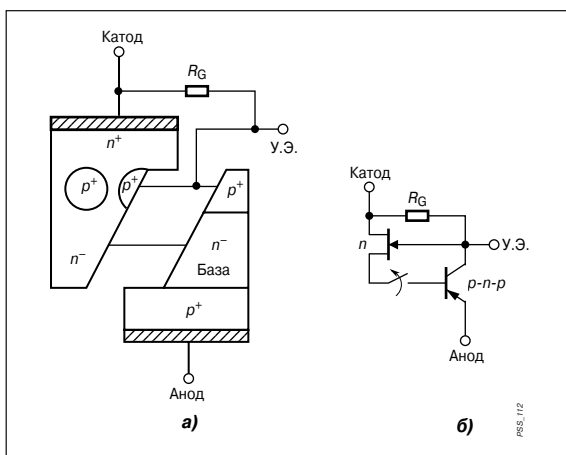


Рис. 2.59

Конструкция индукционного тиристора как объединение n -канального полевого транзистора и биполярного $p-n-p$ -транзистора (а) и эквивалентная схема процесса выключения (б)

на омических контактах управляющего затвора, имеющих конечное сопротивление, возникает заметное падение напряжения, уменьшающее результирующее запирающее смещение. Это может приводить к сохранению открытого состояния части структуры. Причем ток, протекающий в открытой части структуры, может рассматриваться как базовый ток p - n - p -транзистора. Тогда увеличивающийся коллекторный ток этого транзистора при отрицательном смещении на затворе (а значит, и на коллекторном переходе) может явиться причиной вторичного пробоя элементарной ячейки.

Широкое практическое применение индукционных тиристоров оказалось невозможным не только по причине сложностей технологии изготовления, а значит, и более высокой стоимости, но также и из-за необходимости поддержания отрицательного смещения в цепи затвора при выключенном состоянии ключа. Ведь большинство таких тиристоров имеет нормально открытую структуру. Даже кратковременное отключение отрицательного смещения может вызвать катастрофические последствия в силовой схеме. Поэтому усилия разработчиков индукционных тиристорных структур обращены на устранение указанных недостатков.

2.3.4. Полевые тиристоры

Для характеристики способности индукционного тиристора находиться в выключенном состоянии используют параметр, называемый коэффициентом запираения по напряжению μ (аналог коэффициента блокирования для транзисторных структур). Этот коэффициент математически определяется как отношение блокируемого анодного напряжения к модулю отрицательного управляющего напряжения в цепи затвора, при котором структура надежно заперта (ток утечки не превышает некоторого минимального допустимого значения). Коэффициент μ зависит от конструкции ячейки и плотности расположения слоев управляющей сетки. При обрыве в цепи катода рассматриваемого тиристора ток через структуру протекать не будет, а на управляющем электроде будет наводиться потенциал, равный отношению анодного напряжения к коэффициенту запираения μ . Так как коэффициент запираения по напряжению для большинства современных структур SiTh составляет несколько сотен единиц, потенциал, устанавливаемый на катоде тиристора, невелик (не более 10...20 В). Указанные физические процессы положены в основу так называемого принципа катодного управления тиристором. Для этого последовательно в катодную цепь SiTh включается управляющий МДП-транзистор (**Рис. 2.60**). По своим электрическим характеристикам он должен обладать способностью

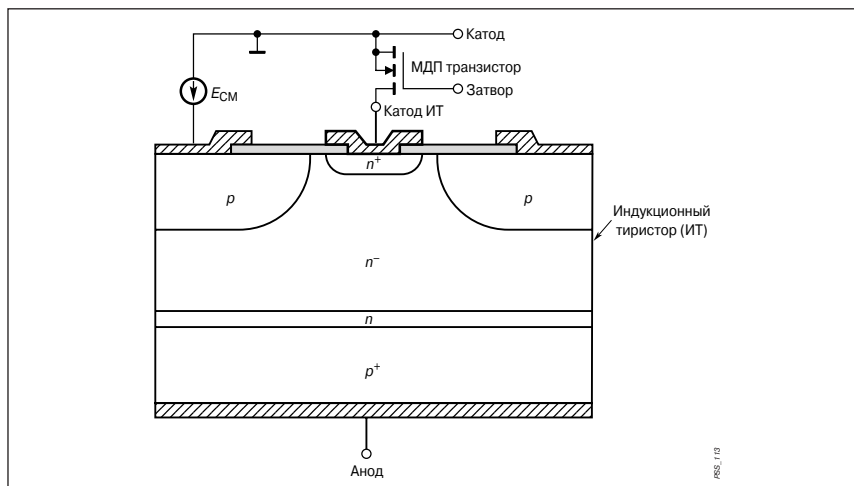


Рис. 2.60

Схема катодного управления индукционным тиристором

пропускать полный ток полупроводникового ключа. Однако по напряжению это может быть низковольтный транзистор, а следовательно, его вклад в общее прямое падение напряжения при открытом состоянии приборов может быть сведен к минимуму. Заметим, что затвор индукционного тиристора при катодном управлении должен иметь связь с истоком управляющего транзистора для отвода динамического отрицательного тока в переходном процессе выключения. Подобная схема в дискретном исполнении уже была упомянута нами в обзоре первой главы.

Монолитная полупроводниковая структура SiTh с интегрированным управляющим МДП-транзистором получила название MOS Composite SiTh, т.е. комбинированная транзисторно-тиристорная структура. Ее базовая ячейка представлена на **Рис. 2.61**. При внимательном рассмотрении данной структуры и ее сравнении со структурой SiTh можно отметить следующие особенности. Высоколегированный n^+ -слой, имеющий непосредственную связь с эпитаксиальной n^- -областью, одновременно является катодом тиристора и стоком управляющего транзистора. Слева от данного слоя сформирована остальная часть n -канального МДП-транзистора (инверсионный p -слой и n^+ -исток). В центральной части ячейки размещается управляющая p^+ -сетка тиристора. Ее связь с областью металлизации (а значит, и с истоком управляющего транзистора)

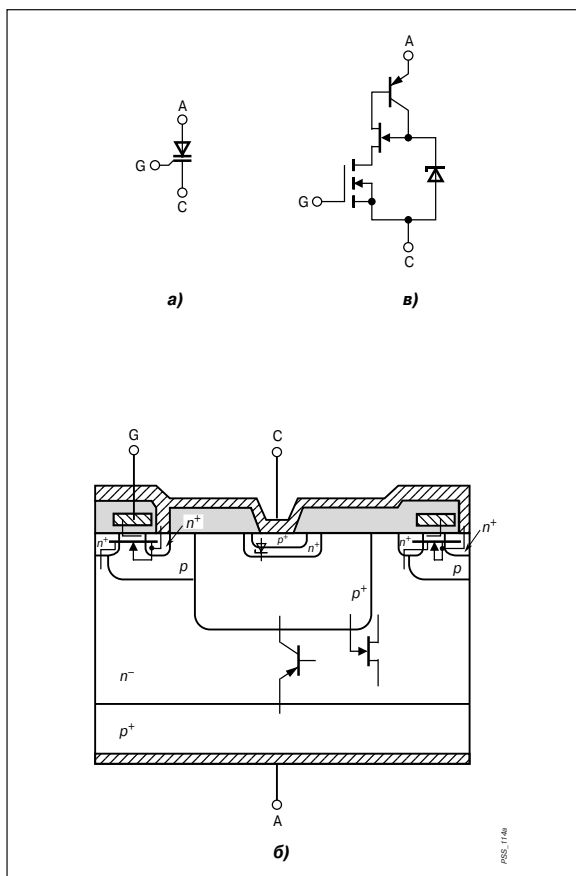


Рис. 2.61

Условное обозначение комбинированного ключа (а), поперечное сечение его базовой ячейки (б), эквивалентная схема структуры ячейки (в)

собой управляемый по изолированному затвору ключ, по мощности соответствующий тиристор. В данной структуре ключа сохраняются все преимущества, свойственные индукционным тиристорам. Дополнительно можно отметить отсутствие непосредственной связи между выходом ключа (анодом) и входом (затвор МДП-транзистора). Это объясняется фактически фиксированным потенциалом стока управляющего

осуществляется через встроенный n^+ - p^+ -переход, схематически представляющий собой стабилитрон с рабочим напряжением порядка 1.5...2.5 В. Это дополнение обеспечивает улучшение динамических характеристик при отпирании структуры и ее поддержание в открытом состоянии при высоких плотностях анодного тока. При больших анодных токах увеличивается напряжение на стоке управляющего транзистора. Если бы сетка затвора имела непосредственный контакт со слоем металлизации, в структуре создавалось бы отрицательное смещение между затвором и катодом SiTh, ухудшающее характеристики открытого состояния ключа. Таким образом, рассматриваемая конструкция представляет

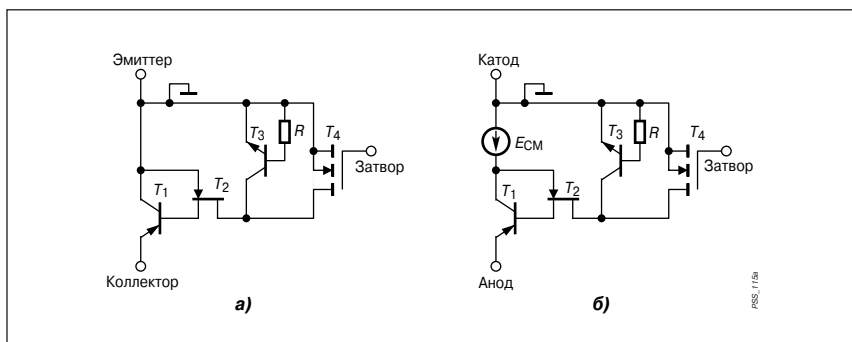


Рис. 2.62

Эквивалентная схема структуры IGBT (а) и комбинированного ключа (MOS Composite SiTh) (б)

транзистора. Если эквивалентную схему структуры дополнить паразитным n - p - n -транзистором, включенным параллельно управляющему МДП-транзистору, получим вариант, имеющий большое сходство с эквивалентной схемой IGBT

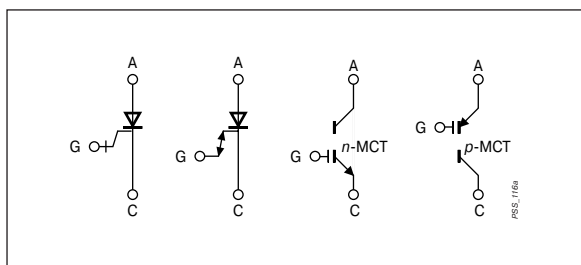


Рис. 2.63

Условное обозначение полевого тиристора МСТ

(Рис. 2.62). Такое совпадение не является случайным. Оно очередной раз доказывает единство целей, к которым стремятся различные технологии, объединившие в себе полезные свойства полевых и биполярных структур.

МСТ представляют собой новый класс силовых полупроводниковых приборов, по мощности и плотности тока соответствующий тиристорным аналогам и управляемый по изолированному поликремниевому затвору (Рис. 2.63). Существуют различные подклассы этих приборов: p - и n -канальные, с симметричной и асимметричной блокирующей способностью, одно- или двусторонним затвором управления, с различными способами включения, например с помощью света. Все эти приборы имеют одно общее свойство: выключение полупроводниковой структуры обеспечивается интегрированным МДП-транзисто-

ром, который при включении закорачивает один или оба эмиттерных перехода. Базовая структура однооперационного MOS-тиристора, как уже упоминалось в первой главе, была предложена фирмой Motorola и практически соответствовала базовой структуре IGBT. МСТ — это двухоперационный ключ: его выключение также осуществляется с помощью изолированного затвора. Структуру элементарной ячейки МСТ можно рассматривать как развитие структуры MOS-тиристора. Располо-

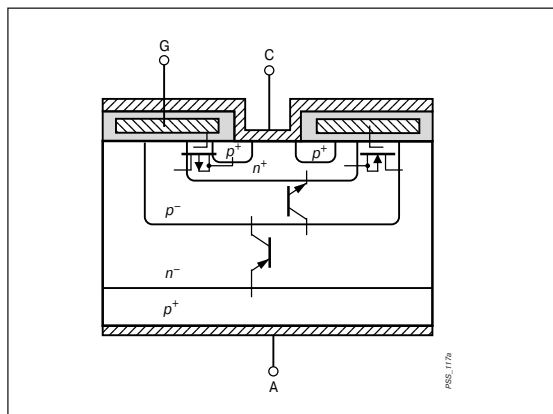


Рис. 2.64

Поперечное сечение базовой ячейки n -канального МСТ

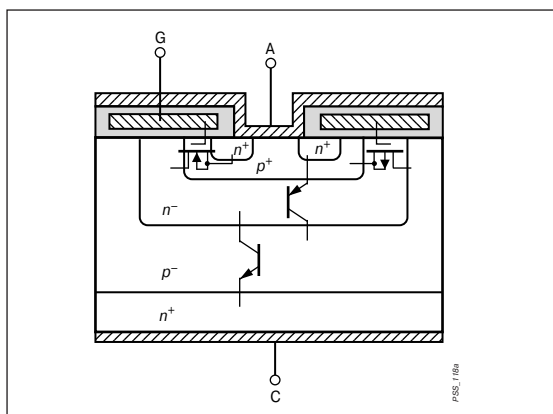


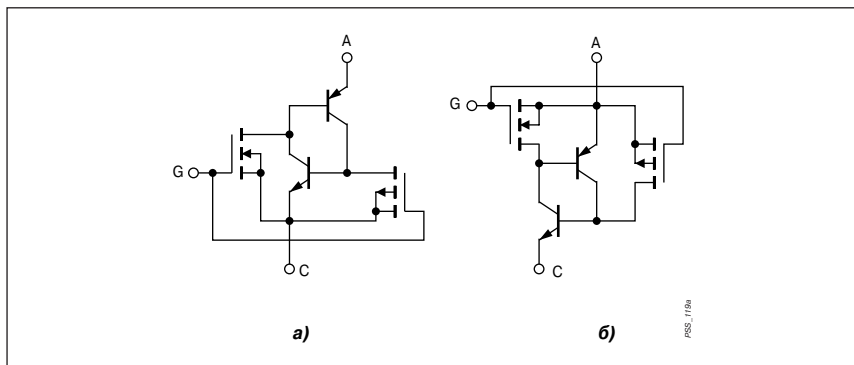
Рис. 2.65

Поперечное сечение базовой ячейки p -канального МСТ

положение полупроводниковых слоев, образующих ячейку n - и p -канального МСТ, представлено на **Рис. 2.64** и **Рис. 2.65**. Как уже, наверно, заметил читатель, силовые полупроводниковые приборы выполняются, как правило, на основе n -канальных структур. Такие структуры в качестве основных носителей рабочего тока используют электроны, подвижность которых выше, чем у дырок. По этой причине для получения идентичных усилительных и частотных характеристик p -канальным приборам требуется, как правило, более объемная структура. Соответственно при равенстве геометрических размеров p -канальные приборы уступают n -канальным по динамическим характеристикам и потерям. Для современных МСТ-ключей n -канал-

ные структуры обладают вдвое меньшими потерями на переключение и областью безопасных режимов примерно на 30% большей, чем у p -канальных. Почему же интенсивно развивается технология p -канальных МСТ? Все дело заключается в типе проводимости запирающего МДП-ключа. Она противоположна типу проводимости самого прибора. То есть p -канальная структура МСТ запирается n -канальным МДП-транзистором. Фактически это означает, что плотность тока выключения может быть обеспечена с двух- трехкратным перекрытием, если используется n -канальный запирающий ключ. Однако недостатки p -МСТ-ключей могут оказаться критическими в схемах высокочастотного применения, где потери и безопасность траектории переключения стоят на первом месте.

Рассмотрим основные составляющие базовой ячейки МСТ на примере p -канальной структуры. В качестве исходной подложки используется высоколегированный n^+ -слой, называемый также нижним эмиттером. На подложке выращивается эпитаксиальный дырочный p^- -слой с относительно узким высоколегированным буферным p^+ -слоем, предназначение которого аналогично буферным областям в IGBT, изготовляемым по технологии РТ (уменьшение времени жизни носителей). Эпитаксиальный p^- -слой называется также нижней базой. Над ним создана структура p -канального управляющего МДП-транзистора, обеспечивающего включение МСТ. Роль инверсионного слоя в данном транзисторе выполняет относительно высокоомный n^- -слой (называемый также верхней базой), который в отличие от известных структур силовых МДП-транзисторов и IGBT не зашунтирован на область p^+ -истока отпирающего транзистора. В высоколегированную p^+ -область истока, называемую также верхним эмиттером, осуществлена дополнительная диффузия для образования низкоомных электронных n^+ -слоев, выполняющих роль истока дополнительного управляющего n -канального МДП-транзистора, обеспечивающего выключение МСТ. Изолированный поликремниевый затвор является общим для обоих управляющих транзисторов и расположен над их инверсионными слоями. Истоки (n^+ -слои) запирающего МДП-транзистора металлизированы и образуют анод МСТ. На этот же слой металлизации зашунтирована центральная часть p^+ -истока отпирающего МДП-транзистора. Таким образом, управляющие транзисторы МСТ-структуры имеют общую входную цепь, образованную затвором и металлизированным слоем анода. С обратной стороны этого слоя осуществляется металлизация и создается омический контакт к внешнему электроду тиристора — катоду. Упомянутые выше термины (нижняя и верхняя база, нижний и верхний эмиттер) относятся к двум биполярным транзисторным структурам

**Рис. 2.66**

Эквивалентная схема структуры *n*-канального МСТ (а) и *p*-канального МСТ (б)

n-p-n- и *p-n-p*-проводимости, показанным в структуре ячейки. Соединение данных транзисторов соответствует четырехслойной *p-n-p-n*-структуре тиристора (**Рис. 2.66**). При подаче отрицательного напряжения во входную цепь управляющих транзисторов происходит включение *p*-канального транзистора. Так как отсутствует эффективная шунтировка эмиттерного перехода верхнего транзистора, в *p-n-p-n*-структуре развивается регенеративный процесс, приводящий к полному отпиранию структуры МСТ. Реализация режима высокого уровня инжекции в обеих базах обеспечивает возможность переключения тока повышенной плотности (около 10000 A/cm^2). Открытое состояние структуры МСТ будет сохраняться до тех пор, пока либо не изменится направление анодного тока, либо не произойдет включение запирающего *n*-канального МДП-транзистора. Его включение обеспечивается положительным смещением во входной управляющей цепи. Чем выше это напряжение, тем большую амплитуду анодного тока может выключить управляющий транзистор, осуществляя закорачивание эмиттерного перехода верхнего *p-n-p*-транзистора. Чтобы обеспечить надежное выключение МСТ, требуется решить целый комплекс конструкторско-технологических задач. Запирающий МДП-транзистор должен выдерживать полную амплитуду анодного тока тиристора, пусть даже в кратковременном режиме. Это возможно только при условии одновременного выключения всех элементарных ячеек структуры тиристора. Поэтому увеличение числа однородных структурообразующих ячеек на заданной площади кристалла — одна из главных проблем. Равномерному выключению структуры способствует также оптимизация геометрических

размеров затвора и его специальная конструкция, обеспечивающая более высокую амплитуду управляющего напряжения. В заключение перечислим основные преимущества, присущие данной структуре полевого тиристора по сравнению с обыкновенными структурами SCR- и GTO-тиристоров. Имея сравнимую с аналогами блокирующую способность до 8...10 кВ (как симметричную, так и одностороннюю), MCT имеет преимущество по прямому остаточному падению напряжения, ударному току и стойкости к (di/dt). Эти преимущества обеспечиваются уменьшением размеров базовых ячеек. Шунтирующие свойства запирающего МДП-транзистора позволяют поддерживать блокирующую способность при высоких температурах. Испытания показали возможность прерывания анодного тока амплитудой 80 А при 300°C. MCT способен выдерживать $dv/dt \geq 10$ кВ/мкс при 250°C. Рабочий температурный диапазон составляет 235...275°C для структур MCT с блокирующей способностью соответственно от тысяч до сотен вольт.

Транзисторы с инжектирующим эффектом IEGT могут быть отнесены к классу полевых тиристоров. Имея структуру базовой ячейки, аналогичную IGBT, данные приборы способны переключать более высокие плотности токов при пониженном остаточном напряжении, чем свойственно тиристорным структурам. Это достигается применением специальной расширенной конструкции затвора (**Рис. 2.67**). В базовой ячейке GTO (**Рис. 2.67, а**) высокая концентрация носителей в базовом n^- -слое достигается благодаря двусторонней инжекции как со стороны анода, так и со стороны катода. В структуре IGBT (**Рис. 2.67, б**) концентрация носителей в n^- -слое со стороны эмиттера является относительно низкой. Это определяется тем, что дырки, инжектированные из слоя коллектора, достаточно легко проходят до эмиттерного электрода через слой узкой p -базы. Если увеличить размеры затвора, как это сделано в ячейке IEGT (**Рис. 2.67, в**), дырки будут накапливаться в n^- -слое и со стороны эмиттера. Это обусловлено ограничением продольного потока дырок соответствующим сопротивлением n^- -слоя. В результате со стороны n^+ -эмиттера начнется усиленная инжекция электронов для нейтрализации накопленного дырочного заряда. При этом распределение концентрации носителей будет соответствовать тиристорной структуре, а IEGT будет иметь достаточно низкие прямые падения напряжения при высоких плотностях рабочего тока. Поскольку механизм переключения структуры аналогичен процессам в транзисторах с изолированным затвором, рассматриваемый ключ имеет хорошие динамические показатели. Таким образом, IEGT можно рассматривать как прибор, сочетающий положительные свойства как IGBT, так и GTO.

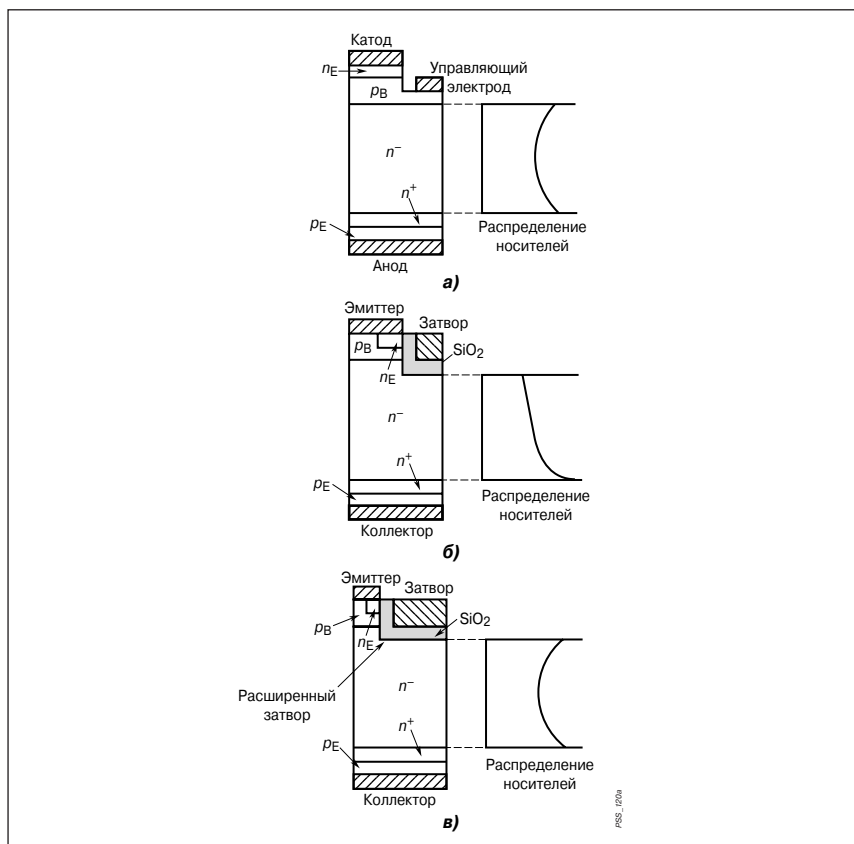


Рис. 2.67

Структуры базовых ячеек и распределение носителей в силовых ключах: GTO (а), IGBT (б), IEGT (в)

3

Глава

Характеристики и параметры силовых ключей

3.1. Выбор ключевого элемента схемы

Справочная информация на полупроводниковые ключевые приборы содержит многие десятки параметров и характеристик. Следует иметь в виду, что предлагаемая система параметров прежде всего служит основанием для контроля полупроводниковых приборов при производстве и поэтому содержит много данных, интересных лишь изготовителям. Разработчику электронных схем в первую очередь следует знать, как по имеющимся данным правильно выбрать ключевой прибор, а также как правильно его применить. Поэтому основная цель настоящей главы — рассмотреть систему справочной информации с точки зрения специфики применения ключевого прибора в схеме.

Условно все параметры силового полупроводникового ключа можно разделить на следующие группы:

1. По напряжению выходной цепи ключа, которое характеризует блокирующую способность прибора и его остаточное напряжение в открытом состоянии.
2. По току выходной цепи ключа, который включает средние, импульсные и ударные токовые параметры ключа, а также токи утечки в закрытом состоянии.
3. Группа параметров, характеризующих цепь управления ключевого прибора.
4. Параметры эффективности, характеризующие усилительные свойства ключа и его качество.
5. Временные параметры отпирания и запираания, которые характеризуют продолжительность переходных процессов и их составляющие этапы.
6. Динамические параметры, представляющие максимально допустимые скорости изменения тока и напряжения, соответственно, в открытом и закрытом состоянии ключа, а также паразитные емкости и индуктивности.
7. Тепловые параметры, характеризующие допустимую температуру и тепловые сопротивления ключевого прибора.
8. Мощностные и энергетические параметры, представляющие собой различные составляющие потерь в структуре ключа.

Для успешного применения ключевого прибора любого типа нельзя превышать ни один из предельно допустимых параметров, к какой бы группе он ни относился. Но очевидно также, что слишком большой коэффициент запаса приведет к снижению экономичности разрабатываемой схемы. Поэтому выбор ключевого элемента следует производить в строго определенной последовательности:

1. Определяются требования к полупроводниковому ключу с точки зрения напряжения и тока в применяемой схеме. При этом напряжение и ток ключа должны быть выражены через входное напряжение схемы и требуемую мощность в нагрузке.
2. Проводится оценка амплитуды напряжения в схеме в переходных режимах, а также оценка токовой нагрузки ключа, если форма тока не соответствует нормализованной.
3. Определяется диапазон рабочих температур схемы, а также максимальная температура окружающей среды.
4. На основе сравнения полученных данных с данными каталога проводится выбор типа ключевого прибора.
5. Проводится расчет и выбор соответствующего теплоотвода для данного ключевого прибора.
6. На основе параметров цепи управления определяются требования к схеме управления ключом.
7. Рассчитываются схемы и определяются алгоритмы защиты от возможных перегрузок.

С учетом условного разделения параметров полупроводниковых ключей на перечисленные выше группы представим данные параметры для всех основных видов силовых приборов и рассмотрим их характеристики с учетом влияния режима работы схемы и температурного воздействия.

3.2. Основные группы справочных данных по силовым ключам

Основные справочные параметры, используемые при выборе и расчете режимов силовых ключей, приведены в **Табл. 3.1—3.4**.

Таблица 3.1. Параметры силовых биполярных транзисторов

Группа параметров	Название параметра	Обозначение		Режим измерения
		Рус.	Англ.	
По напряжению на коллекторе	Напряжение пробоя коллекторного перехода	$V_{КБ0, \text{ПРОБ}}$	$V_{(BR)CBO}$	При токе эмиттера, равном нулю
	Напряжение пробоя коллектор—эмиттер	$V_{КЭ0, \text{ПРОБ}}$	$V_{(BR)CEO}$	При токе базы, равном нулю
	Напряжение пробоя коллектор—эмиттер при заданном смещении базовой цепи	$V_{КЭK, \text{ПРОБ}}$	$V_{(BR)CES}$	S — при коротком замыкании базы и эмиттера;
		$V_{КЭR, \text{ПРОБ}}$	$V_{(BR)CER}$	R — при конечном резисторе между базой и эмиттером;

Таблица 3.1 (продолжение)

Группа параметров	Название параметра	Обозначение		Режим измерения
		Рус.	Англ.	
По напряжению на коллекторе	Напряжение пробоя коллектор—эмиттер при заданном смещении базовой цепи	$V_{КЭ\ X, \text{ПРОБ}}$	$V_{(BR)CEX}$	X — при отрицательном смещении в базовой цепи.
	Максимально допустимое напряжение коллекторного перехода	$V_{КБ, \text{МАКС}}$	V_{CBO}	При токе эмиттера, равном нулю
	Максимально допустимое напряжение коллектор—эмиттер	$V_{КЭ, \text{МАКС}}$	V_{CEO}	При токе базы, равном нулю
	Напряжение насыщения коллектор—эмиттер	$V_{КЭ, \text{НАС}}$	$V_{CE(sat)}$	При заданном токе коллектора и прямом токе базы
По току коллектора	Ток коллектора отсечки		I_{CEX}	При отрицательном смещении в цепи базы
	Максимально допустимый ток коллектора	$I_{К, \text{МАКС}}$	I_C	При заданной температуре корпуса
	Максимально допустимый импульсный ток коллектора	$I_{К, \text{И}}$	I_{CM}	При заданной длительности импульса
По цепи управления	Максимально допустимое обратное напряжение база—эмиттер	$V_{БЭ, \text{МАКС}}$	V_{EBO}	При нулевом коллекторном токе
	Ток базы отсечки	—	I_{EBO}	При отрицательном смещении в цепи базы и нулевом токе коллектора
	Напряжение насыщения база—эмиттер	$V_{БЭ, \text{НАС}}$	$V_{BE(sat)}$	При заданном токе коллектора и прямом токе базы
По коэффициенту усиления	Статический коэффициент усиления тока	B_N ($h_{21Э}$)	h_{FE}	При заданном токе коллектора и небольшом напряжении коллектор—эмиттер
	Частота единичного усиления	f_T (f_{TP})	f_T	При заданном токе коллектора
Динамические параметры	Время нарастания тока коллектора	$t_{НАР}$	t_R	При заданном режиме входной и выходной цепи (Рис. 3.1)
	Время включения	$t_{ВКЛ}$	t_{ON}	
	Время спада тока коллектора	$t_{СП}$	t_F	
	Время рассасывания	$t_{РАСС}$	t_S	

Таблица 3.1 (окончание)

Группа параметров	Название параметра	Обозначение		Режим измерения
		Рус.	Англ.	
	Барьерная емкость коллекторного перехода	$C_{КБ}$	C_{CB}	При заданном выходном напряжении
Тепловые параметры	Тепловое сопротивление переход-корпус	$R_{T(П-К)}$	R_{THJ-C}	При использовании охладителя
	Тепловое сопротивление переход — окружающая среда	$R_{T(П-С)}$	R_{THJ-A}	При отсутствии охладителя
	Тепловое сопротивление корпус-охладитель	$R_{T(К-О)}$	R_{THC-S}	При заданных параметрах контакта корпуса с охладителем
	Переходное тепловое сопротивление переход-корпус	r_T	Z_{THJ-C}	При заданной длительности импульса
	Максимально допустимая температура перехода	$T_{П, \text{МАКС}}$	$T_J(\text{max})$	Отрицательная и положительная
	Максимальная температура хранения	$T_{ХР}$	T_{STG}	
	Температура корпуса	T_K	T_C	
	Температура окружающей среды	T_{CP}	T_A	
Мощность	Максимальная мощность рассеяния в коллекторе	P_K	P_C	При заданной температуре корпуса

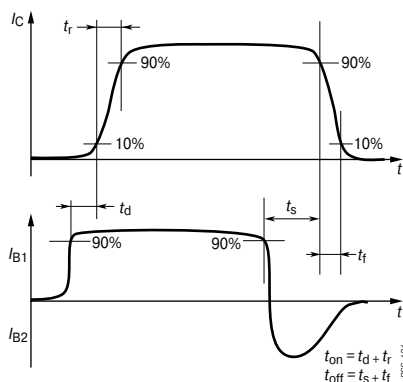


Рис. 3.1

Временные параметры силового биполярного транзистора

Таблица 3.2. Параметры мощных МДП-транзисторов

Группа	Название параметра	Символ		Примечание
Напряжение на стоке	Напряжение пробоя сток-исток	—	$V_{(BR)DSS}$	При коротком замыкании затвора с истоком
	Напряжение пробоя сток-затвор	—	$V_{(BR)DGR}$	При резисторе между затвором и истоком
	Максимально допустимое напряжение сток-исток	$V_{CI, MAXC}$	V_{DS}	
Ток стока	Ток стока отсечки	I_{OCT}	I_{DSS}	При коротком замыкании затвора и истока и выходном напряжении V_{DS}
	Максимально допустимый ток стока	$I_{C, MAXC}$	I_D	При заданной температуре корпуса T_C
	Максимально допустимый импульсный ток стока	I_{CI}	I_{DM}	При заданной длительности импульса t_p
Параметры цепи управления	Максимально допустимое прямое (обратное) напряжение затвор-исток	$V_{ЗИ, MAXC}$	V_{GSS}	При коротком замыкании сток-исток
	Пороговое напряжение затвор-исток	$V_{ЗИ, ПОР}$	$V_{GS(th)}$	При выходном напряжении V_{DS}
	Ток утечки затвора	$I_{З, ОБР}$	I_{GSS}	При входном напряжении V_{GSS} и коротком замыкании сток-исток
Усилительные параметры	Крутизна прямой передачи (силовая крутизна)	S	g_{FS}	При заданном выходном напряжении и токе стока
	Сопротивление сток-исток в открытом состоянии	R_{CI}	$R_{DS(on)}$	При заданном токе стока и напряжении затвор-исток
Динамические параметры	Время задержки включения	$t_{З, ВКЛ}$	$t_D(on)$	При заданном режиме входной и выходной цепи (Рис. 3.2)
	Время задержки выключения	$t_{З, ВЫКЛ}$	$t_D(off)$	
	Время нарастания тока стока	$t_{НАР}$	t_R	
	Время спада тока стока	$t_{СП}$	t_F	
	Входная емкость	$C_{11, и}$	C_{ISS}	При заданном выходном напряжении на частоте 1 МГц
	Выходная емкость	$C_{22, и}$	C_{OSS}	$C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$ $C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS}$
	Проходная емкость	$C_{12, и}$	C_{RSS}	$C_{RSS} = C_{GD}$
	Общий заряд в цепи затвора	—	Q_G	При заданном режиме нагрузки и управления

Таблица 3.2 (окончание)

Группа	Название параметра	Символ		Примечание
	Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии	$\frac{dV}{dt}$	$\frac{dV}{dt}$	При заданной амплитуде выходного напряжения, коротком замыкании затвор-исток и максимальной температуре перехода
	Паразитная индуктивность выводов	—	L_S	В цепи сток-исток
Тепловые параметры	Тепловое сопротивление переход-корпус	R_{TP-K}	R_{ThJC}	При использовании охладителя
	Тепловое сопротивление переход-окружающая среда	R_{TP-C}	R_{ThJA}	При отсутствии охладителя
	Тепловое сопротивление корпус — охладитель	R_{TK-O}	R_{ThCS}	При заданных параметрах контакта корпуса с охладителем
	Переходное тепловое сопротивление переход—корпус	r_T	Z_{ThJC}	При заданной длительности импульса
	Максимально допустимая температура перехода	$T_{П, \text{МАКС}}$	$T_J(\text{max})$	Для отрицательного и положительного диапазона температур
	Максимальная температура хранения	T_{XP}	T_{STG}	
	Температура корпуса	T_K	T_C	
Мощность	Температура окружающей среды	$T_{ОКР}$	T_A	
	Максимальное значение мощности рассеяния	$P_{\text{МАКС}}$	P_D	При заданной температуре корпуса
	Энергия потерь при включении	—	E_{ON}	При заданном режиме нагрузки и управления
	Энергия потерь при выключении	—	E_{OFF}	

Биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT характеризуются практически той же системой параметров, что и представленная для мощных МДП-ключей. Отличие заключается в том, что вместо сопротивления открытого канала приводится напряжение насыщения коллектор—эмиттер $V_{КЭ, \text{НАС}}$ ($V_{CE(\text{sat})}$), которое определяется для заданного тока коллектора и напряжения на затворе. Некоторые изготовители IGBT-ключей задают отдельные составляющие выходного напряжения насыщения для биполярной и полевой частей структуры:

$$V_{CE(\text{sat})} = V_{CE\text{ } p-n} + R_{CE(\text{on})} \times I_C. \quad (3.1)$$

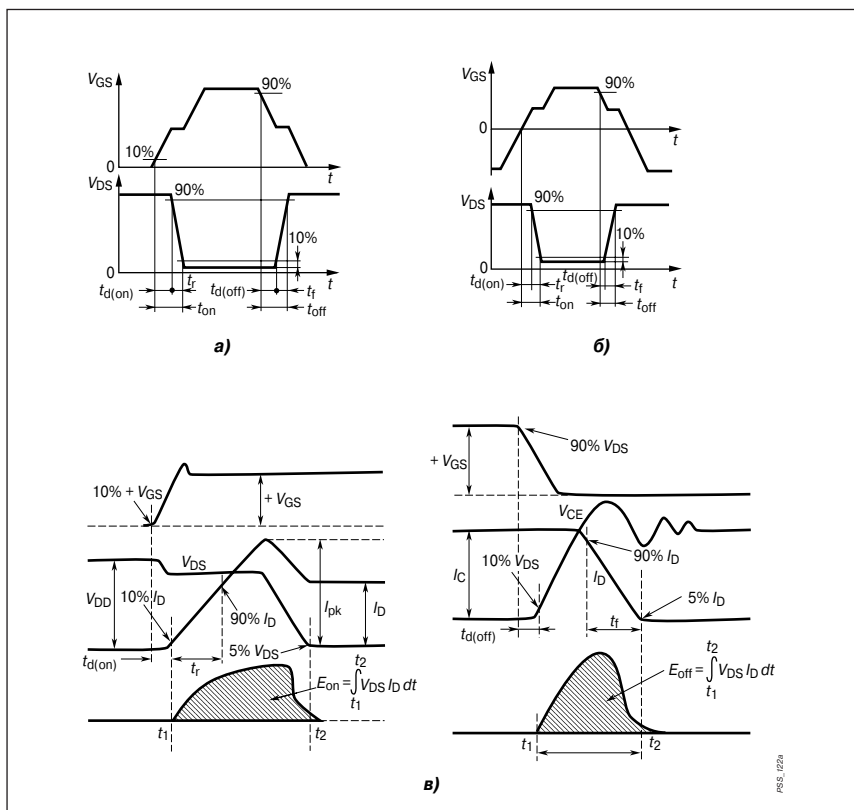


Рис. 3.2

Динамические параметры мощного МДП-транзистора: без обратного смещения (а), с обратным смещением (б) и для индуктивной нагрузки (в)

Для статических индукционных транзисторов система приводимых предельных и характеризующих параметров имеет существенный разброс, зависящий от паспортных данных фирм-изготовителей, и не регламентирована на отечественные приборы. Наиболее полно данные ключи могут быть охарактеризованы системой параметров, применяемой для мощных полевых транзисторов (МДП, IGBT), дополненной специальными параметрами, отражающими возможность переключения в биполярный режим. Система дополнительных параметров для СИТ представлена в **Табл. 3.3**.

Таблица 3.3. Система дополнительных параметров СИТ

Группа	Название параметра	Символ	Примечание
Параметры цепи	Максимально допустимый прямой ток затвора	$I_{З, \text{МАКС}}$	
	Максимально допустимый импульсный прямой ток затвора	I_G	При заданной длительности и скважности импульсов
Эффективность	Коэффициент блокирования	μ	При максимальном напряжении сток-исток
	Статический коэффициент передачи тока в схеме с общим истоком	B	При заданном токе стока и затвора и напряжении сток-исток
	Сопротивление в открытом состоянии в биполярном режиме	$R_{DS(on)BP}$	При заданном токе стока и затвора
Динамические параметры	Время рассасывания для биполярного режима	t_{PACC}	При заданном токе стока и затвора

Таблица 3.4. Параметры двуоперационных тиристоров (GTO)

Группа	Название параметра	Символ		Примечание
Напряжение анодной цепи	Постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии	$V_{\text{ПОСТ}}$	V_D	При заданном анодном токе
	Постоянное обратное напряжение в закрытом состоянии	$V_{\text{ПОСТ}}$	V_R	
	Напряжение в открытом состоянии	$V_{O.C}$	V_T	
	Повторяющееся (неповторяющееся) импульсное прямое напряжение в закрытом состоянии	$V_{\text{П}} (V_{\text{Н.П}})$	$V_{\text{DRM}} (V_{\text{DSM}})$	
	Повторяющееся (неповторяющееся) импульсное обратное напряжение в закрытом состоянии	$V_{\text{П}} (V_{\text{Н.П}})$	$V_{\text{RRM}} (V_{\text{RSM}})$	
Ток в анодной цепи	Импульсный повторяющийся запираемый ток	$I_{\text{П.И}}$	I_{TORM}	При заданном анодном напряжении и параметрах защитной цепи
	Средний ток в открытом состоянии	I_{CP}	$I_{\text{T(av)}}$	Синусоидальная форма частотой 60 Гц
	Действующий ток в открытом состоянии	$I_{\text{ДЕЙСТВ}}$	$I_{\text{T(rms)}}$	
	Ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии	$I_{\text{УДАР}}$	I_{TSM}	Половина периода синусоидальной формы частотой 60 Гц
	Ток удержания анодной цепи	$I_{\text{УД}}$	$I_{\text{Н}}$	

Таблица 3.4 (продолжение)

Группа	Название параметра	Символ		Примечание
	Подхватывающий ток анодной цепи	$I_{\text{подхв}}$	I_L	
	Защитный показатель	$I^2 t$	$I^2 t$	Один период синусоидальной формы частотой 60 Гц
	Начальное значение остаточного тока при выключении	—	$I_{\text{ТОТ}}$	При заданном режиме выключения и температуре перехода
	Прямой (обратный) ток в закрытом состоянии	$I_{\text{УТ}}$	I_D (I_R)	При заданном анодном напряжении
Параметры цепи управления	Импульсное прямое (обратное) напряжение на управляющем электроде	$V_{\text{УП, МАКС}}$ $V_{\text{УО, МАКС}}$	V_{FGM} (V_{RGM})	
	Отпирающее напряжение управляющего электрода	$V_{\text{УО}}$	V_{GT}	
	Импульсный прямой (обратный) ток управляющего электрода	—	I_{FGM} (I_{RGM})	При заданном режиме анодной цепи
	Отпирающий ток управляющего перехода	$I_{\text{УО}}$	I_{GT}	
	Скорость нарастания отрицательного запирающего тока управляющего электрода	—	$\frac{di_{\text{GQ}}}{dt}$	
Эффективность	Коэффициент запираия	$K_{\text{ЗАП}}$	G_{GQ}	При заданном анодном токе и режиме запираия
	Запирающий заряд цепи управления	—	Q_{GQ}	При заданном анодном токе и режиме запираия
Динамические параметры	Время задержки включения	$t_{\text{З ВКЛ}}$	t_{GD}	
	Время включения	$t_{\text{ВКЛ}}$	t_{GT}	
	Время запаздывания по управляющему электроду	—	t_{GL}	
	Время спада анодного тока при запираии по управляющему электроду	$t_{\text{СП}}$	t_{GF}	При заданном режиме входной и выходной цепи (Рис. 3.3)
	Время запираия по управляющему электроду	$t_{\text{В}}$	t_{GQ}	
	Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии	$\frac{di}{dt}$	$\frac{di_i}{dt}$	При заданном анодном напряжении и импульсном прямом токе управления
	Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии	$\frac{dV}{dt}$	$\frac{dV_O}{dt}$	При заданной амплитуде анодного напряжения и отрицательном смещении в цепи управляющего электрода

Таблица 3.4 (окончание)

Группа	Название параметра	Символ		Примечание
Тепловые параметры	Тепловое сопротивление переход-корпус	$R_{\text{ТП-К}}$	R_{THJC}	При использовании охладителя
	Тепловое сопротивление переход — окружающая среда	$R_{\text{ТП-С}}$	R_{THJA}	При отсутствии охладителя
	Тепловое сопротивление корпус-охладитель	$R_{\text{ТК-О}}$	R_{THCS}	При заданных параметрах контакта корпуса с охладителем
	Переходное тепловое сопротивление переход-корпус	r_{T}	Z_{THJC}	При заданной длительности импульса
	Максимально допустимая температура перехода	$T_{\text{П, МАКС}}$	$T_{\text{J(max)}}$	Для отрицательного и положительного диапазона температур
	Максимальная температура хранения	$T_{\text{ХР}}$	T_{STG}	
	Температура корпуса	$T_{\text{К}}$	T_{C}	
	Температура окружающей среды	$T_{\text{ОКР}}$	$T_{\text{А}}$	
Мощность	Мощность потерь при включении	$P_{\text{ВКЛ}}$	$P_{\text{ТТ}}$	При заданной скорости нарастания анодного тока
	Энергия потерь при включении	—	$E_{\text{ОН}}$	
	Мощность потерь при выключении	$P_{\text{ВЫКЛ}}$	P_{RQ}	С учетом параметров защитной цепи
	Энергия потерь при выключении	—	$E_{\text{ОФФ}}$	
	Мощность потерь в открытом состоянии	$P_{\text{А}}$	P_{T}	При заданном анодном токе
	Допустимая мощность импульса отпирания (запирания)	—	P_{GT} (P_{GO})	

Другие типы тиристоров имеют практически идентичную систему параметров, за исключением группы, относящейся к цепи управления. Более детально эти различия будут рассмотрены в следующей главе, посвященной вопросам управления. В заключение остановимся на параметрах, приводимых для встречно-параллельных диодов, которые или в монолитном, или в гибридном исполнении применяются с силовыми ключами. Практически всегда характеристики диода по мощности, предельному напряжению и току имеют тот же класс, что и основной силовой ключ. Наиболее важными характеризующими параметрами являются прямое падение напряжения V_{F} и динамические значения обратного заряда восстановления Q_{RR} и обратного времени восстановления t_{RR} (**Рис. 3.4**).

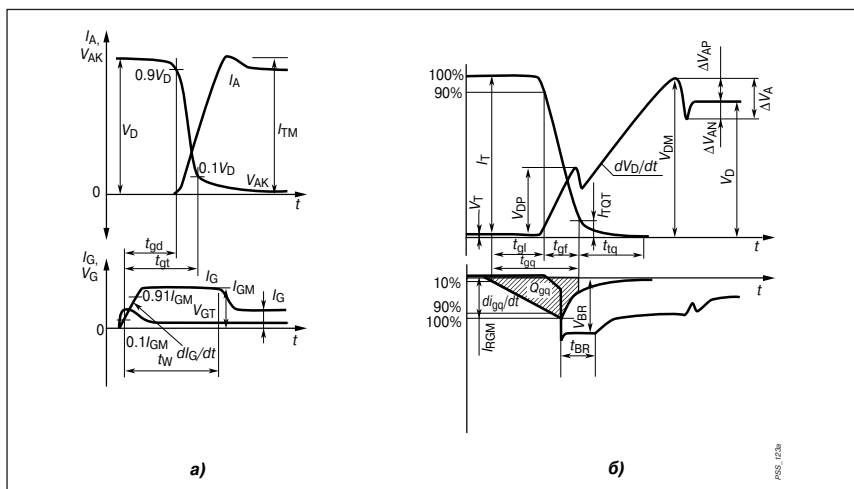


Рис. 3.3

Временные параметры запираемого тиристора (GTO): включение (а), выключение (б)

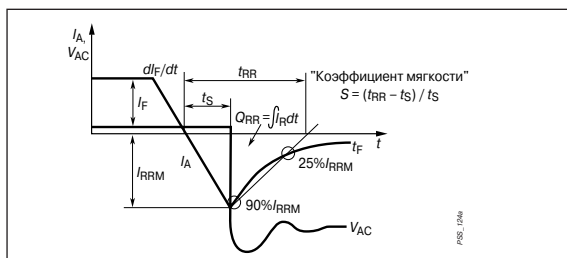


Рис. 3.4

Динамические параметры обратного диода

Максимально допустимый параметр (Maximum Ratings) определяет установленный для ключевого прибора предельный режим работы, в интервале которого прибор функционирует в соответствии со своими конструктивными особенностями.

Характеризующие электрические параметры (Electrical Characteristics) представляют собой набор измеряемых параметров ключа, используемых для представления его свойств и характеристик. Характеризующие параметры могут быть разделены на статические, т.е. используемые для оценки одного из двух устойчивых состояний ключа, и динамические, определяющие свойства прибора в переходных процессах переключения.

3.2.1. Характеристики ключей и режим работы схемы

Режим работы схемы определяет диапазон изменения амплитуды блокируемых напряжений и тока ключа, соответственно, в его закрытом и открытом состоянии. Поэтому большой интерес представляют зависимости параметров прибора от воздействия выходных токов и напряжений. Для самого ключевого прибора связь выходного тока и напряжения задается выходной характеристикой. Это одна из важнейших характеристик, которая определяет, какой выходной ток может протекать через прибор при определенном выходном напряжении для заданного входного воздействия. Для всех основных разновидностей транзисторов выходные характеристики представлены на **Рис. 3.5—3.8**. Данные зависимости являются статическими, поэтому для ключевого режима работы состояние транзистора по выходу определяется перемещением его рабочей точки вдоль линии нагрузки. В качестве примера для биполярного транзистора на **Рис. 3.9** представлены траектории перемещения рабочей точки для некоторых вариантов нагрузки. Отношение изменения выходного тока транзистора к изменению входного воздействия при заданном выходном напряжении определяет один из главных параметров эффективности прибора — коэффициент усиления. Для ключевого применения данный коэффициент интересен в режиме большого сигнала, т.е. в широком диапазоне изменения выходного тока. Для транзисторов с биполярным режимом работы усилительные свойства прибора определяются коэффициентом передачи тока. Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, коэффициент усиления h_{FE} определяется уравнением:

$$h_{FE} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = \text{const}} \quad (3.2)$$

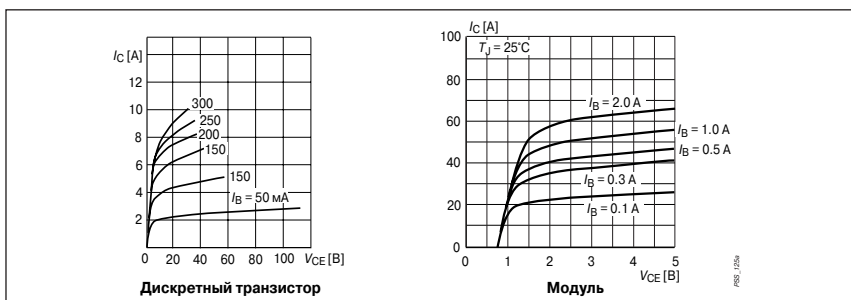


Рис. 3.5

Выходная характеристика биполярного транзистора

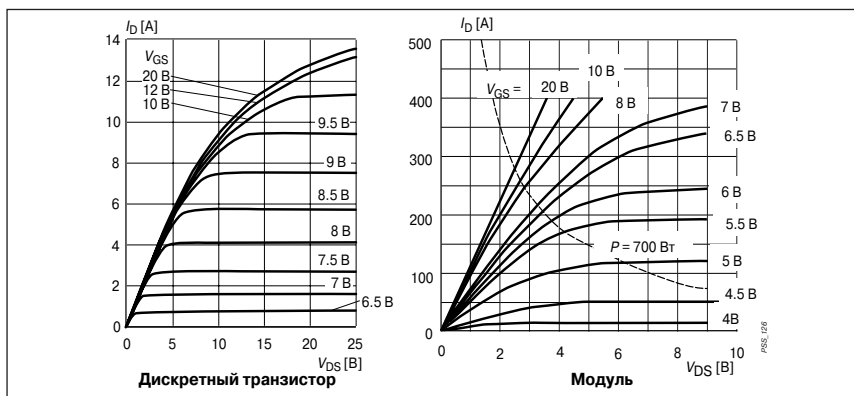


Рис. 3.6

Выходная характеристика МДП-транзистора

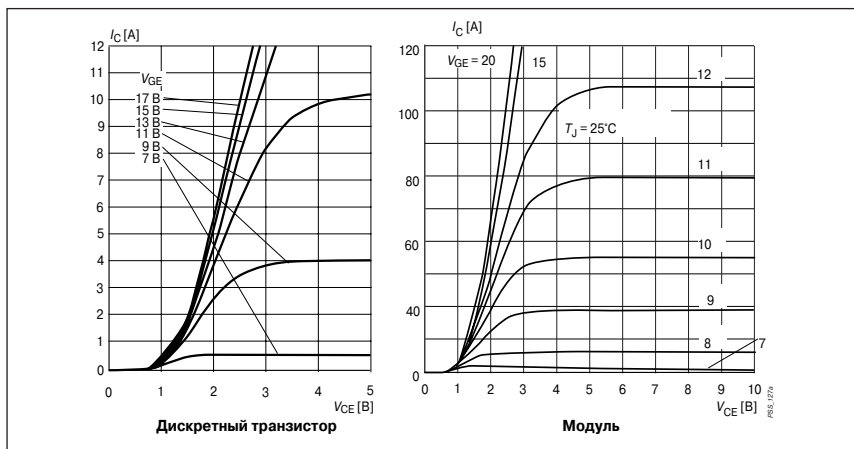


Рис. 3.7

Выходная характеристика IGBT

Аналогично определяется коэффициент передачи тока B для индукционных транзисторов с биполярным режимом работы и для BSIT-транзисторов, включенных по схеме с общим истоком:

$$B = \left. \frac{\partial I_D}{\partial I_G} \right|_{V_{DS} = \text{const}} \quad (3.3)$$

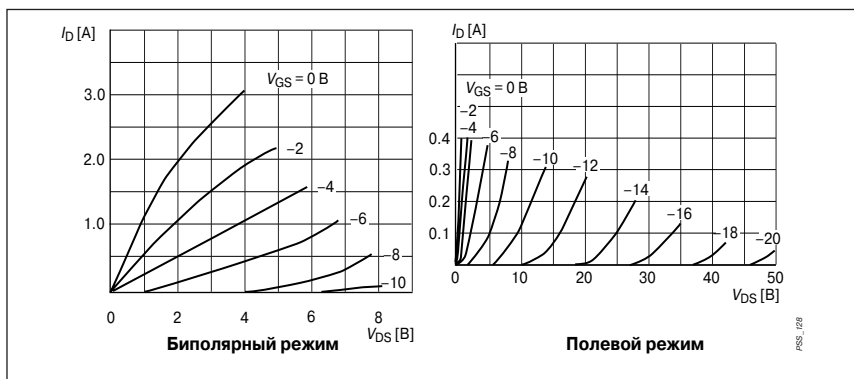


Рис. 3.8

Выходная характеристика СИТ

Для полевых транзисторов с МДП-структурой, биполярных транзисторов с изолированным затвором IGBT и индукционных транзисторов при полевом режиме переключения в качестве коэффициента усиления большого сигнала используется параметр, называемый силовой крутизной S . Для схемы с общим истоком (или общим эмиттером для IGBT) данный коэффициент определяется уравнением:

$$S = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{const.}} \quad (3.4)$$

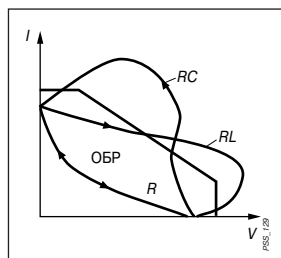


Рис. 3.9

Траектории перемещения рабочей точки для различных нагрузок

Применительно к приборам ключевого типа коэффициент усиления используется во-первых, для оценки показателя качества прибора K , определяемого как произведение коэффициента усиления на полосу пропускания. Для биполярных транзисторов:

$$K = \frac{h_{FE}}{2\pi\tau\delta}, \quad (3.5)$$

где $\tau\delta$ — время жизни неосновных носителей в базе транзистора.

Для полевых транзисторов:

$$K = \frac{S}{2\pi C_{IN}}, \quad (3.6)$$

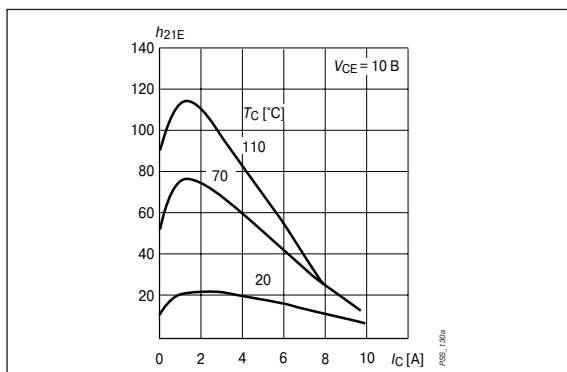


Рис. 3.10

Зависимость статического коэффициента передачи тока биполярного транзистора от тока коллектора

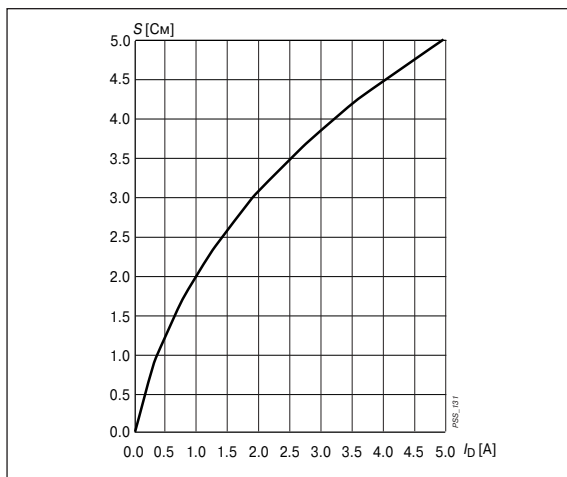


Рис. 3.11

Зависимость силовой крутизны МДП-транзистора от тока стока

рекомбинационная составляющая, что связано с уменьшением электрических полей в базе транзистора и, соответственно, уменьшением коэффициента переноса носителей. При больших выходных токах из-за модуляции сопротивления базы уменьшается коэффициент инжекции. Спад коэффициента передачи тока в области больших токов определяет предельно до-

где C_{IN} — входная емкость транзистора.

Во-вторых, коэффициент усиления характеризует способность ключевого транзистора находиться в насыщенном состоянии при заданном входном воздействии и нагрузочном токе. Поэтому в справочных данных приводится зависимость коэффициента усиления большого сигнала от выходного тока для различных выходных напряжений (**Рис. 3.10—3.13**).

Коэффициенты передачи тока биполярного транзистора и СИТ уменьшаются как при малых, так и при больших токах нагрузки. Данные коэффициенты с электрофизической точки зрения определяются произведением двух составляющих: рекомбинационной (коэффициент переноса) и инжекционной (коэффициент инжекции). При малых выходных токах уменьшается рекомбинационная составляющая, что связано с уменьшением электрических полей в базе транзистора и, соответственно, уменьшением коэффициента переноса носителей. При больших выходных токах из-за модуляции сопротивления базы уменьшается коэффициент инжекции. Спад коэффициента передачи тока в области больших токов определяет предельно до-

пустимый выходной ток транзистора, при котором усиление транзистора не падает ниже заданного минимального значения. Для мощных биполярных транзисторов коэффициент передачи тока снижается до значений 3...5. Значительно большим значением коэффициента передачи по току обладают транзисторы со статической индукцией, в том числе и БСИТ, что является их преимуществом перед биполярными аналогами.

Коэффициент усиления тока растет при увеличении выходного напряжения (Рис. 3.14). Чем выше напряжение на выходе транзистора, тем шире размеры областей пространственного заряда. Это уменьшает эффективную толщину областей пролета носителей и увеличивает коэффициент переноса.

Для практического учета влияния режима работы схемы на коэффициенты передачи тока используют эмпирические зависимости. Для биполярного транзистора:

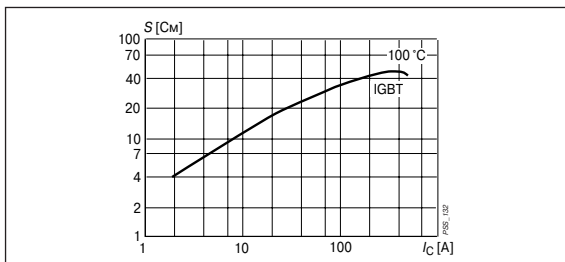


Рис. 3.12

Зависимость силовой крутизны IGBT от тока коллектора

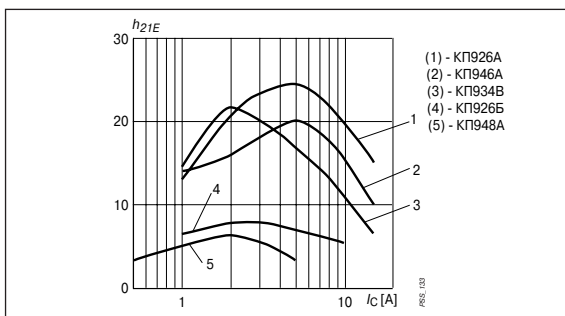


Рис. 3.13

Зависимость статического коэффициента передачи тока СИТ от тока стока в биполярном режиме

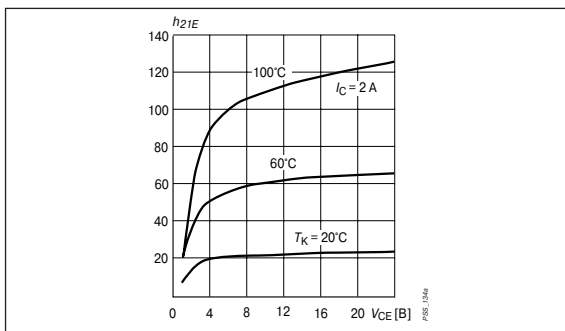


Рис. 3.14

Зависимость статического коэффициента усиления тока биполярного транзистора от выходного напряжения

$$h_{FE} = \frac{1 + V_{CE} / V_0}{A + C (\ln(I_C / D))^2}, \quad (3.7)$$

где V_{CE} и I_C — выходное напряжение и ток;
 V_0 , A , C и D — постоянные параметры, рассчитываемые по справочным данным или определяемые экспериментально.

Для статических индукционных транзисторов:

$$B = \frac{B_0}{1 + I_D / I_0}, \quad (3.8)$$

где I_D — выходной ток стока;
 B_0 и I_0 — постоянные параметры, рассчитываемые по справочным данным или определяемые экспериментально, при заданном значении выходного напряжения.

Поскольку между условиями применения транзисторов (ключевой режим работы) и условиями измерения коэффициентов передачи тока (линейный режим работы) существует некоторое несоответствие, для гарантированного насыщения транзистора используется определенный запас по входному току, определяемый коэффициентом насыщения K_{SAT} . Данный коэффициент определяется как отношение входного тока, необходимого для гарантированного насыщения транзистора к входному току, определяемому на основе справочного значения коэффициента передачи тока и заданного тока нагрузки:

$$K_{SAT} = \frac{I_B(sat)}{I_B(cpr)} = \frac{h_{FE} I_B(sat)}{I_C}. \quad (3.9)$$

K_{SAT} для различных транзисторов выбирается в диапазоне 2...5.

Мощные полевые транзисторы имеют короткие каналы, обеспечивающие насыщение скорости носителей благодаря сильному электрическому полю, создаваемому напряжением стока. Поскольку силовая крутизна S пропорциональна скорости движения носителей заряда, в области малых токов наблюдается ее рост с увеличением выходного тока. Затем наступает насыщение крутизны, при котором смещение в цепи затвора и увеличение тока стока не вызывают дальнейшего роста параметра S . Данное свойство обеспечивает устойчивость полевых транзисторов к токовым перегрузкам по сравнению с биполярными аналогами.

Изменение параметра S при изменении тока стока для мощных полевых транзисторов в области малых токов определяется выражением:

$$S = \sqrt{2bI_D} \quad , \quad (3.10)$$

где b — параметр, определяемый для конкретного типа транзистора.

Для больших токов нагрузки, когда величина тока стока линейно зависит от напряжения в цепи затвора:

$$S = S_0 = \text{const}, \quad (3.11)$$

где S_0 — справочная силовая крутизна, измеренная в области больших токов.

Влияние сопротивления открытого канала на усилительные свойства полевого транзистора может быть оценено выражением (**Рис. 3.15**).

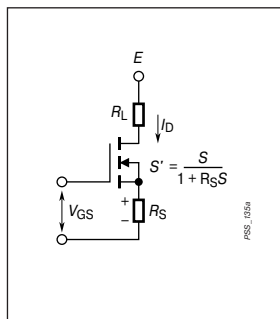


Рис. 3.15

Влияние сопротивления открытого МДП-транзистора на силовую крутизну

$$S' = \frac{S}{(1 + S \cdot r_s)} \quad , \quad (3.12)$$

где S — силовая крутизна транзистора;

S' — силовая крутизна с учетом влияния сопротивления канала;

r_s — паразитное сопротивление канала в истоковой области транзистора.

Для мощных МДП-транзисторов на крутых участках выходных характеристик сопротивление канала определяется выражением:

$$r_{ON} \approx \frac{1}{S} \quad . \quad (3.13)$$

Данная зависимость может объясняться влиянием отрицательной обратной связи сопротивления канала на силовую крутизну в соответствии с приведенной зависимостью (3.12).

Так как силовая крутизна высоковольтных МДП-транзисторов составляет единицы и доли ампер на вольт, сопротивление канала в открытом состоянии имеет порядок единиц и долей Ома. Соответственно для низковольтных силовых транзисторов сопротивление канала составляет сотые и даже тысячные доли Ома. При этом их силовая крутизна увеличивается в десятки и сотни раз.

Статические индукционные транзисторы с очень коротким каналом в полевом режиме работы имеют выходные характеристики так называемого “триодного” типа, поскольку действие отрицательной обратной связи на силовую крутизну прибора практически отсутствует. Внутреннее сопротивление СИТ в данном режиме определяется выражением:

щую способность. Поэтому заряд выключения Q_0 практически не используется в справочных данных как характеризующий параметр. В скрытой форме данный заряд присутствует во временном параметре t_Q , определяющим время выключения тиристора (зависимость временных параметров от режима работы схемы будет рассмотрена ниже). Отметим, что Q_0 пропорционален прямому анодному току тиристора I_A :

$$Q_0 = \kappa \tau_B I_A, \quad (3.15)$$

где κ — коэффициент пропорциональности, зависящий от типа прибора и определяемый экспериментально;

τ_B — время жизни носителей в базах тиристора.

Для двухоперационных тириستоров к параметрам эффективности запираения относят коэффициент усиления при выключении G_{GQ} (коэффициент запираения) и запирающий заряд цепи управления Q_{GQ} . Коэффициент G_{GQ} определяется как отношение запираемого анодного тока перед выключением I_A к рекомендуемому для его запираения отрицательному току управления I_{GQ} :

$$G_{GQ} = \frac{I_A}{I_{GQ}}. \quad (3.16)$$

Как упоминалось во второй главе книги, данный параметр определяется коэффициентами передачи тока транзисторов p - n - p -структуры:

$$G_{GQ} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}. \quad (3.17)$$

Величины коэффициентов α_1 и α_2 при изменении анодного тока могут меняться в зависимости от времени жизни носителей, степени легирования и геометрии структуры тиристора. Для повышения коэффициента запираения стремятся уменьшить α_1 за счет тщательного контроля эффективности анодного перехода. При этом изменение коэффициента инжекции данного перехода сильно зависит от плотности анодного тока из-за эффекта модуляции проводимости области широкой базы. Таким образом, параметр G_{GQ} возрастает с нагрузочным током (Рис. 3.17). В справочнике по запирае-

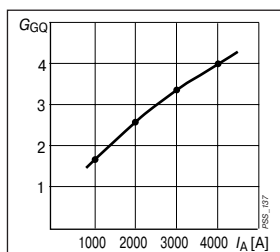


Рис. 3.17

Зависимость коэффициента запираения G_{GQ} от тока нагрузки

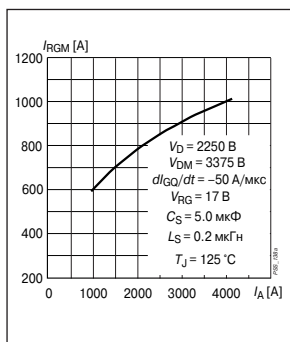


Рис. 3.18

Зависимость амплитуды отрицательного запирающего тока от тока нагрузки

мым тиристорам GTO вместо зависимости $G_{GQ}(I_A)$ часто приводят график рекомендуемого отрицательного тока управления как функцию тока нагрузки (**Рис. 3.18**).

Как показывают результаты экспериментальных исследований, параметр G_{GQ} зависит не только от выходного тока, но и от параметров внешней цепи управления, причем эта зависимость усиливается с ростом мощности GTO. В связи с этим изготовители часто в качестве дополнительного параметра, характеризующего эффективность запираания, приводят заряд Q_{GQ} . Этот интегральный параметр определяется как заряд, выводимый по цепи управления из ключа на этапе выключения при заданном режиме (**Рис. 3.19**). Параметр Q_{GQ} в меньшей степени

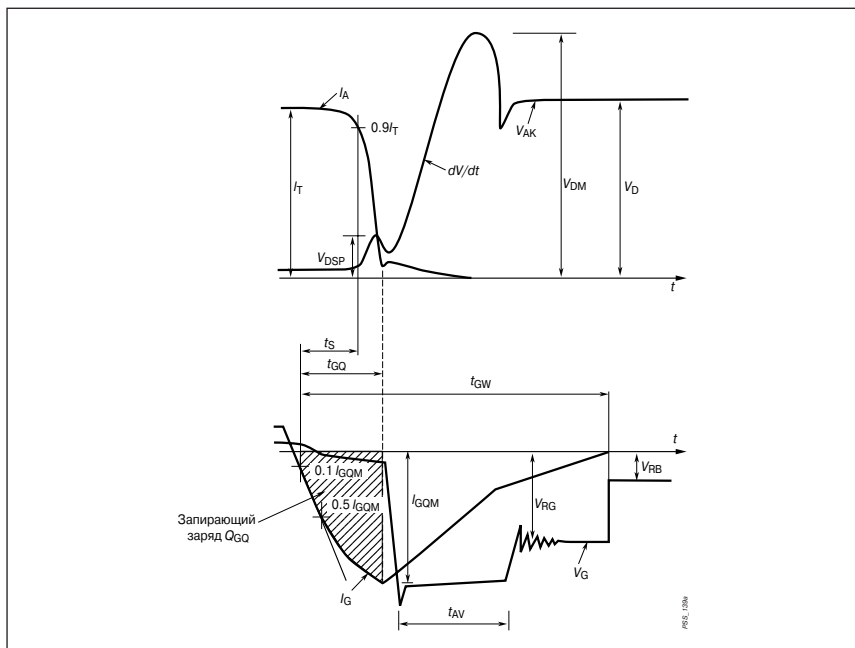


Рис. 3.19

Запирающий заряд цепи управления GTO

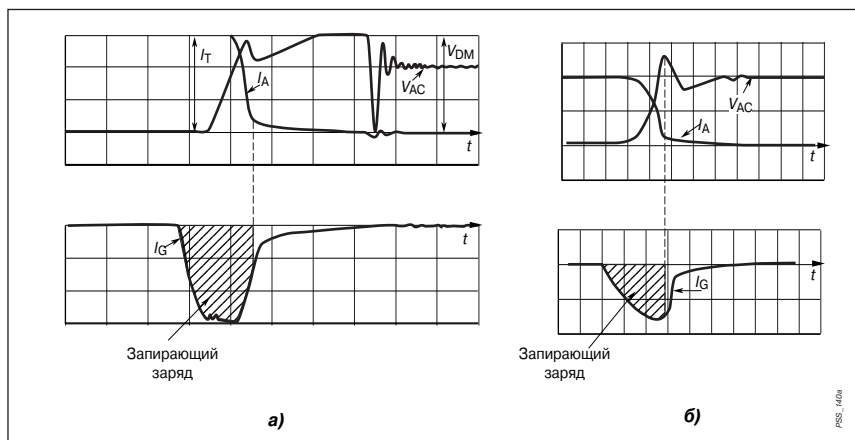


Рис. 3.20

Запирающий заряд цепи управления GCT (а) и индукционного тиристора (б)

зависит от внешних факторов, а для оценки влияния тока нагрузки I_A используют эмпирическую формулу:

$$Q_{GQ} = I_A (C_1 (di_{GQ} / dt)^{-1} + C_0), \quad (3.17)$$

где C_0 и C_1 — постоянные, определяемые экспериментально;
 di_{GQ} / dt — скорость изменения отрицательного запирающего тока.

К тиристорным ключам с коммутацией тока нагрузки в цепь управления относятся GCT-приборы и индукционные тиристоры. В данных структурах коэффициент усиления при выключении практически равен единице, а эффективность запираения характеризуется параметром, аналогичным рассмотренному заряду Q_{GQ} (Рис. 3.20).

В структуре полевых МСТ-тириستоров эффективность запираения определяется амплитудой напряжения управления запирающего МДП-транзистора. Теоретические и экспериментальные исследования показали, что при управляющем напряжении 15 В возможно прерывание тока нагрузки плотностью 2 кА/см², а при увеличении входного напряжения до 60 В плотность запираемого тока увеличивается до 6...10 кА/см².

Другой важнейшей характеристикой силовых ключевых транзисторов является напряжение насыщения и его зависимость от режима работы схемы. Данное напряжение характеризует открытое состояние ключа, и его величина определяется положением рабочей точки силового транзистора в области насыщения на выходной характеристике. Для приборов с биполяр-

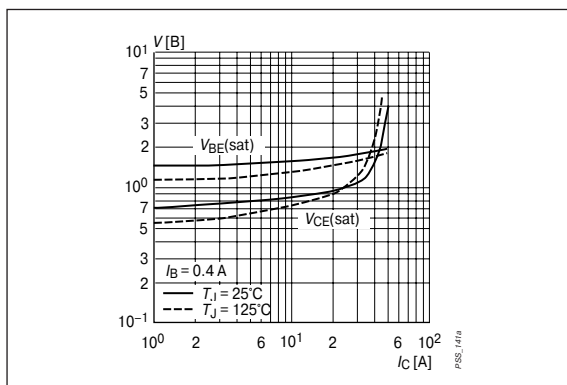


Рис. 3.21

Зависимость напряжения насыщения $V_{CE(sat)}$ и $V_{BE(sat)}$ от тока коллектора

напряжение на квазинейтральной области коллектора увеличивает общее напряжение насыщения транзистора. При дальнейшем снижении напряжения коллектор—эмиттер коллекторный переход смещается в прямом направлении и в высокоомный эпитаксиальный слой коллектора начинается инжекция неосновных носителей. При этом рабочая точка транзистора перемещается в область глубокого насыщения. Напряжение на коллекторе насыщенного биполярного транзистора при заданном токе нагрузки и относительно высоком базовом токе можно представить уравнением:

$$V_{CE(sat)} = \phi_T \ln(1/\alpha_1) + I_C r_{CC}, \quad (3.18)$$

где ϕ_T — тепловой потенциал;

α_1 — инверсный коэффициент передачи тока;

I_C — ток коллектора;

r_{CC} — сопротивление высокоомного эпитаксиального слоя коллектора.

Данное напряжение увеличивается с ростом коллекторного тока (Рис. 3.21). Как правило, в справочных данных приводится также напряжение насыщения между базой и эмиттером транзистора и его зависимость от выходного тока.

При работе на низкоомную нагрузку у статических индукционных транзисторов с биполярным режимом работы и БСИТ наблюдается эффект, аналогичный рассмотренному эффекту квазинасыщения для высоковольтных биполярных транзисторов. Это явление обусловлено модуляцией сопротивления высокоомного L^- -слоя стока. Сравнение сопротив-

ным механизмом переноса тока, особенно высоковольтных, область насыщения разделяется на две части: область преднасыщения и область глубокого насыщения. Это связано с наличием высокоомного эпитаксиального слоя, сопротивление которого относительно велико. Поэтому биполярный транзистор при отпирании сначала попадает в область преднасыщения, когда на-

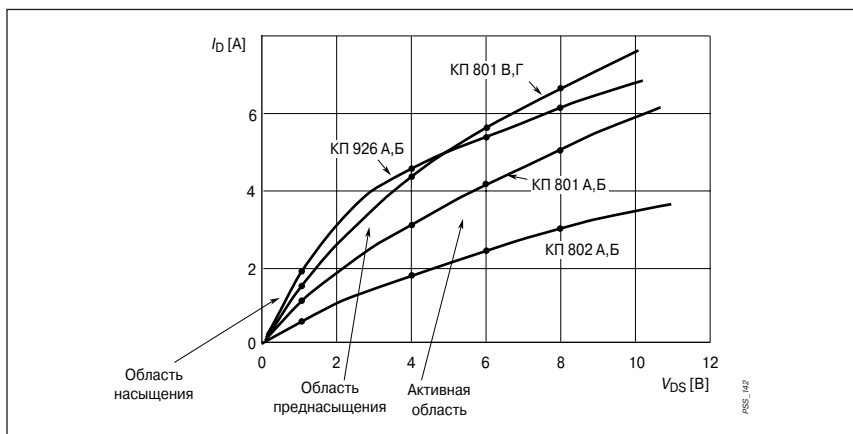


Рис. 3.22

Напряжение насыщения СИТ в биполярном режиме

лений высокоомных эпитаксиальных слоев в области преднасыщения индукционных транзисторов и аналогичных по рабочим токам и напряжениям биполярных транзисторов показывает, что данный параметр для СИТ и БСИТ в 2...3 раза меньше, что значительно уменьшает потери при переключении. Переход индукционного транзистора в область глубокого насыщения приводит к очень низким остаточным напряжениям. Как показали теоретические и экспериментальные исследования, напряжение насыщения в данной области ограничено только сопротивлением металлизации истоковых областей транзисторов (**Рис. 3.22**).

$$V_{DS(sat)} \approx I_C r_{ми}, \quad (3.19)$$

где I_D — ток стока;

$r_{ми}$ — сопротивление контактов металл—полупроводник и металлических электродов к области истока.

Остаточное напряжение мощного МДП-транзистора $V_{DS(sat)}$ можно представить как произведение тока стока I_D на сопротивление открытого канала $R_{DS(on)}$ (**Рис. 3.23**):

$$V_{DS(sat)} = I_C R_{DS(on)} \quad (3.20)$$

Данное выражение определяет линейную зависимость выходного напряжения открытого МДП-ключа от тока нагрузки, что справедливо отча-

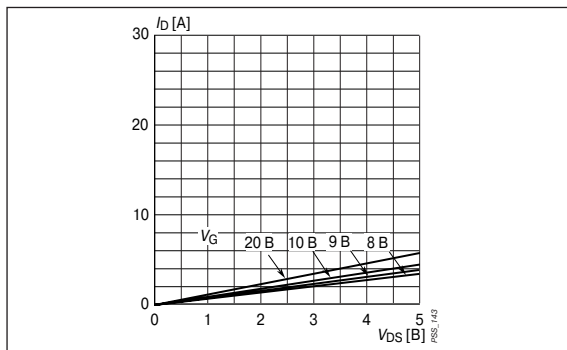


Рис. 3.23

Остаточное напряжение мощного МДП-транзистора

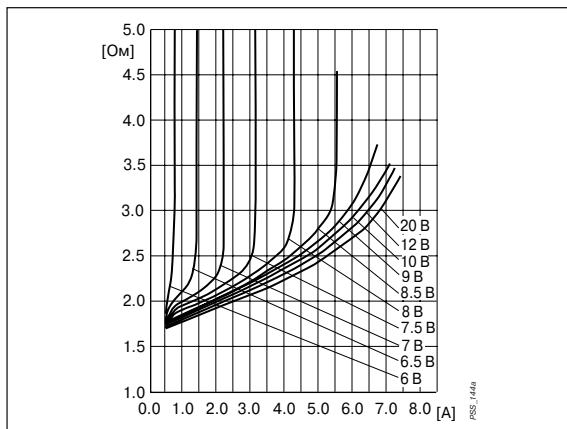


Рис. 3.24

Зависимость сопротивления $R_{DS(on)}$ от управляющего напряжения и тока стока для МДП-транзистора

ем, задающим максимально допустимое напряжение сток-исток $V_{DS(max)}$:

$$R_{DS(on)} = k [V_{DS(max)}]^n, \quad (3.21)$$

где k — коэффициент, учитывающий долю высокоомного слоя в общем сопротивлении канала;

$n = 2.2 \dots 2.7$ — степенной показатель.

сти и только при максимальном напряжении управления. Следует отметить сильное влияние управляющего напряжения и тока стока на сопротивление $R_{DS(on)}$ (**Рис. 3.24**). При управляющих сигналах с амплитудой менее 12 В увеличение тока нагрузки приводит к перемещению рабочей точки на выходящих характеристиках на более пологий участок с большим дифференциальным сопротивлением, что еще больше увеличивает величину остаточного напряжения. Сопротивление $R_{DS(on)}$ также зависит от класса выходных напряжений МДП-транзистора. Для высоковольтных приборов, выполненных по стандартным вертикальным технологиям, $R_{DS(on)}$ в значительной мере определяется высокоомным эпитаксиальным слоем.

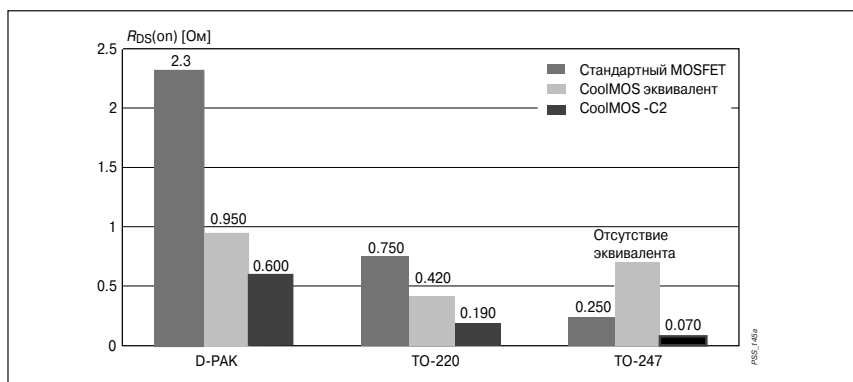


Рис. 3.25

Диаграмма сопротивлений открытого МДП-транзистора различных технологий

Для более совершенных высоковольтных Cool MOS транзисторов зависимость $R_{DS(on)}$ от класса рабочего напряжения является практически линейной:

$$R_{DS(on)} = k V_{DS(max)} \quad (3.22)$$

Диаграмма, иллюстрирующая соотношение сопротивлений $R_{DS(on)}$ для МДП-ключей на рабочее напряжение 600 В, размещенных в типовые корпуса и изготовленных по различным технологиям, показана на **Рис. 3.25**.

Для низковольтных силовых МДП-транзисторов значение $R_{DS(on)}$ снижается до тысячных долей Ома. Сравнительная характеристика данного параметра для ключевых транзисторов на максимальное напряжение 30 В, размещенных в корпусе ТО220 представлена в **Табл. 3.5**.

Таблица 3.5. Сопротивление открытого канала $R_{DS(on)}$ низковольтных МДП-транзисторов

Фирма-изготовитель	Тип прибора	$R_{DS(on)}$ [мОм] (при $V_{GS} = 10 \text{ В}$)	Дата серийного выпуска
Infineon	SPP80N03S2L-03	3.1	февраль 2000
Fairchild	FDP8030L	3.5	ноябрь 1999
Siliconix	SUP75N03-04	4.0	февраль 1998
Philips	PSMN004-25P	4.0	январь 2000
Hitachi	2SK3141	5.0	февраль 1999
IR	IRL3803S	6.0	август 1997

Важнейшим параметром, характеризующим открытое состояние СИТ с полевым режимом работы, является сопротивление проводящего канала $R_{DS(on)}$, так же как и у МДП-транзистора зависящее от выходного и управляющего напряжения. Остаточное напряжение данного ключа описывается уравнением:

$$V_{DS(sat)} \approx I_D r_S (1 + a_0 r_S I_D) + I_D r_D, \quad (3.23)$$

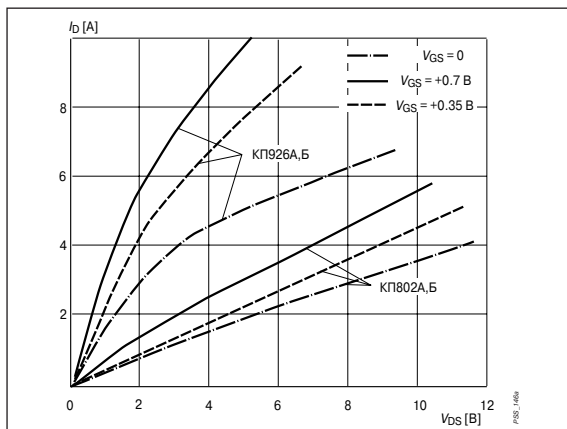


Рис. 3.26

Влияние управляющего напряжения на остаточное напряжение СИТ

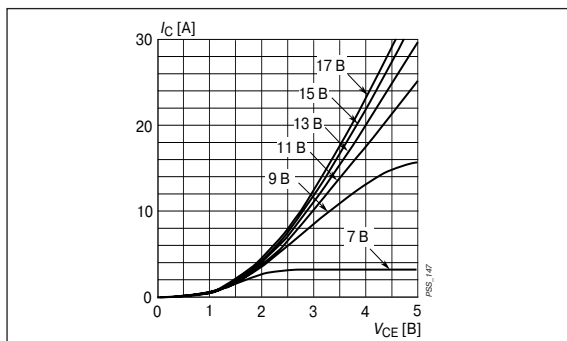


Рис. 3.27

Влияние управляющего напряжения на степень насыщения IGBT

где I_D — ток стока; r_S — сопротивление истоковой части канала; r_D — сопротивление высокоомной области стока; a_0 — коэффициент, определяемый типом транзистора и зависящий от управляющего напряжения.

Выходная ВАХ некоторых типов СИТ на участке насыщения показана на **Рис. 3.26**. Следует отметить сильное уменьшение остаточного напряжения при увеличении управляющего напряжения от нуля до порога отпирания управляющего перехода, что определяется соответствующим уменьшением коэффициента a_0 .

Остаточное напряжение IGBT-транзисторов складывается из двух составляющих: прямого напряжения эмиттерного перехода p - n - p составляющей структуры (диодная составляющая) и паде-

ния на сопротивлении проводящего канала (составляющая на управляющей МДП-структуре):

$$V_{CE(sat)} = V_{p-n} + R_{CE(on)} I_C, \quad (3.24)$$

где V_{p-n} — диодная составляющая остаточного напряжения;

$R_{CE(on)}$ — сопротивление открытого канала;

I_C — ток коллектора.

Сопротивление $R_{CE(on)}$ представляет собой промодулированную неосновными носителями область канала проводимости и имеет величину много меньшую, чем аналогичный параметр для мощных полевых транзисторов $R_{DS(on)}$. Степень модуляции канала зависит от управляющего напряжения, которое влияет на величину напряжения насыщения (**Рис. 3.27**). Взаимосвязь сопротивления $R_{CE(on)}$ с сопротивлением канала внутренней МДП-структуры $R_{DS(on)}$ можно представить уравнением:

$$R_{CE(on)} \approx \frac{R_{DS(on)}}{h_{FE}}, \quad (3.25)$$

где h_{FE} — коэффициент усиления тока $p-n-p$ -транзистора.

Для увеличения рабочей частоты переключения IGBT используют технологические методы уменьшения времени жизни носителей в структуре транзистора, однако это приводит к снижению коэффициента усиления h_{FE} и соответственно к увеличению остаточных напряжений. Для IGBT стандартных технологий на рабочее напряжение 600 В увеличение скорости переключения от единиц до 50...100 кГц приво-

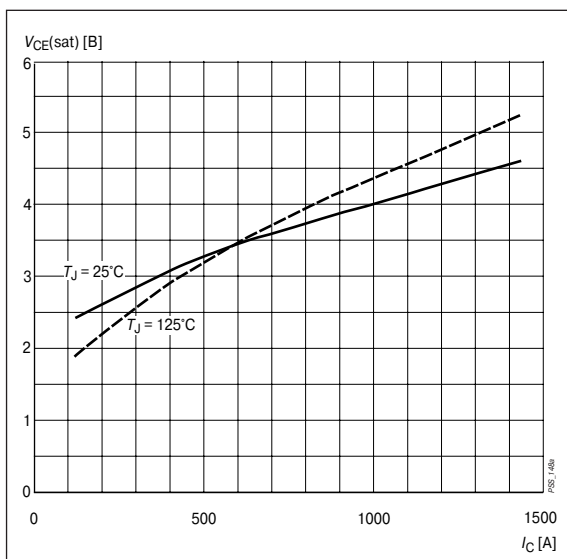


Рис. 3.28

Остаточное напряжение высоковольтного IGBT

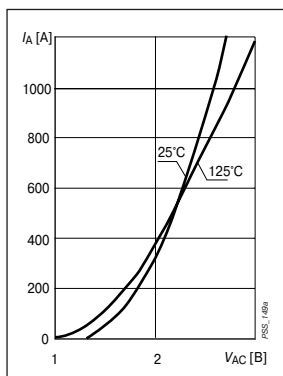


Рис. 3.29

Прямое падение напряжения на открытом тиристоре

Прямое падение напряжения в открытом состоянии V_T для тиристорных ключей на основе p - n - p -структуры представляет собой алгебраическую сумму напряжений трех прямосмещенных переходов (Рис. 3.29) и может быть представлено уравнением:

$$V_T = V_{T0} + r_T I_A, \quad (3.25)$$

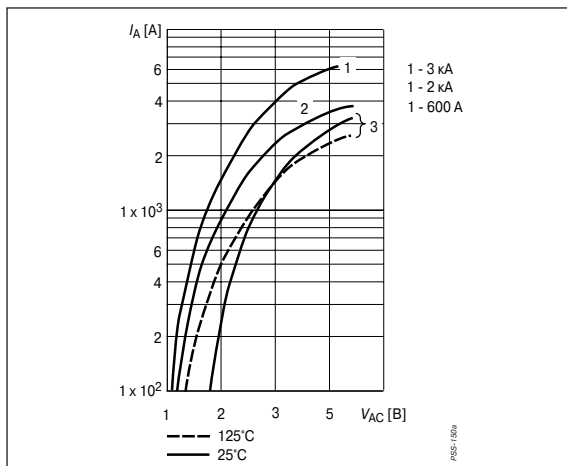


Рис. 3.30

Прямая ветвь статической ВАХ для тиристорных ключей с разными значениями предельного анодного тока

дит почти к двукратному увеличению напряжения $V_{CE(sat)}$ от 1.5 В до 3 В. С ростом предельно допустимого напряжения $V_{CE(sat)}$ также увеличивается. Современные HV-IGBT-транзисторы имеют остаточные напряжения порядка 2.5...4.5 В (Рис. 3.28).

Транзисторы серии S-IGBT, изготовленные фирмой Infineon Technologies по NPT-технологии, не требующей специальных мер уменьшения времени жизни, позволяют увеличить рабочую частоту свыше 300 кГц. В стадии разработки данной компании находится серия транзисторов F-IGBT с уменьшенным падением напряжения коллектор—эмиттер $V_{CE(sat)}$ в насыщенном состоянии.

где V_{T0} — пороговое напряжение открытого ключа;

r_T — дифференциальное сопротивление открытого ключа;

I_A — прямой анодный ток.

С увеличением предельно допустимого анодного тока прямая ветвь статической вольт-амперной характеристики сдвигается влево (Рис. 3.30), что обусловлено увеличением плотности носителей в базовых слоях тиристорных ключей.

Наименьшим значением напряжения в открытом состоянии обладают индукционные тиристоры, представляющие собой структурно *p-i-n*-диод. На пути протекания силового тока данных тиристоров встречается только один прямосмещенный *p-n*-переход (Рис. 3.31). Нормально включенный индукционный тиристор переходит в проводящее состояние при простом снятии отрицательного напряжения управления. Для уменьшения влияния собственного поля управляющей *p*-сетки и соответственно для снижения прямого напряжения рекомендуется увеличивать входное напряжение в пределах отпирания управляющего *p-n*-перехода (до 0.7 В).

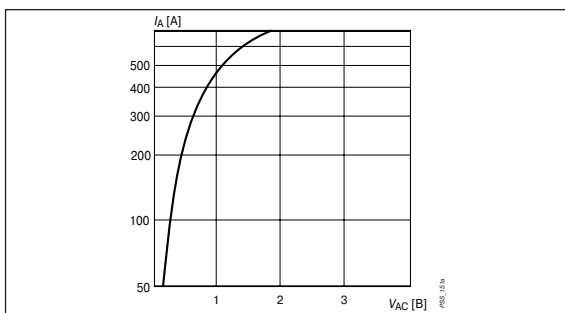


Рис. 3.31

Характеристика проводящего состояния индукционного тиристора

В справочных данных силовых ключей приводятся также характеристики изменения временных параметров отпирания и запираения в зависимости от величины нагрузочного тока (Рис. 3.32). Подробный анализ основных этапов переходных процессов в транзисторных и тиристорных ключах с учетом влияния режимов работы схемы на временные параметры переключения будет проведен в заключительной главе книги. Поэтому в настоящем разделе обсуждение закономерностей изменения представленных параметров не проводится.

Временные параметры переключения характеризуют не только показатели быстродействия ключевых приборов, но и влияют на энергетические характеристики динамических потерь. Поэтому в последнее время разработчики силовых приборов наряду с временными характеристиками приводят также интегральные характеристики мощности или энергии потерь при включении E_{ON} и выключении E_{OFF} . Динамическая энергия потерь E определяется интегралом мгновенной мощности при переключении силового прибора (см. Рис. 3.2, в):

$$E = \int_0^{t_n} i(t)v(t)dt, \quad (3.26)$$

где $i(t)$ — мгновенное значение тока ключа; $v(t)$ — мгновенное значение напряжения ключа; t_n — длительность переходного процесса.

Диаграммы E_{ON} и E_{OFF} приводятся с учетом влияния выходного тока.

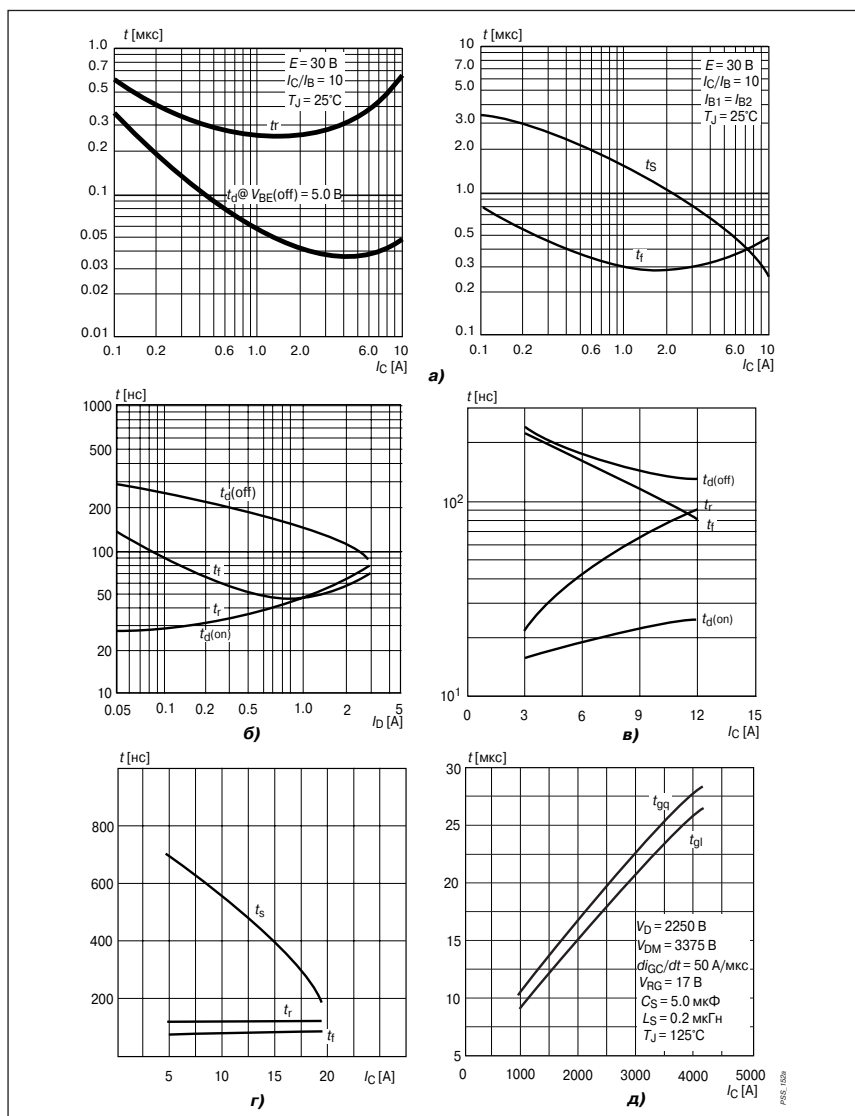


Рис. 3. 32

Влияние тока нагрузки на временные параметры: биполярного транзистора (а), МДП-транзистора (б), IGBT (в), SiC (г) и запираемого тиристора GTO (д)

3.2.2. Влияние температуры на параметры силовых ключей

Рабочий диапазон температуры p - n -перехода T_J определяется для каждого полупроводникового ключа отдельно. Знание нижнего температурного предела необходимо для ограничения механических напряжений в кремниевой пластине ниже допустимой величины. Механическое напряжение обусловлено разностью температурных коэффициентов расширения материалов конструкции силового ключа. Верхний диапазон рабочей температуры определяется термической устойчивостью полупроводниковой структуры. Он задается исходя из условий обеспечения стабильности основных характеристик и параметров с течением времени.

В справочной литературе, как правило, приводятся характеристики и параметры ключевых приборов для комнатной ($T_J = 25^\circ\text{C}$) и максимально допустимой ($T_J(\text{max})$) температуры, а также характеристики, учитывающие изменение некоторых параметров в заданном диапазоне изменения температуры T_J . Наиболее важными являются температурные зависимости, характеризующие на-

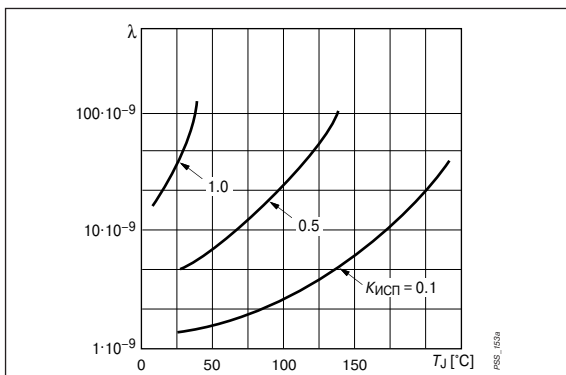


Рис. 3.33

Зависимость интенсивности отказов полупроводниковых ключей от температуры

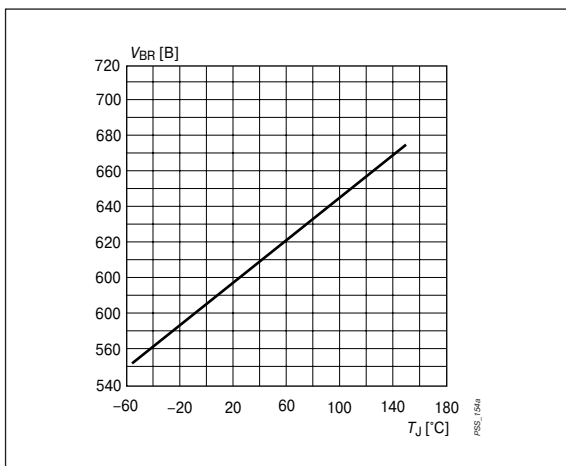


Рис. 3.34

Температурная зависимость напряжения лавинного пробоя

дежность ключевого прибора в закрытом или открытом состоянии. Кривые на **Рис. 3.33** показывают, как изменяется интенсивность отказов полупроводниковых ключей λ с ростом температуры. С ростом коэффициента использования параметров $K_{исп}$ (чем выше $K_{исп}$ к единице, тем ближе электрические параметры ключа к предельно допустимым) интенсивность отказов усиливается в десятки и сотни раз.

Закрытое состояние ключа характеризуется несколькими параметрами, и прежде всего максимально допустимым напряжением, при котором развивается лавинный пробой в структуре. Температурная зависимость напряжения лавинного пробоя (**Рис. 3.34**) определяется уменьшением подвижности носителей заряда при повышении температуры перехода. С уменьшением скорости носителей уменьшается интенсивность ударной ионизации и для поддержания лавинного процесса необходима большая напряженность электрического поля. При заданной геометрии структуры это приводит к необходимости увеличения внешнего напряжения.

Важнейшей характеристикой открытого состояния ключа является напряжение насыщения. Изменение с температурой данного параметра определяет не только изменение потерь мощности в структуре прибора, но также теплоустойчивость ключа и его способность к токовому перегрузкам. Для различных силовых приборов данная температурная зависимость представлена на **Рис. 3.35**.

Для силовых ключей с биполярным механизмом переноса носителей основной составляющей в напряжении насыщения является напряжение

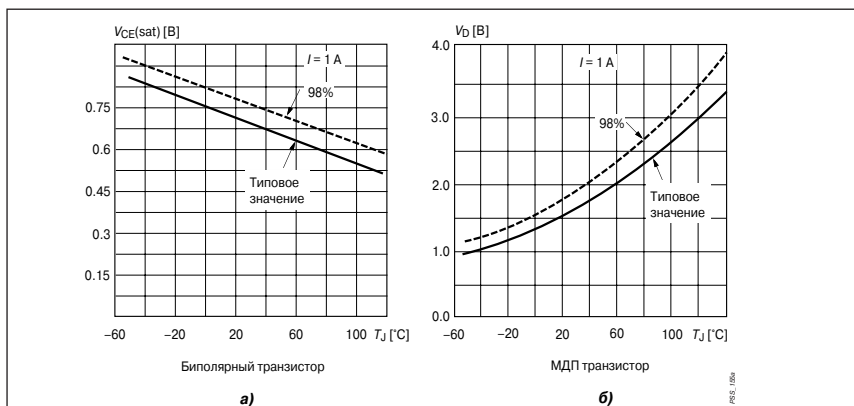


Рис. 3.35

Температурная зависимость напряжения насыщения для биполярных (а) и полевых (б) ключей

прямосмещенных переходов. Данное напряжение, как правило, имеет отрицательный температурный коэффициент в рабочем диапазоне тока (примерно $-2 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$):

$$V_{p-n}(T) = V_{p-n}(25^{\circ}\text{C}) - 0.002 (T_J - 25^{\circ}\text{C}) \quad (3.27)$$

Полное падение напряжения на открытом биполярном ключе имеет также и омическую составляющую, определяемую сопротивлением низколегированных слоев структуры. С ростом температуры подвижность носителей уменьшается, и сопротивление омических слоев растет. При увеличении выходного тока влияние омической составляющей возрастает,

что может приводить к инверсии температурного коэффициента напряжения. Однако точка инверсии на прямых ВАХ, снятых при разных температурах перехода, наблюдается при очень больших токах, превосходящих рабочий диапазон (**Рис. 3.36**), и может быть использована только в специальных режимах токовой перегрузки, например при выравнивании ударных токов между параллельными тиристорами. В целом отрицательный температурный коэффициент прямого напряжения препятствует эффектам равномерного распределения токовой нагрузки и повышает вероятность теплового саморазогрева биполярных ключей. Для силовых биполярных транзисторов положительную роль играет уменьшение коэффициента усиления h_{FE} с ростом температуры в области больших токов нагрузки (**Рис. 3.37**). При работе в режиме преднасыщения это свойство позволяет использовать параллельное соединение приборов без специальных мер выравнивания выходных токов, что находит практическое применение в модульных конструкциях. Для мощных МДП-транзисторов и полевых СИТ напряжение насыщения определяется омическим сопротивлением открытого канала и увеличивается с ростом температуры примерно на 0.6% на один градус Цельсия:

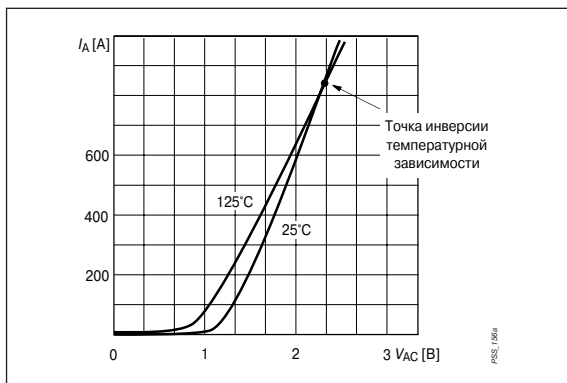


Рис. 3.36

Инверсия температурного коэффициента напряжения биполярных ключей

$$V_{DS(sat)} = I_D R_{DS(on)} (25^\circ\text{C}) [1 + \kappa (T_J - 25^\circ\text{C})], \quad (3.28)$$

где κ — температурный коэффициент, определяемый типом ключевого прибора.

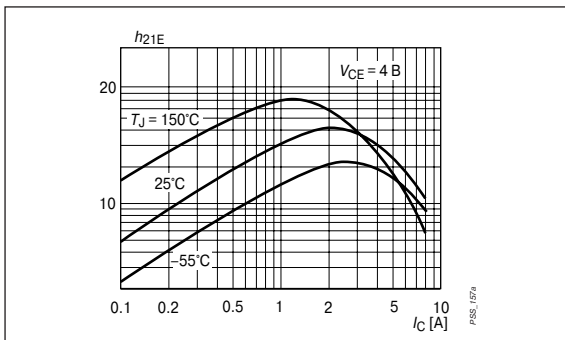


Рис. 3.37

Зависимость статического коэффициента передачи тока от температуры в области больших токов

Данная зависимость определяет тепловую устойчивость полевых транзисторов к токовым перегрузкам.

У IGBT-транзисторов, так же как и индукционных тиристоров, температурная зависимость прямого напряжения определяется суммарным температурным коэффициентом для прямосмещенного $p-n$ -перехода и высокоомного эпитаксиального слоя структуры. При высоких плотностях тока ($> 25 \text{ А/см}^2$), характерных для данных силовых ключей, результирующий температурный коэффициент является положительным ($10 \dots 20 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$) (**Рис. 3.38**).

При высоких плотностях тока ($> 25 \text{ А/см}^2$), характерных для данных силовых ключей, результирующий температурный коэффициент является положительным ($10 \dots 20 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$) (**Рис. 3.38**).

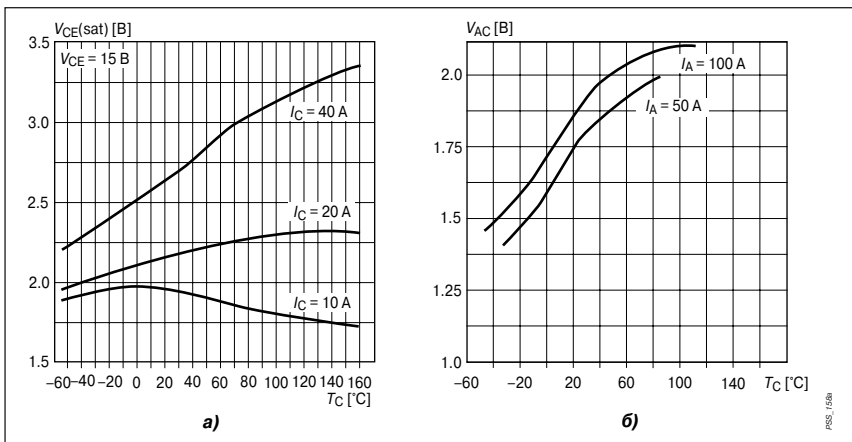


Рис. 3.38

Температурная зависимость напряжения насыщения IGBT (а) и индукционного тиристора (б)

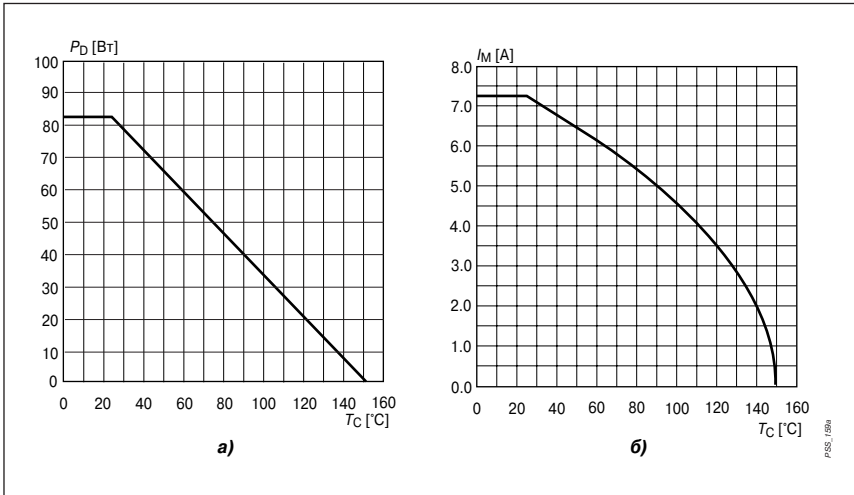


Рис. 3.39

Зависимость допустимой мощности рассеяния (а) и максимального тока ключа (б) от температуры

$$V_{OUT(sat)} = V_{p-n}(25^\circ\text{C}) [1 + \kappa_1 (T_J - 25^\circ\text{C})] + I_{OUT} R_{ON}(25^\circ\text{C}) [1 + \kappa_2 (T_J - 25^\circ\text{C})], \quad (3.29)$$

где V_{p-n} — диодная составляющая прямого напряжения;
 $I_{OUT} R_{ON}$ — омическая составляющая прямого напряжения;
 κ_1 и κ_2 — соответствующие отрицательный и положительный температурные коэффициенты структуры.

Для МСТ-тириستоров с полевым управлением при плотностях анодного тока более 25 A/cm^2 температурный коэффициент прямого напряжения также является положительным ($\sim 3 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$), хотя и уступает по величине аналогичному параметру IGBT.

Расчетная рабочая температура перехода T_J может быть использована для определения перегрузочной способности силовых ключей по мощности и току для заданных конструкций теплоотвода и температуры окружающей среды, для чего используются параметры, характеризующие тепловые свойства структуры. Данный вопрос подробнее будет рассмотрен в последующих разделах главы. Здесь же отметим, что предельно рассеиваемая мощность и максимальный ток ключевого прибора представляются в справочных данных в зависимости от температуры корпуса T_C (Рис. 3.39).

3.3. Предельные характеристики полупроводниковых ключей

Система предельно допустимых параметров ключа объединяет граничные значения напряжений и токов для входной и выходной цепи прибора, предельно допустимые температуры переходов и корпуса, а также максимально возможную рассеиваемую мощность.

Абсолютный предел по напряжению определяется развитием какого-либо из видов пробоя в структуре прибора: смыкание объемного заряда, лавинный и поверхностный пробой. В современных конструкциях силовых ключей, как правило, определяющим является лавинный пробой, приводящий к неконтролируемому процессу умножения носителей при достижении критической напряженности электрического поля.

Максимально допустимые токи ключа устанавливаются из условий непревышения максимально допустимой рабочей температуры переходов, конструктивных особенностей прибора, определяемых надежностью выводов и контактов, а также допустимыми пределами изменения усилительных свойств ключа, которые не должны ухудшаться при заданной токовой нагрузке.

Максимальная температура переходов ключа, а также максимальная температура его корпуса определяются свойствами исходного материала, особенностями структуры переходов и конструкции. Для биполярных транзисторов и транзисторов со статической индукцией максимально допустимая температура несколько больше, чем для мощных МДП-транзисторов и IGBT.

Тиристорные ключи с регенеративным эффектом способны работать при температурах 125...140°C, для индукционных тиристоров максимальная температура структуры повышается до 200°C.

Нижний температурный предел работы ключа устанавливается с учетом недопущения нарушения конструкции прибора и ухудшения некоторых электрических характеристик и в большинстве случаев ограничивается величиной -40...-60°C.

Максимальная рассеиваемая мощность определяется тепловым сопротивлением ключа, которое связывает данный параметр с максимально допустимой температурой перехода. Зависимость температуры от выделяющейся мощности определяется способом отведения тепла и конструкцией охладителя.

Предельные возможности силовых ключей наглядно представляются диаграммами области безопасных режимов (ОБР), называемых также областью максимальных режимов (OMP) (SOA — Safe Operation Area).

3.3.1. Области безопасных режимов

Областью безопасных режимов называется совокупность электрических характеристик, при соблюдении которых обеспечивается надежная работа полупроводникового ключа без существенного ухудшения его характеристик и параметров. Границы ОБР определяются предельными значениями выходного тока, напряжения, а также максимальной рассеиваемой мощностью и допустимой температурой перехода. Безопасная работа ключевых полупроводниковых приборов определяется также режимом эксплуатации. С этой позиции различают прямосмещенную ОБР (ПОБР) (FBSOA — Forward Bias SOA), т.е. в режиме эксплуатации с положительным смещением во входной цепи ключа, обратную ОБР (ООБР) (RBSOA — Reverse Bias SOA) с отрицательным входным смещением, а также ОБР в режиме токовой перегрузки (SCSOA — Short Circuit SOA).

Типовая диаграмма ПОБР представлена на **Рис. 3.40**. Горизонтальная граница области определяется отрезком BC и представляет собой максимально допустимое значение выходного тока. Вертикальная граница (отрезок EF) определяет предельное выходное напряжение ключа, которое задается для наиболее опасного условия эксплуатации ключа — режима разомкнутой входной цепи. Любое незначительное и кратковременное превышение указанных границ приводит к необратимым разрушениям в структуре ключевого прибора.

Отрезок AB определяет значение минимально возможного напряжения насыщения ключа при заданном токе нагрузки и представляет собой дифференциальное сопротивление открытого прибора. Данное ограничение практически отсутствует в ключах с биполярным механизмом переноса тока при относительно высокой степени модуляции проводящих базовых слоев.

Границы наклонной линии CD определяют предельную мощность, рассеиваемой в структуре ключа, при которой достигаются максимально допустимые значения температуры перехода $T_J(\max)$. Поскольку уменьшение длительности протекания тока увеличивает допустимую токовую нагрузку ключа, увели-

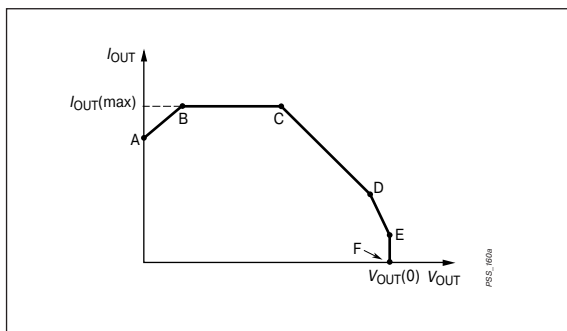


Рис. 3.40

Диаграмма типовой прямосмещенной ОБР в режиме постоянного тока

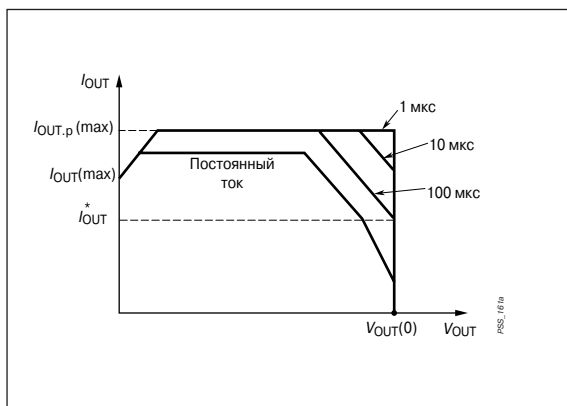


Рис. 3.41

Прямосмещенная ОБР для различных длительностей силового тока

Для биполярных ключей выход рабочей точки за границы ПОБР при относительно малых рабочих токах и соответственно больших выходных напряжениях более опасен, чем при больших токах и малых напряжениях. При снижении выходного тока ниже некоторого критического значения I_{OUT}^* (Рис. 3.42) в структуре биполярных ключей развивается электротепловая обратная связь, приводящая к явлениям вторичного пробоя. Физическими причинами этого пробоя являются эффекты локализации выходного тока, приводящие к образованию горячих точек и тепловому разрушению структуры. Если ток в структуре ключа, вследствие неидеальности технологических операций, распределяется неравномерно, то соответствующие

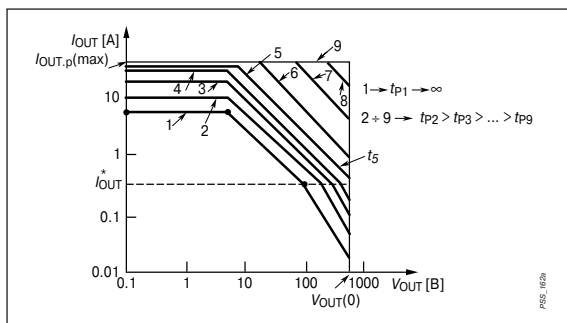


Рис. 3.42

Ограничение ОБР явлением термонестабильности

ячейки с большей долей тока нагреваются до более высокой температуры. Поскольку для биполярных структур характерен отрицательный температурный коэффициент для остаточных напряжений, в наиболее нагретые ячейки устремляется еще больший ток, что в свою очередь ведет к ло-

кальному разогреву структуры и т.д. Это приводит к дополнительному ограничению ПОБР, показанному на **Рис. 3.40** отрезком ДЕ. Граничное значение выходного тока, при котором развивается явление термонестабильности в структуре ключа, практически не зависит от длительности протекающего тока. В результате с уменьшением длительности выходного тока и расширением границ ПОБР ограничивающие факторы тепловой неустойчивости исчезают, как и в случае температурного ограничения. Более точные оценки длительности протекающего тока, при которых сначала исчезает действие тепловой обратной связи (t_{P1}), а затем и температурное ограничение (t_{P2}), можно получить с использованием кривых для переходных тепловых сопротивлений силовых ключей. При этом используют уравнения:

$$Z_{thjc}(t_{P1}) = \frac{(T_J(\max) - T_C)}{V_{OUT.o} \cdot j_{OUT}^*}; \quad (3.30)$$

$$Z_{thjc}(t_{P2}) = \frac{(T_J(\max) - T_C)}{V_{OUT.o} \cdot j_{OUT.P(\max)}}; \quad (3.31)$$

где Z_{thjc} — переходное тепловое сопротивление переход — корпус силового ключа;

$T_J(\max)$ — максимально допустимая температура перехода;

T_C — температура корпуса прибора.

Граничная линия, соответствующая максимально допустимой рассеиваемой мощности, при логарифмическом масштабе по осям тока и напряжения проходит под углом 45° , что определяется соответствующим уравнением:

$$\ln(I_{OUT}) = \ln(P_{MAX}(t_P)) - \ln(V_{OUT}), \quad (3.32)$$

где $P_{MAX}(t_P)$ — максимально допустимая рассеиваемая мощность, зависящая от длительности протекающего тока.

Граница вторичного пробоя описывается уравнением:

$$I_{OUT} = a \cdot (V_{OUT})^{-n}, \quad (3.33)$$

где a и n — параметры, определяемые структурой и технологией изготовления ключа.

Для полевых и комбинированных полупроводниковых ключей с положительным температурным коэффициентом остаточных напряжений характерно отсутствие явления вторичного пробоя и связанных с ним огра-

ний ПОБР. Рост температуры в отдельных ячейках данных приборов приводит, согласно закону Ома, к увеличению сопротивления структуры и уменьшению тока основных носителей. При этом данные ключи можно рассматривать как термоустойчивые приборы. Следует, однако, подчеркнуть возможные причины, приводящие к нарушению термоустойчивости некоторых полевых структур. В предыдущей главе были рассмотрены эквивалентные схемы мощных МДП-транзисторов и IGBT, учитывающие наличие паразитного биполярного n - p - n -транзистора. Нарушения условий применения данных ключей (токовая перегрузка, скачки выходного напряжения, высокая температура и др.) могут вызвать включение паразитного биполярного транзистора и соответственно развитие эффектов, напоминающих вторичный пробой структуры.

Увеличение сопротивления открытого канала полевого ключа с ростом температуры является одним из условий термоустойчивости. Однако необходима определенная осторожность в схемах, работающих в режиме постоянного выходного тока. Постоянный ток и быстро увеличивающееся с ростом температуры сопротивление приводят к значительному росту рассеиваемой мощности P :

$$P = I_{\text{OUT}}^2 r_{\text{ON}}(T), \quad (3.34)$$

где I_{OUT} — постоянный выходной ток;

$r_{\text{ON}}(T)$ — сопротивление открытого ключа, зависящее от температуры.

Данный эффект ведет к резкому увеличению температуры кристалла и развитию явлений, аналогичных вторичному пробую. Одним из способов его устранения является применение теплоотвода (радиатора).

ПОБР для различных видов ключевых приборов представлены на **Рис. 3.43**. Для ключевых биполярных транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, максимально допустимое напряжение ограничено величиной напряжения пробоя коллектор—эмиттер V_{CEO} , которое почти в два раза меньше напряжения пробоя обратносмещенного коллекторного перехода V_{CBO} . Если включение биполярного транзистора из области глубокой отсечки происходит достаточно быстро (десятки — сотни наносекунд), локальный перегрев структуры не приводит к катастрофическому разрушению структуры. При таких условиях транзистор может быть включен с уровня $V_{\text{CEX}} > V_{\text{CEO}}$ прямо на максимальный выходной ток, что фактически эквивалентно расширению ПОБР.

Для оценки безопасной работы ключевых приборов при запираании используют ООБР. Если отрицательное смещение при запираании ключа не используется (например, в мощных МДП-транзисторах или IGBT), данную ОБР называют ОБР выключения (Turn-off Switching SOA). Для транзи-

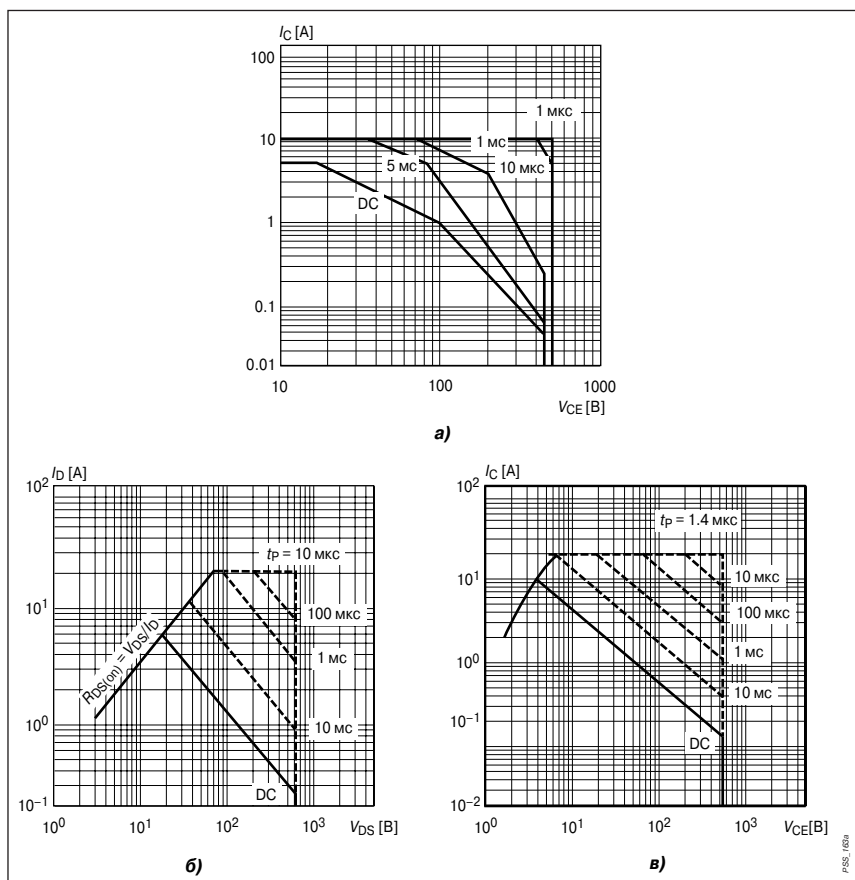


Рис. 3.43

Прямосмещенная ОБР для биполярного транзистора (а), мощного МДП-транзистора (б) и IGBT (в)

сторных ключей ООБР представлены на **Рис. 3.44**. В биполярных транзисторах (и аналогично для БСИТ) главным ограничивающим фактором является эффект локализации энергии в центральной части эмиттера при запирании отрицательным базовым током. Данный эффект называют также вторичным пробоем при обратносмещенном переходе база—эмиттер. Граница области тепловой неустойчивости зависит от амплитуды запирающего тока базы и отрицательного смещения.

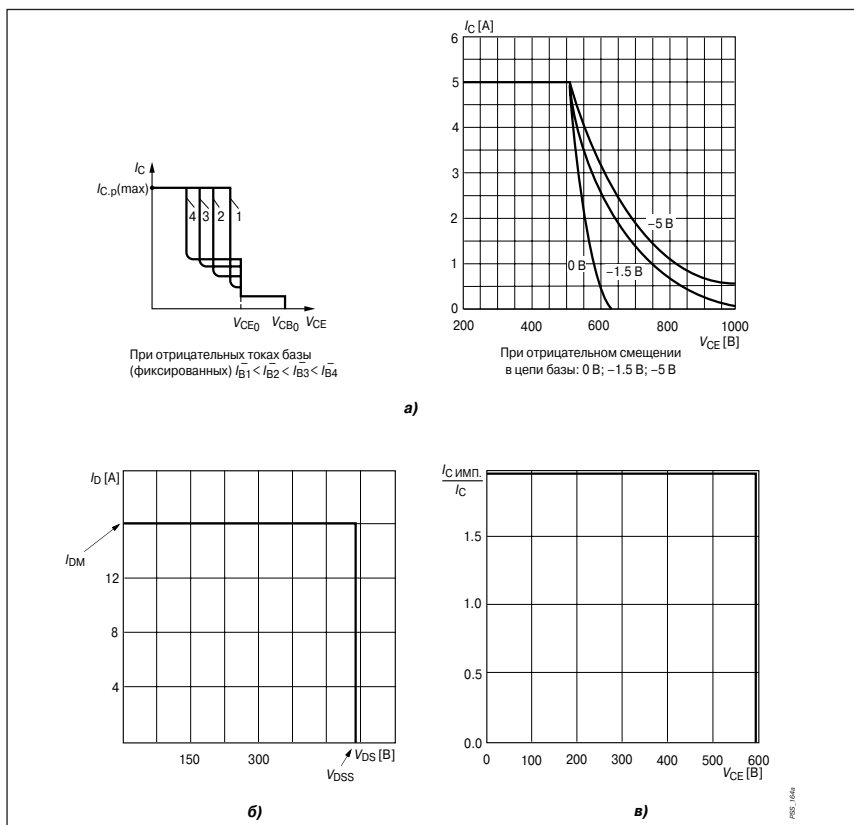


Рис. 3.44

Обратносмещенная ОБР для биполярного транзистора (а), мощного МДП-транзистора (б) и IGBT (в)

В мощных МДП-транзисторах и полевых СИТ при отсутствии эффекта вторичного пробоя ООБР задается в виде прямоугольника. Некоторые ограничения могут быть связаны с влиянием эффекта dV/dt в высоковольтных структурах транзисторов, при этом не следует превышать указанных в справочнике критических значений.

При запираии IGBT основное внимание уделяется подавлению возможного триггерного эффекта в структуре транзистора. Остаточный ток («хвост» тока), характерный для переходного процесса выключения IGBT, определяется рекомбинацией дырок в p - n - p -транзисторе. При увеличении напряже-

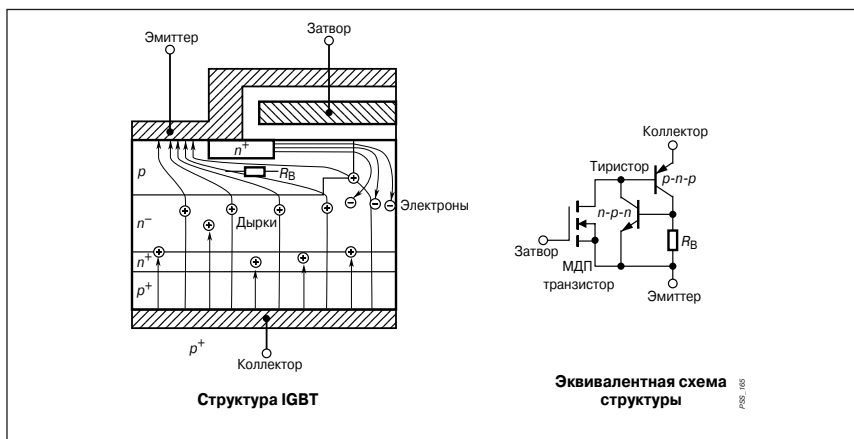


Рис. 3.45

Явление триггерного эффекта в структуре IGBT

ния в выходной цепи транзистора часть дырок тока поступает в базу паразитного n - p - n -транзистора. Если на продольном сопротивлении базового p -слоя данного транзистора создается критическое смещение, наступает триггерный эффект, по своей сути аналогичный эффекту вторичного пробоя (Рис. 3.45). Данная проблема для IGBT с рабочим напряжением до 1200 В решена на технологическом уровне путем оптимизации геометрии структуры ячеек. Для высоковольтных IGBT в ООБР вводятся соответствующие ограничения (Рис. 3.46).

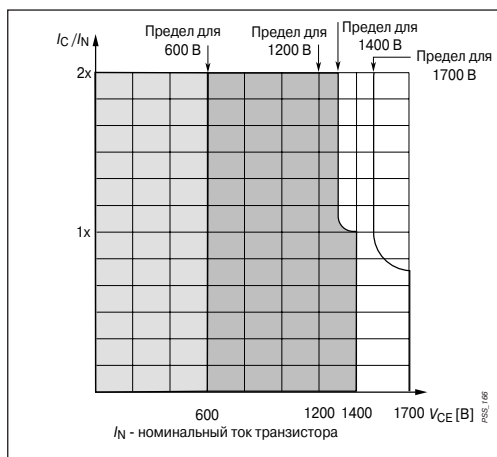


Рис. 3.46

Обратносмещенная ОБР высоковольтных IGBT

Поскольку переходный процесс выключения является относительно быстрым, граничное значение предельного тока ООБР устанавливается на уровне максимального импульсного тока. Предельные напряжения устанавливаются аналогично ПОБР.

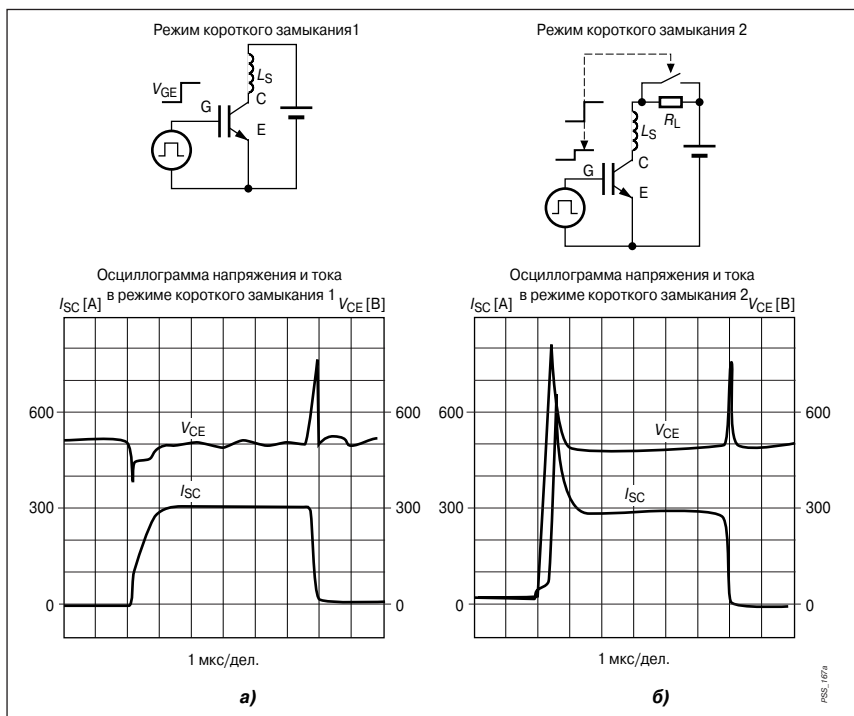


Рис. 3.47 Режимы короткого замыкания при включении на нулевую нагрузку (а) и при закорачивании нагрузки (б)

Для силовых ключей, способных выдерживать токовую перегрузку, устанавливают ОБР в режиме короткого замыкания. Данная характеристика приводится для относительно коротких временных интервалов, как правило, не более 10 мкс. Граничные значения напряжений устанавливаются на уровне предельных напряжений пробоя ключа. Некоторые ограничения максимальных напряжений вводятся при токах перегрузки, превышающих номинальное значение выходного тока. Предельные токи перегрузки превышают номинальный ток в 8...10 раз и определяются типом короткого замыкания. Различают режим короткого замыкания, при котором ключевой прибор включается на нулевую нагрузку, а также режим, при котором происходит закорачивание нагрузки при включенном силовом приборе (**Рис. 3.47**). Во втором случае, как правило, ток перегрузки больше. Для надежной защиты ключевого прибора ток перегрузки дол-

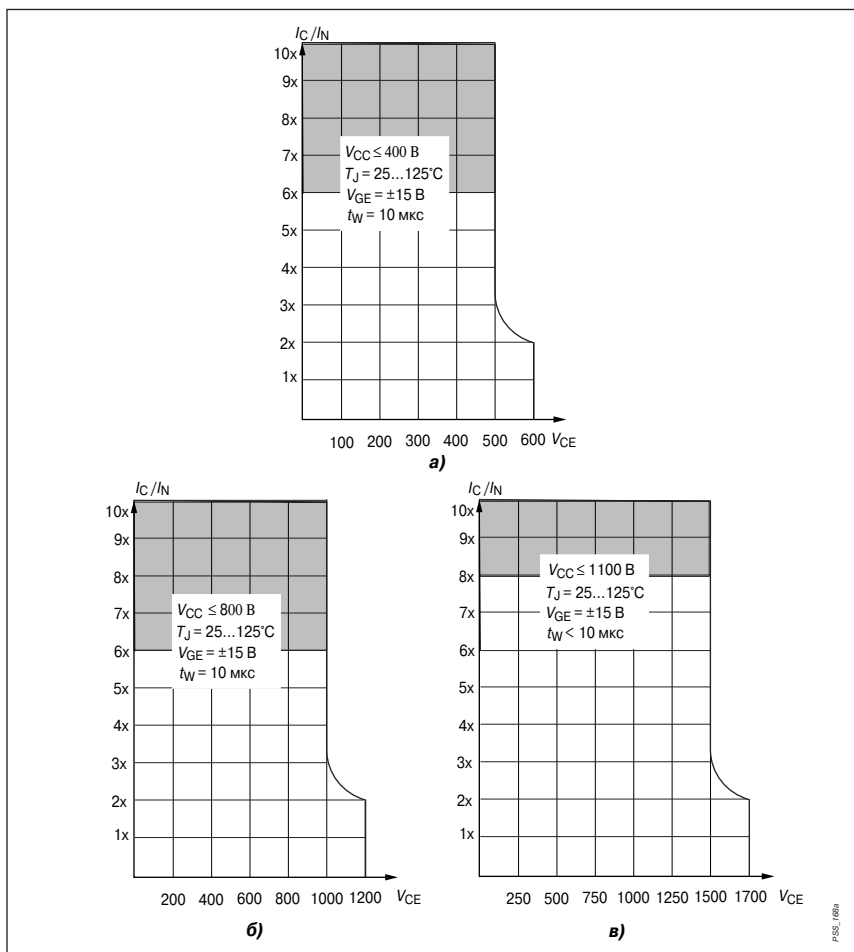


Рис. 3.48

**ОБР короткого замыкания для IGBT с различными классами рабочего напряжения:
600 В (а), 1200 В (б) и 1700 В (в)**

жен быть отведен в течение временного интервала, не превосходящего значения, для которого приводится указанная ОБР. Всплеск в кривой выходного напряжения ключа обусловлен паразитной индуктивностью L_S :

$$\Delta V_{OUT} = L_S(di_{OUT}/dt) \quad (3.35)$$

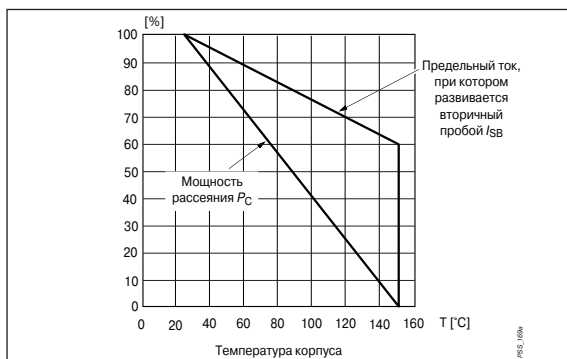


Рис. 3.49

Коррекция границ ОБР при изменении температуры

температуры корпуса ключа 25°C. Для более высоких температур вводится корректировка границ ОБР с помощью специальных кривых (Derating Factor SOA) (**Рис. 3.49**).

В режиме перегрузки мгновенные значения выходного напряжения не должны превышать граничных значений, установленных для ОБР короткого замыкания. В качестве примера на **Рис. 3.48** приведены рассматриваемые ОБР для IGBT различных классов рабочих напряжений.

Диаграммы ОБР обычно приводятся для

3.4. Тепловые характеристики полупроводниковых ключей

Суммарная электрическая мощность или энергия потерь в полупроводниковом ключе определяется следующими основными составляющими:

1. Потери на управление, связанные с входными токами и напряжениями, необходимыми для переключения прибора.
2. Потери в закрытом состоянии ключа или в режиме отсечки, определяемые токами утечки и напряжением в выходной цепи.
3. Статические потери или потери во включенном состоянии, которые определяются напряжением насыщения ключа и током нагрузки.
4. Динамические потери или потери на переключении, связанные с длительностью переходных процессов, амплитудой переключаемых токов и напряжений, а также характером нагрузки.

Современные силовые ключи имеют очень небольшие токи утечки, и соответственно данной составляющей потерь обычно пренебрегают. Аналогично поступают и с потерями во входной цепи для ключей с изолированным затвором или в режиме полевого управления p - n -переходом, когда входные токи относительно малы. Лишь в случае силовых биполярных транзисторов, работающих в режиме насыщения при относительно большом токе нагрузки, мощность потерь на управление становится

сравнимой с мощностью потерь в коллекторном переходе из-за сильного снижения коэффициента передачи тока.

Выделяющаяся в полупроводниковом ключе мощность рассеивается в виде тепла. Положение областей в структуре прибора, где выделяется тепло, может изменяться в широких пределах. В переходном процессе переключения тепло выделяется в областях пространственного заряда за счет соударения с кристаллической решеткой носителей, проходящих через ОПЗ под действием электрического поля. При превышении критических напряжений данные соударения приводят к образованию вторичных носителей, которые разгоняются в свою очередь и вызывают лавинный пробой. С учетом неоднородностей в структуре ключа лавинные микроплазмы ограничиваются локальными областями, в которых и выделяется тепло.

В открытом состоянии ключа все p - n -переходы смещены в прямом направлении. При протекании прямого тока электроны и дырки преодолевают потенциальные барьеры данных переходов и диффундируют или переносятся полем, пока не прорекомбинируют или не будут собраны в выходных слоях структуры. Тепло в данном случае выделяется в местах рекомбинации неосновных носителей. Кроме того, в полупроводнике выделяется так называемое джоулево тепло, обусловленное падением напряжения, вызванное током основных носителей. Выделяется тепло также на контактах и в токопроводящей разводке, что определяется омическими потерями.

Выделяющееся в полупроводниковой пластине тепло должно отводиться. Способ отведения тепла определяет зависимость максимально допустимых температур от выделяющейся мощности. Для характеристики теплопередающих свойств ключевого прибора в режиме постоянного тока используют параметр, называемый тепловым сопротивлением R_{Th} , который определяется отношением разности температур среды корпуса ΔT к передаваемой мощности P_0 :

$$R_{Th} = \frac{\Delta T}{P_0}. \quad (3.36)$$

В случае импульсного режима выделяющееся тепло накапливается в тепловой емкости материалов структуры ключа. При этом используют понятие переходного теплового сопротивления $Z_{Th}(t)$, определяемого как температурная реакция прибора на мгновенное изменение мощности потерь:

$$Z_{Th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P}, \quad (3.37)$$

где ΔP — скачок мощности потерь;

$\Delta T(t)$ — изменение температуры структуры ключа относительно его корпуса в момент времени t .

Из-за сложной природы выделения тепла в полупроводниковой структуре необходимо использовать некоторые упрощения, позволяющие производить количественные оценки допустимых режимов. Предполагается, что все электрические потери в ключе преобразуются в тепло, которое выделяется в плоскости кремниевой пластины параллельно основному переходу (коллекторному для биполярных транзисторов и IGBT, p - n -переходу проводящего канала для СИТ и МДП-транзисторов, центральному переходу в тиристорах и т.п.). Такое предположение допустимо, если пренебречь локальными потерями в горячих точках структуры. Определение допустимых режимов работы ключа основано при этом на оценке температуры перехода T_J , которая должна быть ниже некоторого предельного уровня, задаваемого в справочных параметрах $T_{J(max)}$.

3.4.1. Потери в силовых ключах

На **Рис. 3.50** представлена форма импульса прямого тока ключа. Введем следующие временные параметры, характеризующие заданную токовую нагрузку:

$t_P = t_3 - t_2$ — длительность прямого тока;

$t_R = t_2 - t_1$ — время нарастания прямого тока;

$t_F = t_4 - t_3$ — время спада прямого тока.

При известной амплитуде прямого тока I_M мгновенные значения данного тока на интервалах включения, проводящего состояния и выключения могут быть представлены соответственно:

$$i(t)_{ON} = I_M \frac{t}{t_R}; \quad (3.38)$$

$$i(t)_{COND} = I_M; \quad (3.39)$$

$$i(t)_{OFF} = I_M \left(1 - \frac{t}{t_F}\right). \quad (3.40)$$

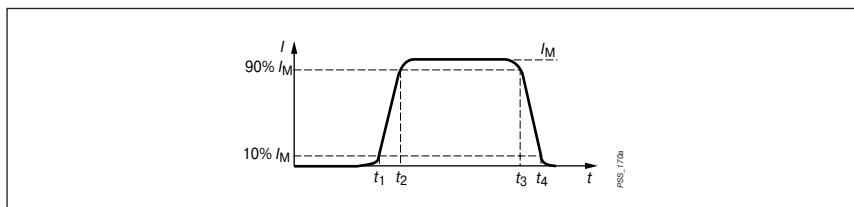


Рис. 3.50

Стилизованная форма импульса прямого тока

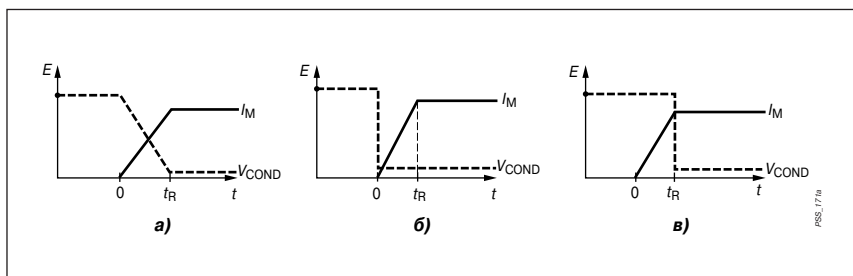


Рис. 3.51

Типовые кривые переходного процесса включения при работе ключа на резистивную (а) и индуктивную нагрузку в режиме импульсных (б) и непрерывных (в) токов

На **Рис. 3.51** представлены типовые варианты кривых тока и напряжения в переходном процессе включения полупроводникового ключа соответственно для резистивной и индуктивной нагрузки в режимах импульсного и непрерывного тока. Если энергия потерь на включение $E_{\text{он}}$ представляется формулой

$$E_{\text{он}} = \int_{t_1}^{t_2} i(t)v(t)dt, \quad (3.41)$$

для соответствующих вариантов нагрузки можно записать:

Резистивная нагрузка:

$$E_{\text{он}} = \frac{I_M E t_R}{6}. \quad (3.42)$$

Индуктивная нагрузка в режиме импульсных токов:

$$E_{\text{он}} = \frac{I_M V_{\text{COND}} t_R}{2}. \quad (3.43)$$

Индуктивная нагрузка в режиме непрерывного тока:

$$E_{\text{он}} = \frac{I_M E t_R}{2}, \quad (3.44)$$

где E — напряжение на закрытом ключе;

V_{COND} — напряжение на ключе в проводящем состоянии (напряжение насыщения).

Потери на включение можно представить общей формулой:

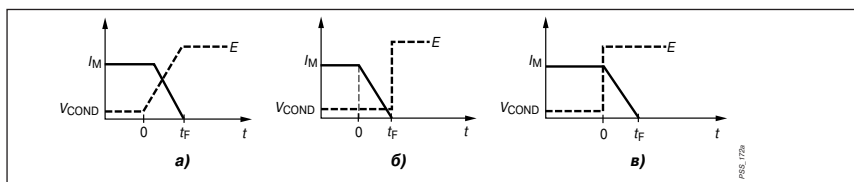


Рис. 3.52

Типовые кривые переходного процесса выключения при работе ключа на резистивную (а) и индуктивную нагрузку в режиме импульсных (б) и непрерывных (в) токов

$$E_{ON} = \frac{I_M E t_R}{K_{ON}}, \quad (3.45)$$

где K_{ON} — коэффициент, определяемый типом нагрузки.

Соответственно рассматриваемым вариантам:

$$K_{ON} = 6;$$

$$K_{ON} = 2 \frac{E}{V_{COND}}; \quad (3.46)$$

$$K_{ON} = 2.$$

На **Рис. 3.52** представлены стилизованные кривые тока и напряжения в переходном процессе запирания ключа. Энергия потерь на выключение E_{OFF} определяется формулой:

$$E_{OFF} = \int_{t_3}^{t_4} i(t) v(t) dt \quad (3.47)$$

Применяя приближения, используемые в расчете E_{ON} , для потерь на выключение, можно записать аналогичную обобщенную формулу:

$$E_{OFF} = \frac{I_M E t_F}{K_{OFF}}, \quad (3.48)$$

где K_{OFF} — коэффициент, определяемый типом нагрузки.

Для рассматриваемых вариантов K_{OFF} определяется соответственно:

$$K_{OFF} = 6;$$

$$K_{OFF} = 2 \frac{E}{V_{COND}}; \quad (3.49)$$

$$K_{OFF} = 2.$$

Энергия потерь в проводящем состоянии E_{COND} определяется выражением:

$$E_{\text{COND}} = \int_{t_2}^{t_3} i(t)v(t)dt = I_M V_{\text{COND}} t_P. \quad (3.50)$$

После определения энергии потерь в статическом и динамическом режиме оценивают суммарные потери. Для ключей с минимальными потерями в цепи управления энергию общих потерь E_0 можно рассчитать как сумму статических и динамических потерь:

$$E_0 \approx E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}} + E_{\text{COND}}. \quad (3.51)$$

Для силовых биполярных транзисторов и СИТ в биполярном режиме энергия дополнительных потерь на управление E_y оценивается по формуле:

$$E_y = V_{\text{IN}}(\text{sat}) I_{\text{IN}} t_P \quad (3.52)$$

где $V_{\text{IN}}(\text{sat})$ — входное напряжение на управляющем переходе в режиме насыщения;

I_{IN} — амплитуда входного тока.

Для мощных полевых транзисторов и ключей с изолированным затвором дополнительные потери на управление определяются выражением:

$$E_y = Q_G V_{\text{IN}}, \quad (3.53)$$

где Q_G — заряд, накопленный во входной емкости затвора;

V_{IN} — напряжение во входной цепи ключа.

С учетом потерь на управление суммарная энергия потерь E_0 представляется выражением:

$$E_0 \approx E_y + E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}} + E_{\text{COND}}. \quad (3.54)$$

При заданной частоте переключения f средняя мощность потерь в структуре ключа P_{AV} рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{AV}} = f E_0. \quad (3.55)$$

Максимальную мощность потерь P_M при заданной длительности протекания тока t_P можно определить по формуле:

$$P_M = E_0 (t_p)^{-1}. \quad (3.56)$$

Представленный расчет энергии и мощности потерь основан на типовых формах токов и напряжений ключа. Реальные кривые имеют несколько отличительных особенностей, связанных переходными процессами и действием паразитных элементов схемы. Более подробный анализ основных этапов переключения силовых приборов будет представлен в последней главе книги, здесь же заметим, что в справочной литературе приводятся значения энергии потерь на переключение E_{ON} и E_{OFF} при заданном режиме измерения. Тогда динамические потери в режиме эксплуатации E_{on}^* и E_{off}^* можно оценить по формулам:

$$E_{ON}^* = E_{ON} \frac{E^*}{E_{изм}} \cdot \frac{I_M^*}{I_{M,изм}}. \quad (3.57)$$

$$E_{OFF}^* = E_{OFF} \frac{E^*}{E_{изм}} \cdot \frac{I_M^*}{I_{M,изм}}, \quad (3.58)$$

где E_{ON} , E_{OFF} — справочные динамические потери;
 $E_{изм}$, $I_{M, изм}$ — напряжение и ток режима измерения;
 E^* , I_M^* — напряжение и ток режима эксплуатации.

3.4.2. Тепловые сопротивления

С помощью тепловых сопротивлений при известной рассеиваемой мощности можно рассчитать температуру структуры полупроводникового ключа, т.е. температуру перехода T_J . В режиме постоянного тока систему полупроводниковый ключ — охладитель можно представить в виде схемы замещения, состоящей из тепловых сопротивлений, характеризующих процесс теплопередачи в данной конструкции (**Рис. 3.53**). Для построения модели, имитирующей отвод тепла, используется электротепловая модель, позволяющая связать перепад температур в системе с потоком

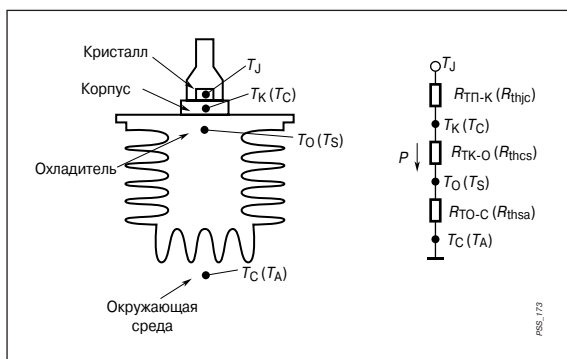


Рис. 3.53

Тепловая схема замещения системы ключ—охладитель в режиме постоянного тока

теплового потока. Полупроводниковый ключ — охладитель можно представить в виде схемы замещения, состоящей из тепловых сопротивлений, характеризующих процесс теплопередачи в данной конструкции (**Рис. 3.53**). Для построения модели, имитирующей отвод тепла, используется электротепловая модель, позволяющая связать перепад температур в системе с потоком

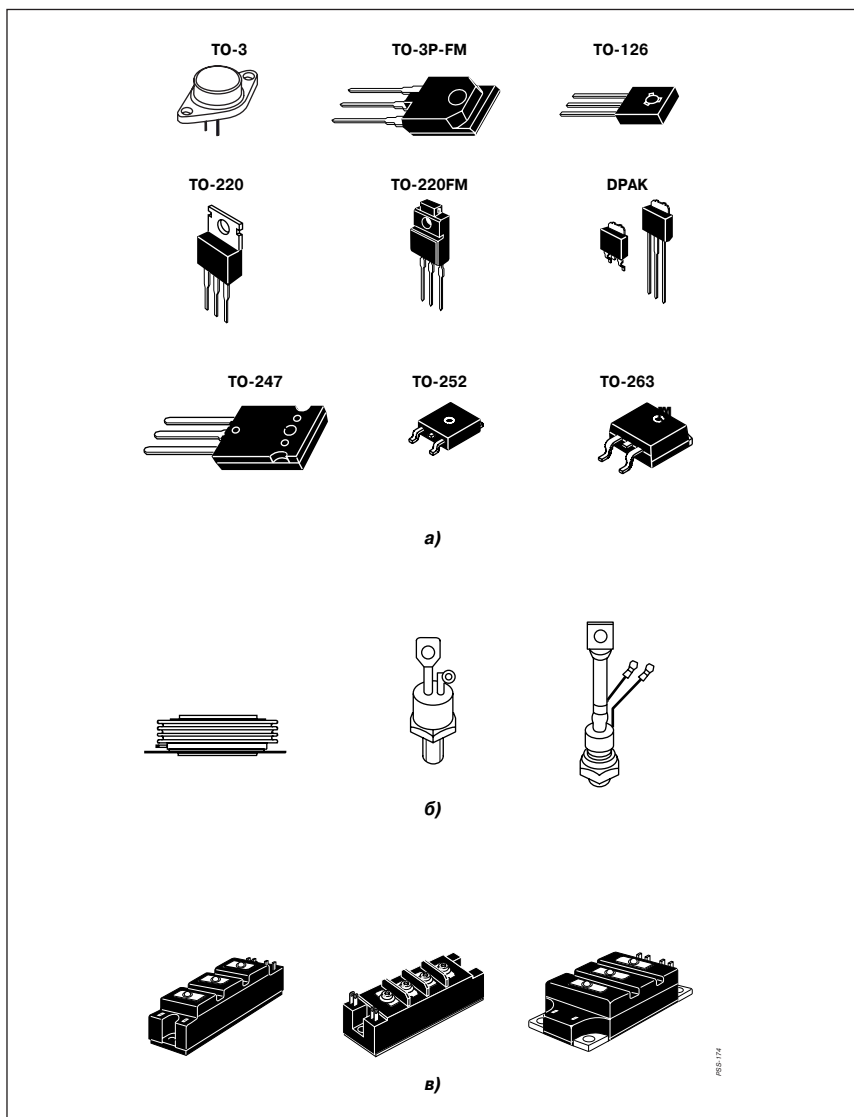


Рис. 3.54

Типовые корпуса силовых полупроводниковых ключей: дискретных транзисторов (а), тиристоров (б), силовых модулей (в)

Таблица 3.6. Тепловое сопротивление переход—корпус для стандартных типов корпусов

Тип корпуса	Тепловое сопротивление R_{ThJC} (°C/Вт)
TO3	0.4...2.0
TO126	4.0...8.0
TO220	2.0...5.0
TO247	0.3...0.8
TO252	1.5...2.5
TO263	0.5...1.0

мощности потерь P_0 . Используя закон Ома, температуру перехода T_j можно выразить уравнением:

$$T_j = P_0(R_{ThJC} + R_{ThCS} + R_{ThSA}) + T_A, \quad (3.59)$$

где T_A — температура окружающей среды;

R_{ThJC} — тепловое сопротивление переход—корпус;

R_{ThCS} — тепловое сопротивление корпус—охладитель;

R_{ThSA} — тепловое сопротивление охладитель—окружающая среда.

Тепловое сопротивление переход—корпус R_{ThJC} определяется внутренней конструкцией и внутренними тепловыми параметрами полупроводникового ключа: геометрическими размерами и формой кристалла и основания корпуса прибора, качеством соединения кристалла и основания, тепловым сопротивлением материала основания и силовых выводов и др. Данное сопротивление определяет предел нагрузочной способности ключа, который можно выразить из уравнения (3.59) при условии идеального теплоотвода и способа охлаждения ($R_{ThCS} = R_{ThSA} = 0$):

$$P_{MAX} = \frac{T_j - T_A}{R_{ThJC}}. \quad (3.60)$$

В **Табл. 3.6** приведены типовые значения тепловых сопротивлений R_{thjc} для наиболее популярных корпусов (**Рис. 3.54**) силовых полупроводниковых ключей:

Тепловое сопротивление корпус—охладитель R_{ThCS} зависит от типа корпуса, площади контактной поверхности, силы прижатия корпуса к охладителю. Для уменьшения теплового сопротивления R_{ThCS} и улучшения качества контакта корпуса с охладителем используют теплопроводящую смазку. Во многих случаях желательно электрически изолировать корпус силового ключа от теплоотвода. Для дискретных приборов специально выпускаются электроизолирующие прокладки, материалом для которых служит слюда, пластик, оксид бериллия BeO и др. Данные прокладки изготавливаются в виде шайб, которые создают электрическую изоляцию между двумя по-

Таблица 3.7. Тепловое сопротивление корпус—охладитель

Тип корпуса	Тип изолирующей прокладки	Тепловое сопротивление R_{ThCS} (°C/Вт)	
		При наличии теплопроводящей смазки	Без теплопроводящей смазки
ТО3	Без изоляции	0.1...0.2	0.15...0.3
	Слюда (0.145 мм)	0.5...0.8	1.2...1.5
	Пластик (0.051 мм)	0.7...0.8	1.25...1.45
	Оксид бериллия BeO (2.87 мм)	0.22...0.25	—
ТО220	Без изоляции	0.3...0.55	1.5...2.0
	Слюда (0.145 мм)	3...5	4...6
	Пластик (0.051 мм)	3...5.2	4.5...6
	Оксид бериллия BeO (2.87 мм)	1.2...1.4	—

верхностями, обеспечивая одновременно передачу между ними тепла. Тепловое сопротивление контакта при использовании изоляции может повышаться до 10 раз. Уменьшить тепловое сопротивление в данном случае возможно также за счет применения смазки, наносимой по обе стороны изолирующего материала. В **Табл. 3.7** приведены типовые значения контактных тепловых сопротивлений корпус—охладитель для различных вариантов применения изолирующих прокладок и теплопроводящей смазки.

Сопротивления R_{ThJC} и R_{ThCS} (или их суммарные значения) задаются в справочных данных. При этом для допустимого перепада температуры переход—окружающая среда $\Delta T_{JA} = T_J - T_A$ и заданной мощности потерь P_0 в соответствии с формулой (3.59) можно рассчитать тепловое сопротивление охладитель—окружающая среда и подобрать необходимый теплоотвод:

$$R_{ThSA} = \frac{\Delta T_{JA}}{P_0} - (R_{ThJC} + R_{ThCS}) \quad (3.61)$$

В качестве примера в **Табл. 3.8** приведены варианты типовых охладителей и их базовые профили (**Рис. 3.55**) с соответствующими тепловыми сопротивлениями R_{ThSA} , применяемые компанией Semikron.

Приведенные рассуждения и формулы относительно основных составляющих тепловых сопротивлений справедливы также и для модульных конструкций силовых полупроводниковых ключей, которые выпускаются для преобразовательных схем на мощность от единиц кВт до единиц МВт. Данные модули делятся на варианты:

Паяной конструкции с теплоотводящим и электрически изолированным основанием (медным, алюминиевым или на основе композиционного материала AlSiC) (**Рис. 3.56**).

Таблица 3.8. Тепловые охладители для силовых полупроводниковых ключей фирмы «Semikron»

Тип охладителя	Тепловое сопротивление R_{ThSA} [°C/Вт] (естественное охлаждение)	Вариант базового профиля	Вес охладителя [кг]
P4/200	0.27	1	4.1
P30/120	1.0		1.0
P3/180	0.45		3.1
P33/100	1.9	2	0.4
P38/200	0.3		2.8
P14/120	0.8	3	1.15
UE6/200	0.57		2.32
UE6/100	0.85	4	1.16

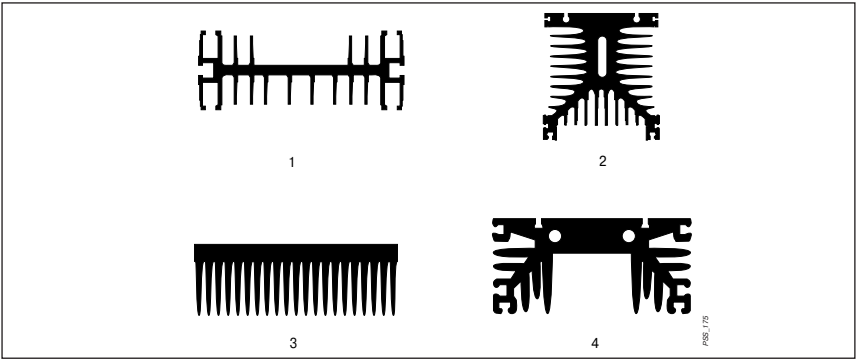


Рис. 3.55

Базовые профили типовых охладителей силовых ключей

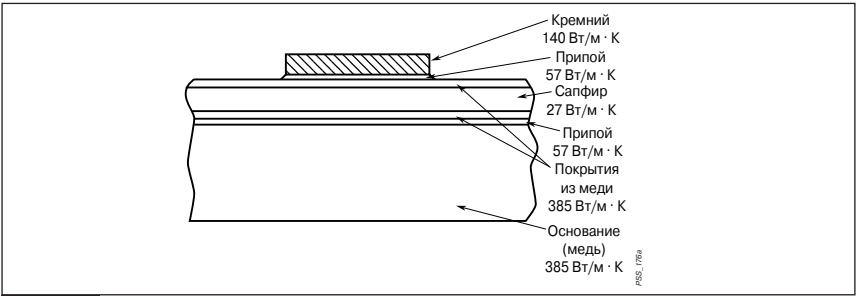


Рис. 3.56

Силовой модуль паяной конструкции

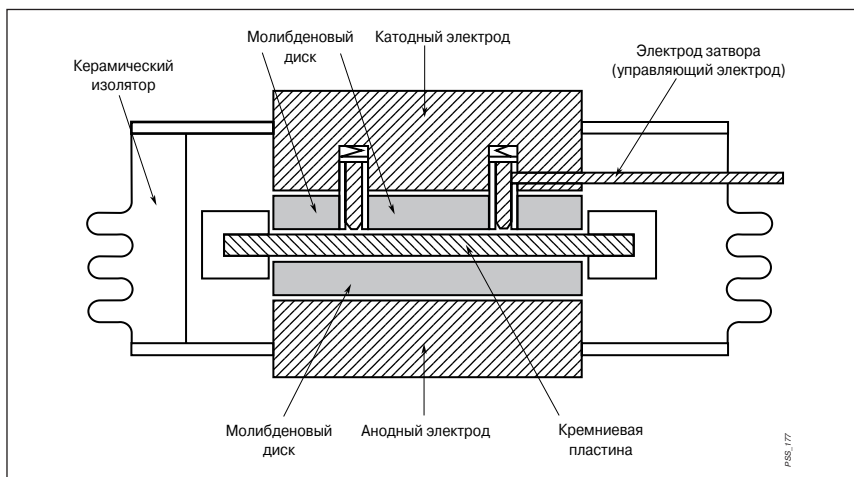


Рис. 3.57

Силовой модуль прижимной конструкции

Прессованной конструкции (press-pack technology), в которой отсутствуют паяные и сварные слои и используются только прижимные контакты на кремниевые кристаллы через термокомпенсирующие слои (**Рис. 3.57**).

При монтаже кристаллов силовых ключей в корпуса модулей стремятся удовлетворить условиям хорошей теплопроводности и достаточного напряжения изоляции между полупроводниковыми кристаллами и основанием модуля. Данные параметры в основном определяются тепловыми и электрическими свойствами материала подложки, на которой размещаются полупроводниковые элементы. Большинство производителей в последнее время в качестве подложки используют сапфир Al_2O_3 . Оксид бериллия BeO и нитрид алюминия AlN , обладающие более хорошей теплопроводностью, применяют гораздо реже из-за ядовитости и дороговизны соответственно.

Как правило, модули паяной конструкции рекомендуются для применения в промышленных электроприводах. Модули прижимной конструкции предназначены для применения в энергетике высоковольтных линий передачи постоянного тока и электрофицированного транспорта.

Тепловое сопротивление охладителя изменяется в широких пределах в зависимости от условий охлаждения. Мощность преобразовательных устройств с естественным охлаждением не превышает 10 кВт. На более высокие мощности используют системы охладителей с принудительным воздушным и жидкостным охлаждением. В первом случае отвод тепла в

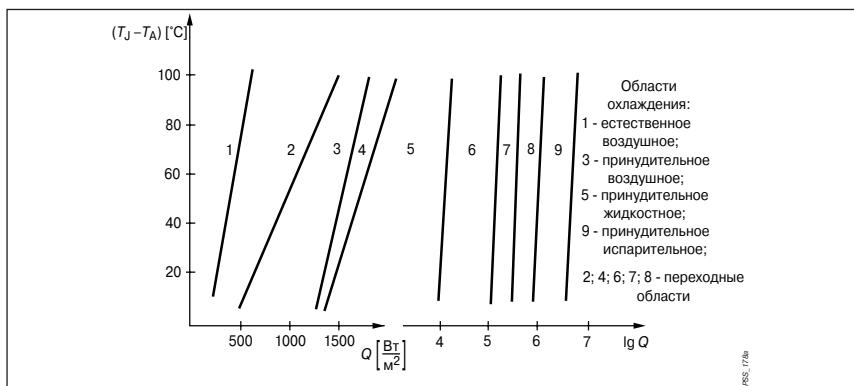


Рис. 3.58

Изменение температуры структуры ключа от плотности излучаемого тепла

окружающую среду производится с помощью радиатора и проходящего вдоль его теплоотводящих ребер потока воздуха, создаваемого вентилятором. При жидкостном охлаждении в радиатор по специальным каналам пропускают теплоотводящую жидкость (вода, трансформаторное масло, диэлектрическая синтетическая жидкость). В последние годы широкое применение получило так называемое испарительное охлаждение, применяемое при плотностях теплового потока более 20 Вт/см^2 . Выбор типа охлаждения силового ключа осуществляют по специальным диаграммам, связывающим плотность излучаемого теплового потока Q с допустимой температурой структуры T_J (Рис. 3.58).

Тепловой расчет в импульсном режиме работы силового ключа требует учета не только переноса теплового потока через тепловые сопротивления структуры, но и частичного накопления тепла в теплоемкостях

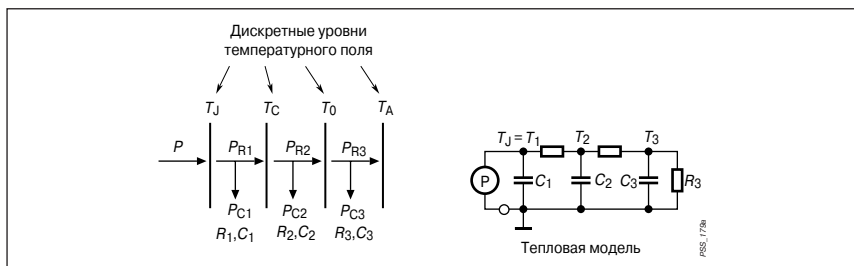


Рис. 3.59

Тепловая модель системы ключ—охладитель в истинных параметрах

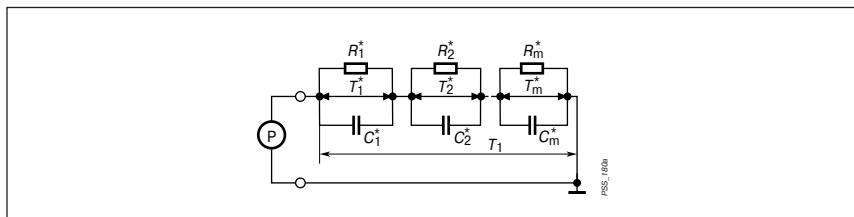


Рис. 3.60

Тепловая модель системы ключ—охладитель в приведенных параметрах

отдельных слоев. Данные слои представляют собой дискретные уровни температурного поля. В системе переход—окружающая среда каждая область, заключенная между уровнями температурного поля, может быть представлена своим тепловым сопротивлением и теплоемкостью (**Рис. 3.59**): R_1C_1 — тепловое сопротивление и теплоемкость области переход—корпус, R_2C_2 — аналогичные параметры области корпус—охладитель, R_3C_3 — тепловые параметры области охладитель—окружающая среда. С учетом дополнительных элементов конструкции число RC -звеньев в тепловой модели может увеличиваться. Данная схема замещения называется также схемой в истинных параметрах, так как она строится на основе температурной дискретизации реальных слоев системы переход—среда. Однако практическое применение указанной тепловой модели ограничено трудоемкостью экспериментального определения RC -параметров, особенно для внутренних слоев конструкции прибора. Поэтому используют тепловую модель в приведенных R^*C^* параметрах (**Рис. 3.60**), имеющую одинаковое с исходной моделью входное сопротивление, а значит, и равную ей температуру перехода. Для данной тепловой модели определение параметров производится по кривой охлаждения, снимаемой для конкретного типа прибора, а изменение температуры структуры T_J во времени определяется по формуле:

$$T_J(t) = T_0 + P_0 \sum_{i=1}^n R_i [1 - \exp(-t / (R_i C_i))], \quad (3.62)$$

где T_0 — температура окружающей среды;

P_0 — скачок мощности в импульсном режиме;

R_i, C_i — приведенные параметры тепловой модели;

n — число звеньев тепловой модели.

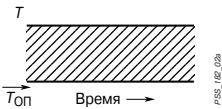
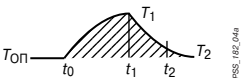
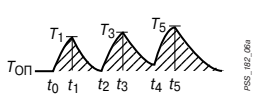
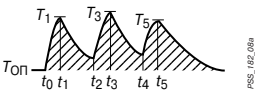
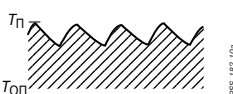
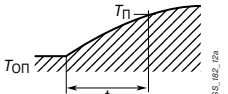
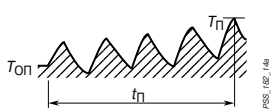
В справочной информации задаются как составляющие параметры многозвенной модели R_i и C_i (либо R_i и $\tau_i = R_i C_i$), так и диаграмма из-

Таблица 3.9. Определение температуры структуры

Вид нагрузки	График потерь мощности
Непрерывная установившаяся нагрузка	
Однократный импульс нагрузки	
Серия коротких импульсов нагрузки с равной амплитудой	
Серия коротких импульсов нагрузки с неравной амплитудой	
Длинная серия импульсов с равной амплитудой (приближенное решение)	
Перегрузка, следующая за непрерывной работой (неимпульсная перегрузка)	
Перегрузка, следующая за непрерывной работой (импульсная перегрузка, приближенное решение)	

Примечание. $T_{оп}$ — температура «опорной» точки (температура среды); r_N — переходное сопротивление

для типовых импульсов мощности

Кривая нарастания температуры	Решения для температуры перехода и потерь мощности
	$T - T_{\text{оп}} = P_0 R_T;$ $P_0 = \frac{T - T_{\text{оп}}}{R_T}$
	$T_1 - T_{\text{оп}} = P_0 r_1; \quad T_2 - T_{\text{оп}} = P_0 (r_2 - r_{2-1});$ $P_0 = \frac{T_1 - T_{\text{оп}}}{r_1}$
	$T_1 - T_{\text{оп}} = P_0 r_1;$ $T_3 - T_{\text{оп}} = P_0 [r_3 - r_{3-1} + r_{3-2}];$ $T_5 - T_{\text{оп}} = P_0 [r_5 - r_{5-1} + r_{5-2} - r_{5-3} + r_{5-4}]$ <p style="text-align: center;">и т.д.</p>
	$T_1 - T_{\text{оп}} = P_0 r_1;$ $T_2 - T_{\text{оп}} = P_0 r_3 - P_0 r_{3-1} + P_2 r_{3-2};$ $T_3 - T_{\text{оп}} = P_0 r_5 - P_0 r_{5-1} + P_2 r_{5-2} - P_2 r_{5-3} + P_4 r_{5-4} \text{ и т.д.}$
	$T_{\text{п}} - T_{\text{оп}} = P_0 \left[\frac{t_p R_T}{\tau} \left(1 - \frac{t_p}{\tau} \right) \right] r_{\tau+t_p} - r_{\tau} + r_{t_p};$ $P_0 = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{оп}}}{\frac{t_p R_T}{\tau} \left(1 - \frac{t_p}{\tau} \right) r_{\tau+t_p} - r_{\tau} + r_{t_p}}$
	$T_{\text{п}} - T_{\text{оп}} = P_H R_T + (P_{\text{п}} - P_H) r_{t_{\text{п}}};$ $P_{\text{п}} = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{оп}} - P_H R_T}{r_{t_{\text{п}}}} + P_H$
	$T_{\text{п}} - T_{\text{оп}} = P_H R_T + P_0 \left[\left(\frac{t_p}{\tau} + \frac{P_H}{P_0} \right) r_{t_{\text{п}}} + \left(1 - \frac{t_p}{\tau} \right) r_{\tau+t_p} - r_{\tau} + r_{t_p} \right];$ $P_0 = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{оп}} - P_H (R_T + r_{t_{\text{п}}})}{\left(\frac{t_p}{\tau} - \frac{P_H}{P_0} \right) r_{t_{\text{п}}} + \left(1 - \frac{t_p}{\tau} \right) r_{\tau+t_p} - r_{\tau} + r_{t_p} - r_{t_p}}$

для интервала $t_{\text{п}}$; $r_{\text{п-m}}$ — переходное тепловое сопротивление для интервала $(t_{\text{п}}, t_{\text{м}})$.

При воздействии импульсной мощности произвольной формы $P(t)$ для расчета температуры $T_J(t)$ можно воспользоваться аналитической формулой Дюамеля:

$$T_J(t) = T_0 + P(t)Z_{ThJC}(t) + \int_0^t P(\tau) \frac{\partial(Z_{ThJC}(t-\tau))}{\partial \tau} d\tau. \quad (3.67)$$

На практике аналитическое решение представляется довольно сложной задачей. Поэтому применяют либо численный расчет многозвенной тепловой модели на ЭВМ, либо преобразуют импульс мощности $P(t)$ в эквивалентный импульс прямоугольной формы. Для типовых комбинаций повторяющихся импульсов мощности расчет температуры перехода $T_J(t)$ представлен в **Табл. 3.9**.

3.4.3. Допустимые режимы работы ключей

С учетом теории, изложенной в разделах 3.4.1—3.4.2, можно определить зависимость тока нагрузки от температуры корпуса силового ключа с учетом максимально допустимой температуры перехода.

Для импульса прямого тока (**Рис. 3.50**) были получены формулы 3.55 и 3.56, определяющие среднюю P_{AV} и максимальную P_M мощность потерь в ключе. С учетом тепловых сопротивлений прибора для средней $T_J(av)$ и максимальной $T_J(max)$ температуры перехода можно записать выражения:

$$T_J(av) = T_C + P_{AV} R_{ThJC}; \quad (3.68)$$

$$T_J(max) = T_C + P_M Z_{ThJC}(t_P), \quad (3.69)$$

где T_C — температура корпуса ключа;

R_{ThJC} — статическое тепловое сопротивление переход-корпус;

$Z_{ThJC}(t_P)$ — переходное тепловое сопротивление переход—корпус в конце импульса тока нагрузки;

t_P — длительность тока нагрузки.

С уменьшением длительности импульсного тока t_P и увеличением скажности D , что фактически эквивалентно росту частоты переключения, переходное тепловое сопротивление $Z_{ThJC}(t)$ выходит на горизонтальные участки (**Рис. 3.61**). Это означает, что в данном интервале частот тепловая инерция в структуре ключа достаточно велика, а средняя температура перехода $T_J(av)$ практически не отличается от максимальной $T_J(max)$. При этом выполняется равенство:

$$\frac{P_M}{P_{AV}} = \frac{R_{ThJC}}{Z_{ThJC}(t_P)}. \quad (3.70)$$

Расчеты показывают, что данное утверждение справедливо для частот переключения $f > 3 \dots 10$ кГц. В остальных случаях $T_J(\max) > T_J(av)$ и расчет тепловой перегрузки следует производить с использованием диаграмм переходного теплового сопротивления.

Используя формулы 3.56 и 3.69 для максимальной температуры перехода, можно записать выражение:

$$T_J(\max) = T_C + E_0 (t_P)^{-1} Z_{ThJC}(t_n). \quad (3.71)$$

В общем случае энергия потерь E_0 является функцией тока нагрузки. Тогда при заданной максимально допустимой температуре перехода уравнение (3.71) представляет собой неявную формулу для расчета допустимого тока ключа.

Например для мощного МДП-транзистора энергию потерь E_0 с учетом формул (3.45), (3.48) и (3.50) можно представить в виде:

$$E_0 = \frac{I_M E t_R}{K_{ON}} + \frac{I_M E t_F}{K_{OFF}} + I_M V_{COND} t_P. \quad (3.72)$$

Напряжение насыщения МДП-ключа в открытом состоянии V_{COND} можно также выразить функцией тока нагрузки:

$$V_{COND} = I_M R_{DS(on)}, \quad (3.73)$$

где $R_{DS(on)}$ — сопротивление проводящего канала в открытом состоянии.

Тогда допустимый ток нагрузки при максимальной температуре перехода $T_J(\max)$ определяется решением квадратного уравнения:

$$I_M = \sqrt{\frac{T_J(\max) - T_C}{Z_{ThJC}(t_P) R_{DS(on)} + \frac{E^2}{4 R_{DS(on)}^2 t_P^2} \left(\frac{t_R}{K_{ON}} + \frac{t_F}{K_{OFF}} \right)^2} - \frac{E}{2 R_{DS(on)} t_P} \left(\frac{t_R}{K_{ON}} + \frac{t_F}{K_{OFF}} \right)} \quad (3.74)$$

Аналогичный подход можно применить и для других вариантов силовых ключей. В случае достаточно сложных аналитических выражений используют итерационные методы расчета. В справочной литературе допустимый ток нагрузки как функция температуры корпуса при максимальной температуре перехода представляется графически. При этом учитывается форма данного тока (**Рис. 3.62**).

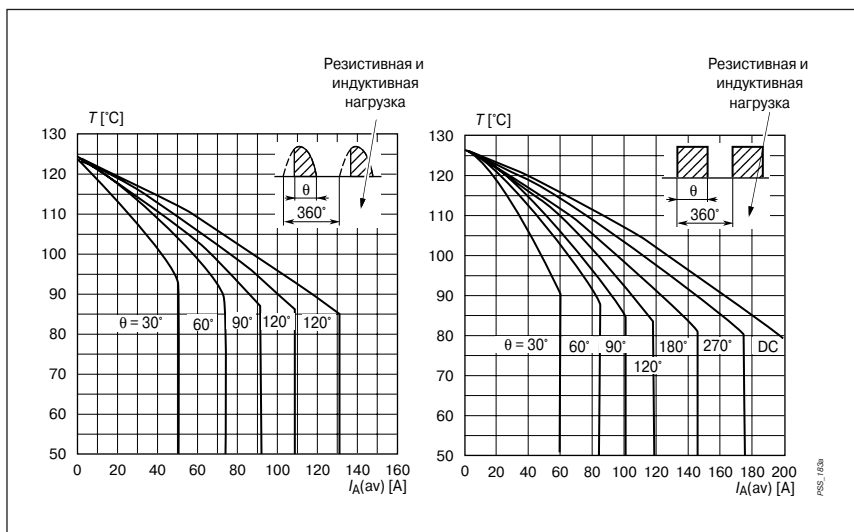


Рис. 3.62

Зависимость допустимого тока нагрузки ключа синусоидальной (а) и прямоугольной (б) формы от температуры корпуса

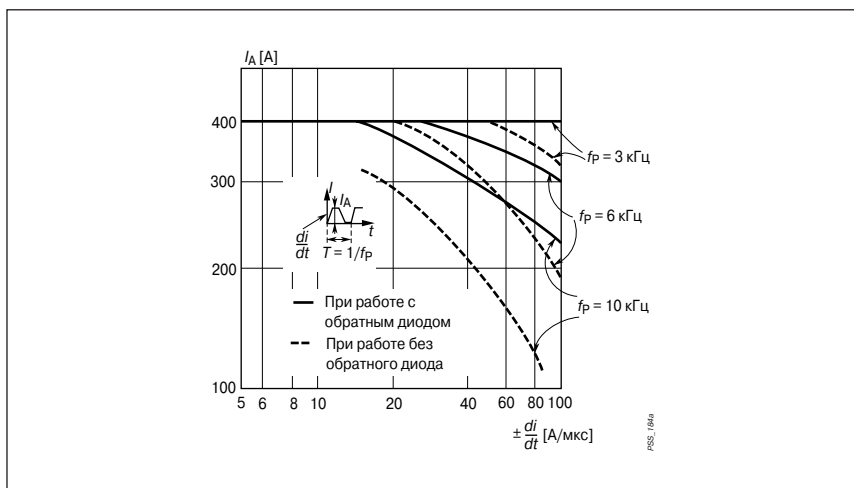


Рис. 3.63

Зависимость максимально допустимого тока нагрузки от скорости изменения тока

Полученные результаты учитывали одномерные тепловые процессы в структуре полупроводникового ключа, т.е. предполагалось, что максимальная температура структуры действует на всей площади перехода. Это, как правило, справедливо при относительно больших длительностях протекающего тока, когда полупроводниковая структура прибора успевает полностью включиться. Рекомендуется использовать представленное в справочных данных переходное тепловое сопротивление для тепловых расчетов в интервалах времени > 10 мкс. В диапазоне единиц микросекунд в структуре полупроводникового ключа протекают неодномерные процессы, приводящие к локализации энергетических потерь и образованию так называемых «горячих пятен». Значение предельно допустимых температур в локальных объемах много больше, чем максимальная температура одномерно нагретого перехода. Основные причины эффектов локализации были рассмотрены во второй главе, где представлены базовые структуры силовых ключей. Учет влияния процессов локализации сводится к усложнению тепловой модели ключа. Для оценки локального распределения температуры в структуре ключа используют сложные уравнения математической физики с применением численных методов расчета на ЭВМ. После определения изменения температуры локального объема решают обратную задачу: восстанавливают параметры многозвенной RC-модели для заданного распределения температуры. Полученная таким образом электротепловая модель учитывает теплоемкость и постоянную времени локализованного объема и используется далее для расчета предельных режимов в микросекундном временном диапазоне. В справочных данных влияние режимов локальной перегрузки косвенно учитывается в характеристиках допустимых выходных токов от скорости их изменения (**Рис. 3.63**).

4

Глава

Управление полупроводниковыми ключами

4.1. Формирователи управляющих импульсов в структуре систем управления преобразователями

Преобразователи электрической энергии состоят из силовой и управляющей частей, находящихся в непрерывном взаимодействии (**Рис. 4.1**).

Силовая часть, выполненная на управляемых ключах, обеспечивает передачу и преобразование энергии от источника питания к нагрузке. Задача управляющей части — управление потоком энергии, а также сбор и обработка информации о состоянии и функционировании всей системы преобразователя и диагностика ее неисправностей. Система управления предназначена для выработки импульсов управления силовыми ключами. Функционально она представляет собой отдельный, самостоятельный блок. В схемотехническом и конструктивном исполнении система управления является частью общей информационной системы. Необходимые характеристики системы управления определяются схемой и режимом работы преобразователя. Например, в ведомых сетью преобразователях с естественной коммутацией силовых ключей (управляемые выпрямители, ведомые инверторы, реверсивные преобразователи, преобразователи частоты с непосредственной связью) системы управления строятся на основе регулирования фазы управляющих импульсов (импульсно-фазовое управление). Суть метода управления в изменении момента подачи отпирающих импульсов ключа по отношению к синусоидальной кривой напряжения сети (изменение угла управления α) (**Рис. 4.2**).

Функциональные блоки системы управления выполняют следующие задачи:

1 — формирование неискаженного синусоидального напряжения соответствующей амплитуды и фазы на основе питающего напряжения

при потенциальной развязке с сетью;

2 — получение последовательности синхронизирующих импульсов с частотой кратной частоте сети;

3 — формирование угла управления α , отсчитываемого от начала полупериода напряжения сети и определяемого управляющим сигналом V_y ;

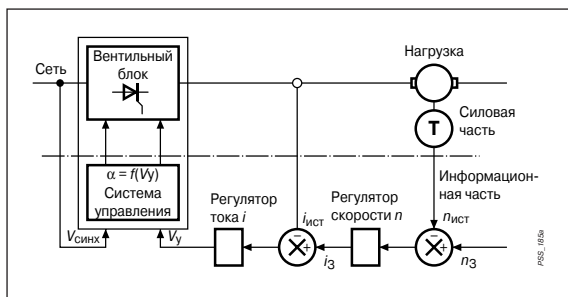


Рис. 4.1

Структурная схема преобразователя для регулируемого электропривода

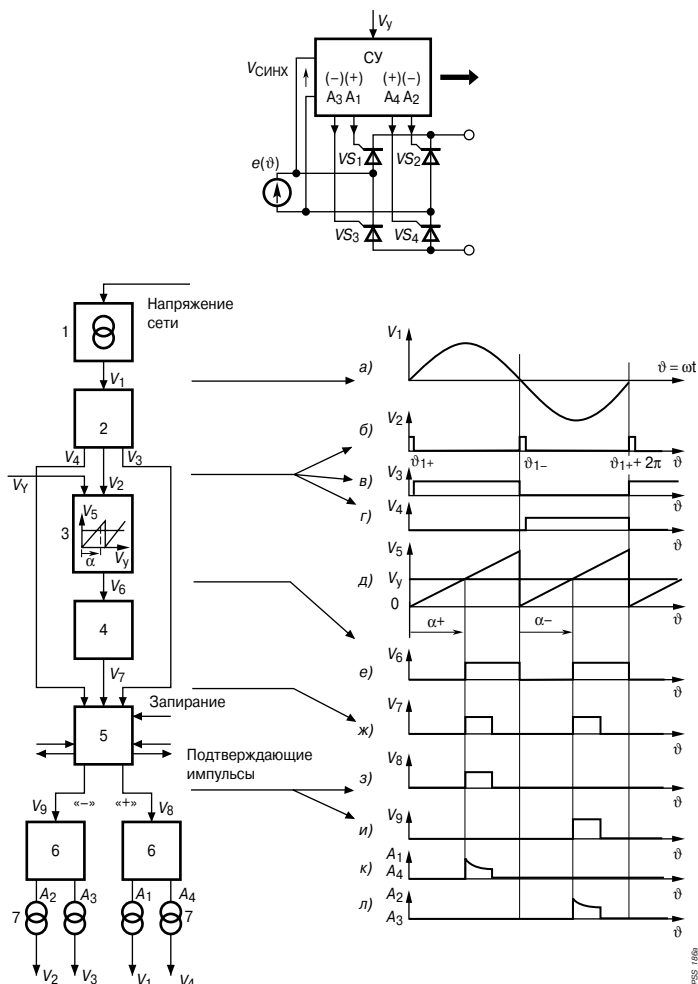


Рис. 4.2

Функциональная схема импульсно-фазовой системы управления мостовым преобразователем

- 4 — формирование длительности управляющих импульсов;
- 5 — распределение задержанных импульсов по каналам управления;
- 6 — усиление импульсов управления и формирование форсирующего фронта отпирания;
- 7 — передача импульсов на управляющие электроды, потенциальная развязка и защита от помех.

Системы управления автономными инверторами требуют модификации алгоритма переключения вентиля, что обусловлено специфическими режимами работы того или иного преобразователя. Например, в автономных инверторах напряжения используют различные длительности открытого состояния ключа при широтно-импульсном способе формирования и регулирования выходного напряжения (**Рис. 4.3**).

Система управления импульсными преобразователями постоянного напряжения строится на основе импульсных методов регулирования выходных напряжений. Здесь также применяется широтно-импульсный метод регулирования, изменяющий длительность управляющих импульсов при неизменной частоте их следования, а также частотно-импульсный метод, соответственно изменяющий частоту следования импульсов при постоянной длительности. Наибольшее распространение получили системы управления первой группы, содержащие специальный широтно-импульсный модулятор, управляющий работой регулирующего ключа (**Рис. 4.4**).

Для стабилизации выходного напряжения в системах управления импульсными преобразователями создают замкнутый контур регулирования по отклонению выходного напряжения от заданного опорного уровня.

Существенным отличием систем управления автономными инверторами является замена блока синхронизации генератором тактовых импульсов, который определяет частоту выходного напряжения или тока.

Современная тенденция развития систем управления преобразователями характеризуется повышением степени интеграции элементов. Схемотехнические решения на базе дискретных компонентов уступают место интегральным микросхемам и микроконтроллерам, обеспечивающим переход от жестких алгоритмов управления к более гибким, максимально учитывающим специфику работы ключа и схемы.

Наиболее универсальным средством для создания управляющей части преобразователя является микроконтроллер, который, во-первых, управляет логикой переключения вентиля силовой части, получая сигналы обратных связей по токам и напряжениям, и, во-вторых, обеспечивает интерфейсные функции для связи с оператором и другими технологическими объектами. Например, в состав микроконтроллеров для применения в системах управления электродвигателями включается необходимое чис-

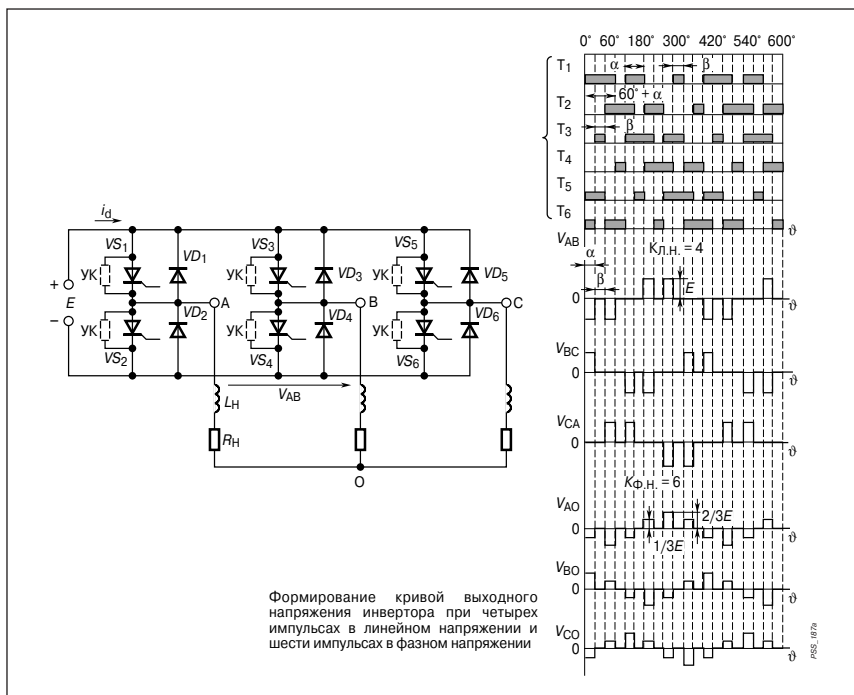


Рис. 4.3

Широтно-импульсный способ управления силовыми ключами мостового автономного инвертора напряжения

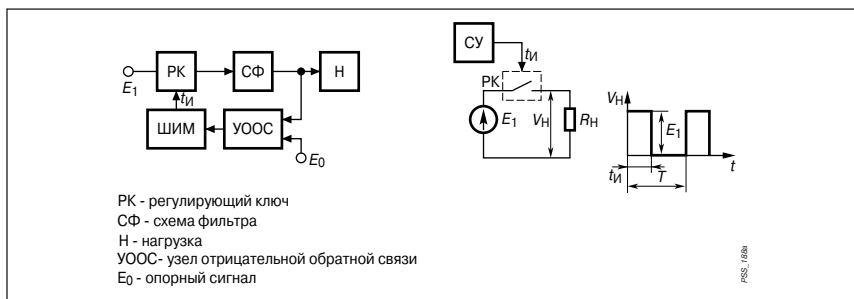


Рис. 4.4

Широтно-импульсная система управления импульсным преобразователем постоянного напряжения

ло программируемых ШИМ-генераторов, которые, получая от процессора информацию о требуемой частоте и скважности, самостоятельно осуществляют согласованное управление силовыми ключами инвертора. Кроме этого, модуль ШИМ выполняет дополнительные функции согласования ШИМ-сигналов и управление их полярностью, вставку программируемого так называемого «мертвого времени» для управления верхним и нижним ключами мостовой схемы, а также компенсацию влияния данного времени на искажение выходного напряжения нагрузки (Рис. 4.5).

Детальное рассмотрение возможностей и назначения различных схем микроконтроллеров выходит за рамки данной книги, а интересующиеся данной проблемой читатели могут обратиться к специальной литературе.

Как правило, мощности выходных сигналов цифровых схем управления недостаточно для надежной работы силовых ключей. По этой причине в системах управления используют выходные усилители, называемые также оконечными каскадами. Данные схемы должны обеспечивать такие уровни сигналов управления, чтобы потери мощности в выключенном или открытом состоянии ключа, а также в динамических режимах переключения были минимально возможными и не превышали допустимых пределов. Важнейшей дополнительной функцией выходных усилителей является защита силового ключа. Это осуществляется путем контроля за определенными электрическими параметрами ключа и обеспечением его выключения подачей дополнительного запирающего сигнала через оконечный усилитель. В большинстве случаев выходной усилитель обеспечивает также потенциальную развязку между силовой и информацион-

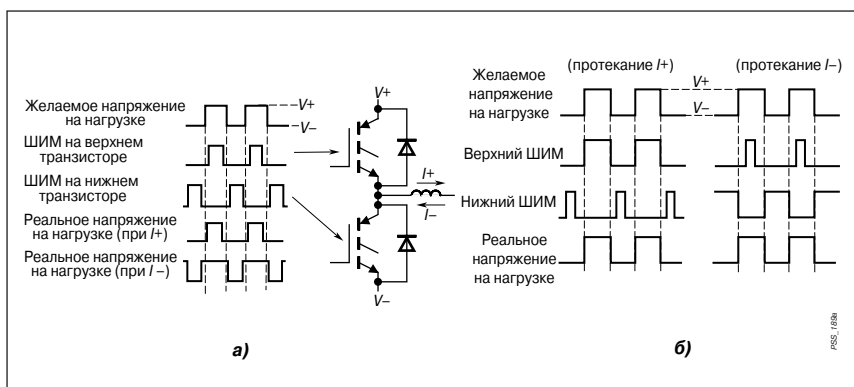


Рис. 4.5

Влияние «мертвого времени» на выходное напряжение (а) и компенсацию его влияния модулем ШИМ (б)

ной частью преобразователя. Для цепей управления мощными полупроводниковыми ключами разрабатываются специальные интегральные схемы выходных усилителей, называемые драйверами (driver). Схемотехника выходных усилителей применительно к конкретным типам силовых ключей, а также вопросы подключения драйверов к входным цепям и обеспечение их питания рассматриваются в следующих разделах главы.

4.2. Основные типы формирователей импульсов управления

Часть системы управления преобразователем, которая формирует логику входных сигналов силовых ключей, а затем их усиливает до требуемых уровней тока и напряжения, называется формирователем импульсов управления (ФИУ). Таким образом, в структуре ФИУ различают информационно-логическую часть (ИЛЧ) и усилитель управляющих импульсов (УИ). Функцией УИ является формирование мощных импульсов, согласованных с управляющей цепью силового ключа данного типа. Основным источником помех для системы управления является силовая часть преобразователя и частично усилительный блок ФИУ. Протекание силовых токов большой амплитуды создает проблемы в надежности функционирования системы управления и может явиться причиной отказов в ее работе. В качестве примера на **Рис. 4.6** представлена мостовая схема, в которой блок управления имеет непосредственную связь с силовой шиной преобразователя.

При отпирании нижнего ключа в левом плече мостовой схемы на шине силового тока наводится напряжение помехи $L di/dt$, обусловленное паразитной индуктивностью. При этом потенциалы указанных на схеме точек изменяются: $\varphi_A > \varphi_B > \varphi_C$. С точки зрения системы управления это вызывает следующие проблемы:

1. Так как $\varphi_A > \varphi_B$, включение левого нижнего ключа будет происходить с большей задержкой.

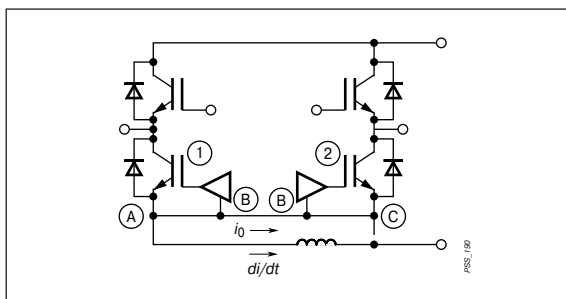


Рис. 4.6

Влияние силовой части преобразователя на работу системы управления

2. Так как $\varphi_C < \varphi_B$, входное напряжение на закрытом правом нижнем ключе возрастает;

3. Так как $\varphi_A > \varphi_C$, по общей шине системы управления начинает протекать паразитный ток обратной связи, который увеличивается с ростом силового тока и паразитной индуктивности. Это приводит к сбоям в системе управления, особенно в структуре ИЛЧ.

По указанным причинам во всех мощных преобразователях осуществляют потенциальную развязку между силовой и управляющей частью. Дополнительной причиной необходимости разделения силовых и управляющих цепей преобразователя является так называемая проблема управления силовыми ключами верхнего уровня (по отношению к нагрузке), которые не имеют непосредственной связи с общей шиной силовой схемы.

По принципу построения потенциальной развязки ФИУ делятся на следующие типы (**Рис. 4.7**):

1. ФИУ, использующие передачу импульса управления заданной формы и мощности при потенциальной развязке за счет трансформатора.
2. ФИУ, использующие раздельную передачу энергии и информационного сигнала, определяющего в основном длительность и фазу импульса управления.

В свою очередь ФИУ первой группы делятся на схемы, использующие трансформатор напряжения или трансформатор тока. ФИУ с раздельной передачей энергии и информации классифицируются по типу потенциальной развязки информационной составляющей и способу передачи энергии к схеме усилителя. Развязка в информационном канале осуществляется либо при помощи высокочастотного трансформатора, либо с использованием оптронов. При очень высоких рабочих напряжениях преобразова-

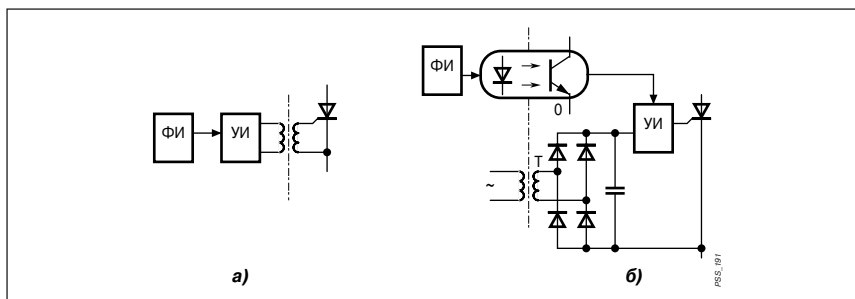


Рис. 4.7

Варианты ФИУ по типу потенциальной развязки: совместная передача энергии и формы управляющего импульса (а) и раздельная передача энергии и информационного сигнала (б)

теля используют вместо оптронов специальные оптоволоконные системы передачи сигналов. Энергия к схеме усилителя подводится либо от питающей сети с помощью низкочастотного трансформатора, либо осуществляется отдельное питание от изолированного источника постоянного тока, либо схема изолированного источника питания использует энергию из выходной цепи силового ключа (**Рис. 4.8**).

Интегральные драйверы для мощных ключей представляют собой ФИУ с разделением функций импульсов управления и информации по мощности. Данные схемы изготавливаются методом гибридной технологии как для отдельных ключей, так и для применения в схемах мостовой конфигурации для раздельного управления ключами верхнего и нижнего уровня. По способу потенциальной развязки информационного канала применяются драйверы со встроенными схемами оптронной и высокочастотной трансформаторной изоляции цепей, а также драйверы, предусматривающие внешнее подключение схемы развязки. Питание драйвера может быть организовано любым из перечисленных способов передачи энергии для ФИУ второй группы.

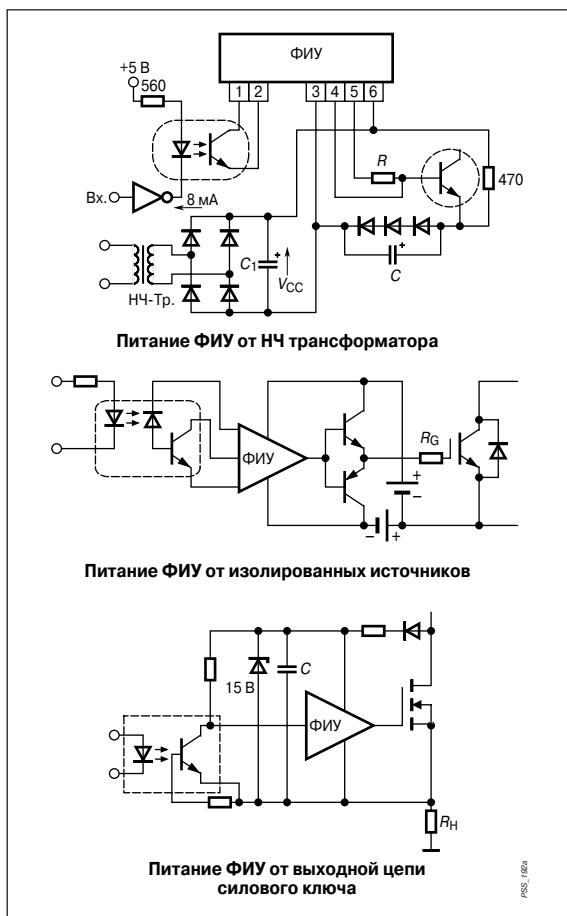


Рис. 4.8

Варианты ФИУ с раздельной передачей энергии и информационного сигнала

4.3. Формирователи импульсов управления с совместной передачей энергии и формы управляющего сигнала

4.3.1. Трансформаторные ФИУ биполярных транзисторов

При достаточно большом количестве разнообразных схемных вариантов трансформаторных ФИУ биполярных транзисторов, с точки зрения методов управления, все они могут быть сведены к двум основным режимам: постоянный ток управления (ток базы) при изменении тока нагрузки и пропорциональное изменение тока управления с изменением тока нагрузки. Для импульсного трансформатора это, как правило, означает, что в первом случае он используется как трансформатор напряжения, а во втором как трансформатор тока (**Рис. 4.9**). С энергетической точки зрения пропорциональное управление более выгодно, поскольку при постоянном токе управления расходуется избыточная мощность.

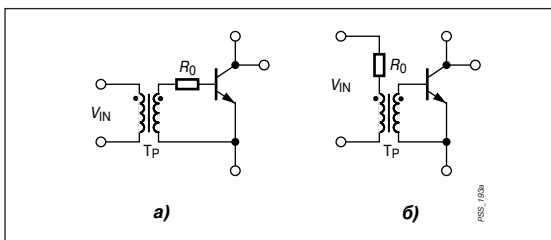


Рис. 4.9

Варианты применения импульсного трансформатора: трансформатор напряжения (а), трансформатор тока (б)

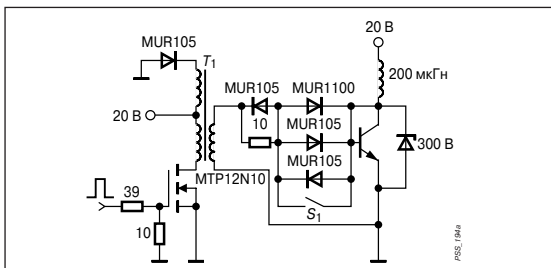


Рис. 4.10

Управление биполярным транзистором от трансформаторного ФИУ с дополнительной обмоткой

Рассмотрим несколько вариантов практических схем трансформаторных ФИУ применительно к современным ключевым высоковольтным транзисторам.

На **Рис. 4.10** представлена схема ФИУ, в котором трансформатор используется в режиме заданного тока базы за счет ограничивающего резистора во вторичной обмотке (трансформатор напряжения). Кроме этого, используется дополнительная обмотка, осуществляющая рекуперацию энергии, накопленной в индуктивности намагничивания, и защищающая регулирующий МДП-

транзистор. Схема ФИУ за счет отрицательного напряжения на вторичной обмотке трансформатора осуществляет форсированное запирающее силовое ключа в режиме лавинного пробоя входного перехода транзистора. Ключевые транзисторы MJ16000A, изготовленные по технологии SMIII (см. главу 2), допускают режим лавинного пробоя в течение времени порядка 10 мкс. Временные характеристики переключения силового транзистора при токе базы 1 А составляют порядка 100 нс для фронтов и 2.5 мкс для рассасывания избыточного заряда. При использовании схемы нелинейной обратной связи время рассасывания уменьшается до значения менее 1 мкс.

Недостатком рассматриваемого варианта ФИУ является ограничение обратной ОБР силового ключа на уровне тока порядка 2 А при высоких выходных напряжениях.

Пропорциональное токовое управление, кроме энергетической эффективности, позволяет поддерживать насыщенное состояние транзистора при различных нелинейных нагрузках, вызывающих изменение выходного тока ключа. Данный принцип управления используют также в автогенераторных системах управления для двухтактных преобразователей. На **Рис. 4.11** представлена схема преобразователя для питания галогеновой лампы напряжением 12 В. В данном устройстве используется автогенераторное управление на основе импульсного трансформатора с насыщающимся сердечником. Входной ток транзисторов задается пропорциональным току нагрузки, поскольку импульсный трансформатор используется в режиме трансформатора тока. Резисторы R_2 и R_3 , включенные последовательно с входной цепью силового транзистора, имеют небольшую величину и служат для вы-

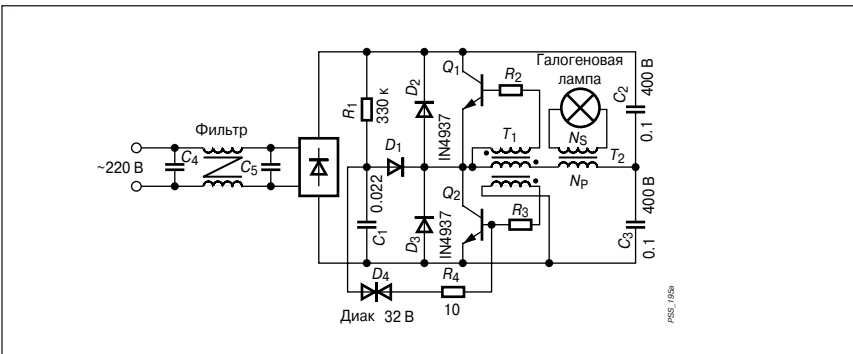


Рис. 4.11

Полумостовой инвертор с автогенераторным управлением

равнивания разброса входных дифференциальных сопротивлений. Первичная обмотка импульсного трансформатора выполнена в виде одного витка, при этом количество витков вторичной обмотки определяется коэффициентом передачи тока силового транзистора. Рабочая частота переключения определяется параметрами импульсного трансформатора и материалом магнитного сердечника. Для схем подобного применения она устанавливается в диапазоне 25...50 кГц.

Ключи на современных биполярных транзисторах с эмиттерной коммутацией обладают широкой областью максимальных режимов и часто используются в ключевых источниках питания. Обычные схемы коммутации обладают существенным недостатком — увеличенным фронтом спада силового тока, что вызывает значительные динамические потери. Одним из способов снижения мощности потерь является предварительный вывод силового транзистора из режима глубокого насыщения с последующим форсированным запирающим за счет размыкания цепи эмиттера. Наиболее просто этот принцип управления реализуется с применением индуктивной коммутации эмиттера на основе импульсного трансформатора тока (Рис. 4.12).

При включении силового транзистора импульсом эмиттерного тока начинает увеличиваться ток в катушке индуктивности намагничивания импульсного трансформатора под действием приложенного к ее обмоткам напряжения.

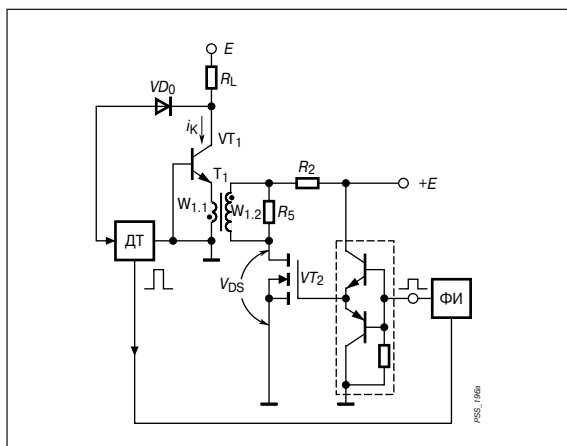


Рис. 4.12

Ключ с эмиттерной коммутацией на основе импульсного трансформатора

В результате суммарный ток в эмиттерной цепи постепенно уменьшается. В некоторый момент времени управляющий ток снижается до нулевого значения и силовой транзистор плавно выходит из насыщения. При возрастании напряжения на коллекторе выше некоторого значения происходит (по сигналу датчика) отключение первичной обмотки трансформатора от источника питания. При этом ток на-

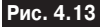


Рис. 4.13

магничивания продолжает протекать встречно эмиттерной цепи силового транзистора, вызывая его форсированное выключение. Диаграммы переходных процессов в транзисторном ключе показаны на **Рис. 4.13**.

Поскольку в ключевых приборах с изолированным затвором (МДП-транзисторы, IGBT, МСТ) потери во входной цепи минимальны, импульсные трансформаторы могут быть эффективно применены для управления в высокочастотных схемах мостовой конфигурации или в схемах с заземленной нагрузкой. Типовая схема подключения трансформаторного ФИУ представлена на **Рис. 4.14**.

Рис. 4.14

1. Зависимость амплитуды импульса управления

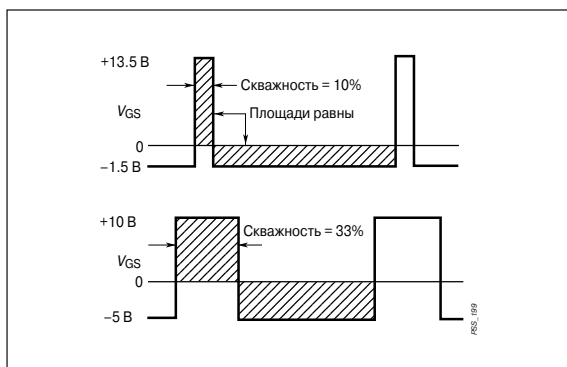


Рис. 4.15

Зависимость амплитуды импульса управления от скважности для трансформаторного ФИУ

от скважности. При использовании импульсного трансформатора площади положительной и отрицательной части передаваемого сигнала (Рис. 4.15) на интервалах открытого и закрытого состояния ключа равны друг другу. При увеличении относительной длительности прямого сигнала происходит уменьшение его амплитуды. Увеличение скважности

более чем на 30% приводит к снижению амплитуды напряжения управления от 15 В до уровня менее 12 В, что является пределом для ключей с изолированным затвором. Попытки расширить рабочий диапазон скважности за счет увеличения напряжения питания ФИУ ограничены амплитудой 20 В, как правило, максимально допустимой для изолированных затворов.

2. Ограничение максимальной и минимальной длительности передаваемого сигнала. Возможность магнитного насыщения сердечника трансформатора ограничивает максимальную длительность передаваемого сигнала (не более 100...200 мкс). С другой стороны, при очень коротких импульсах (единицы микросекунд) возможно ограничение скорости нарастания тока в силовом ключе, а также ухудшение динамики выключения из-за недостаточной энергии, запасенной в обмотках трансформатора.

3. Зависимость стабильности времени выключения от длительности прямого сигнала. Эта проблема также связана с изменением мощности запирающего сигнала от длительности открытого состояния ключа.

Решение перечисленных проблем осуществляется схемотехническими способами за счет использования дополнительных компонентов в ФИУ. Снижение зависимости тока намагничивания от длительности прямого импульса обеспечивают включением в первичную обмотку трансформатора разделительного конденсатора, выполняющего также функцию дополнительного источника питания при запираании ключа (Рис. 4.16).

На **Рис. 4.17** представлена схема трансформаторного ФИУ, которая обеспечивает управление в диапазоне скважности от 1 до 99%. Заряд входной емкости силового ключа обеспечивается в данной схеме через внутренний диод дополнительного транзистора. При этом импульсный трансформатор может работать в режиме насыщения, поскольку контур разряда входной емкости при закрытом дополнительном транзисторе отсутствует. При переключении сигнала в первичной обмотке дополнительный ключ отпирается, обеспечивая разряд входной емкости и выключение силового ключа.

Дополнительный ключ, отпираемый за счет энергии обратного выброса, обеспечивает в схеме на **Рис. 4.18** постоянно времени выключения силового транзистора даже при значительном изменении ширины прямого импульса управления.

Импульсный трансформатор эффективно используется в схеме управления трехфазным мостовым инвертором

для двигателя переменного тока (**Рис. 4.19**). Пакеты управляющих импульсов частотой 3 МГц выделяются на выходе логической схемы «И» и

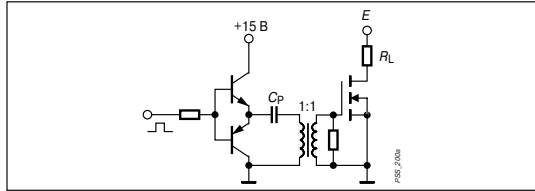


Рис. 4.16

Применение разделительного конденсатора в ФИУ

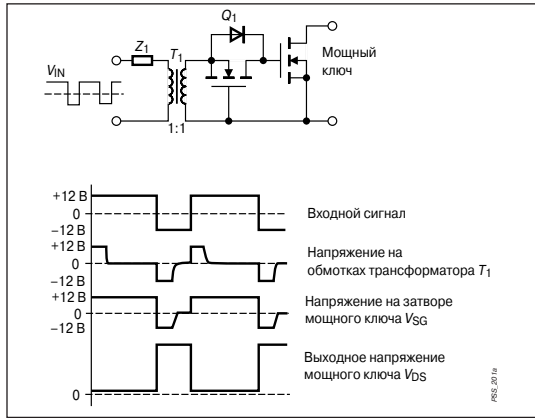


Рис. 4.17

Трансформаторный ФИУ с широким диапазоном скважности

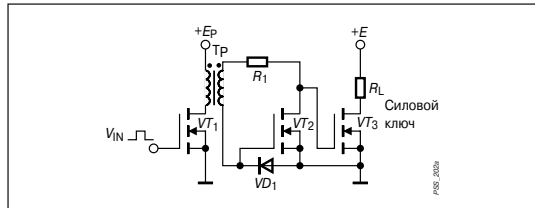


Рис. 4.18

Трансформаторный ФИУ со стабилизацией параметров выключения силового транзистора

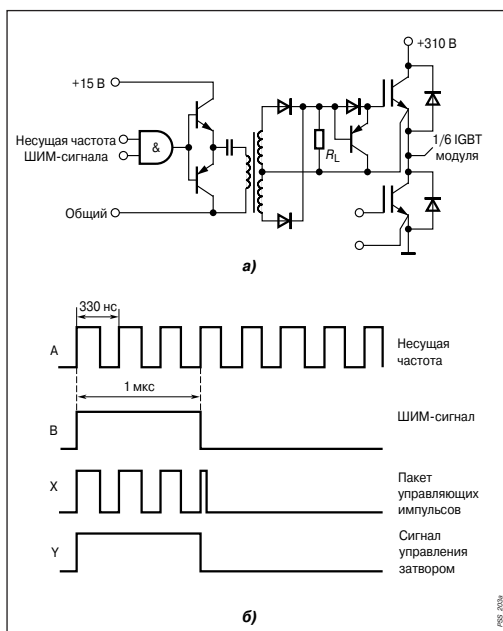


Рис. 4.19

Трансформаторный ФКУ для инвертора с ШИМ-управлением (а) и диаграммы его работы (б)

через эмиттерный повторитель и разделительный конденсатор поступают на первичную обмотку импульсного трансформатора. Данный пакет представляет собой результат логического перемножения сигнала несущей частоты 3 МГц и ШИМ-сигнала частотой $\sim 12...20$ кГц, генерируемых с помощью микроконтроллера, управляющего работой преобразователя. Далее управляющий пакет выпрямляется на вторичной стороне ФКУ и используется для управления силовым ключом. Для надежного запирающего ключа используется дополнительный $p-n-p$ -транзистор, аналогично рассмотренной схеме на **Рис. 4.18**. Осциллограммы импульса управления показаны на **Рис. 4.20**.

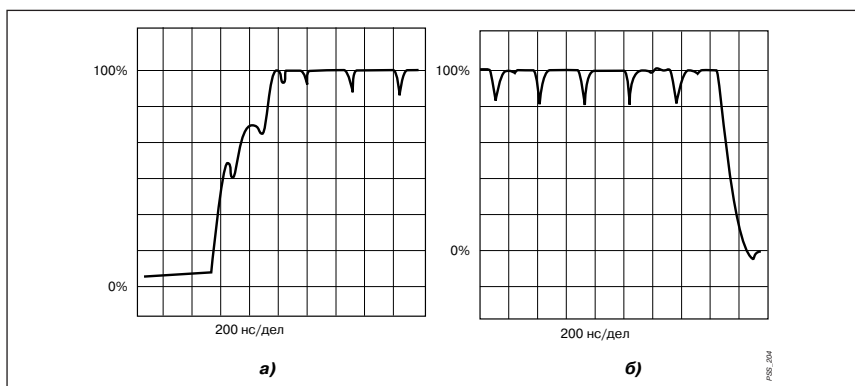


Рис. 4.20

Осциллограммы нарастания (а) и спада (б) импульса управления

Высокая частота передаваемого пакета, а также низкая мощность, потребляемая во входной цепи ключей с изолированным затвором, позволяют использовать импульсный трансформатор очень малых размеров. В приведенном примере схемы управления, разработанной компанией Infineon Technologies, используется тороидальный сердечник с площадью поверхности 3 см^2 , весом 1 г.

4.3.3. Трансформаторные ФИУ тиристоров

Трансформаторные ФИУ традиционно применяются в схемах управления однооперационными тиристорами. Основные требования, которые предъявляются к подобным схемам, обусловлены внутренними особенностями переключения структуры тиристора, параметрами цепи управления и нагрузкой преобразователя. Перечислим главные:

1. Для исключения возможности локального перегрева структуры необходимо обеспечить минимально гарантированную начальную площадь включения тиристора. Это достигается подачей импульса управления с крутым фронтом нарастания тока ($0.1...0.3 \text{ мкс}$) и минимально необходимой амплитудой, которая определяется типом тиристора ($0.5...5 \text{ А}$).
2. Для гарантированного отпирания тиристора и поддержания регенеративного процесса необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления ($\sim 10 \text{ мкс}$).
3. В схемах с большой индуктивной нагрузкой, а также в выпрямительных устройствах, работающих на противонаправленных Э.Д.С, необходимо поддерживать на управляющем электроде тиристора длительные сигналы управления (до 1 мс) для обеспечения гарантированного включения.
4. Рабочая точка нагрузки управляющего электрода должна находиться в зоне оптимального управления, которая задается в справочных данных (**Рис. 4.21**). Типовыми параметрами управляющего сигнала являются ток $I_G \approx 1...5 \text{ А}$ и напряжение $V_G \approx 5...20 \text{ В}$.
5. Характеристики используемого трансформатора должны обеспечивать необходимую изоляцию между цепями управления и силовой частью преобразователя (как правило, требуемое напряжение изоляции $> 2.5 \text{ кВ}$).
6. ФИУ должен обеспечивать необходимые параметры помехоустойчивости тиристорных схем.

Построение схемы ФИУ следует начинать с выбора импульсного трансформатора, характеристики которого согласуются с пунктами требований 1, 2 и 5. Многие производители силовых ключей либо рекомендуют необходимый тип трансформатора, либо имеют его в перечне сво-

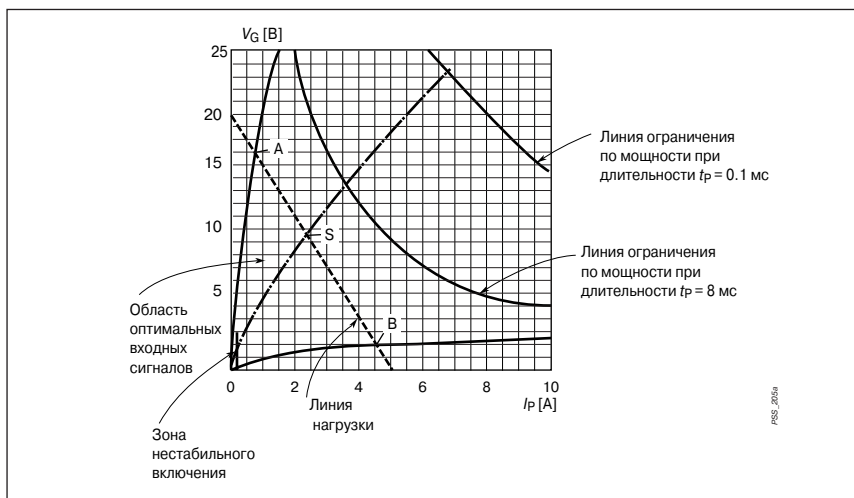


Рис. 4.21

Характеристика цепи управления однооперационного тиристора

ей продукции. Например, компания Semikron предлагает специальные импульсные трансформаторы серии SKPT со следующими параметрами:

- напряжение изоляции 2.5...4 кВ;
- выходное напряжение (в режиме холостого хода) 5...15 В;
- импульсный выходной ток 0.1...1 А;
- время нарастания фронта тока 0.3...5 мкс;
- ширина импульса на выходе 10...75 мкс;
- частота переключения 5...10 кГц;
- вольтсекундный показатель 330...350 В·мкс.

Типовая схема трансформаторного ФИУ с ограничивающим резистором в первичной обмотке представлена на **Рис. 4.22**.

Напряжение на вторичной обмотке трансформатора определяется входной характеристикой цепи управления и прямым падением напряжения на открытом диоде. Для заданной длительности импульса управления нельзя превышать вольтсекундный показатель импульсного трансформатора. Влияние индуктивности намагничивания проявляется в уменьшении амплитуды импульса.

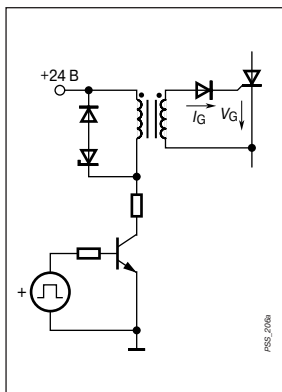


Рис. 4.22

Типовая схема трансформаторного ФИУ однооперационного тиристора

литуды импульса управления с течением времени. На **Рис. 4.23** представлены осциллограммы тока и напряжения в первичной и выходной обмотке трансформатора.

Для применения в схемах с большой индуктивностью в цепи нагрузки рекомендуется использовать пакетный режим передачи импульсов, что позволяет увеличивать длительность импульса управления без насыщения трансформатора (**Рис. 4.24**).

Применяемый в представленных схемах диод, включенный последовательно с входной цепью тиристора, поднимает порог отпирания ключа на величину напряжения смещения, что повышает помехоустойчивость схемы. Дополнительные меры по защите от помех и наводок сводятся к следующему (**Рис. 4.25**):

1. Параллельно входной цепи тиристора подключают дополнительную RC -цепь, снижающую уровень сигнала высокочастотной помехи.

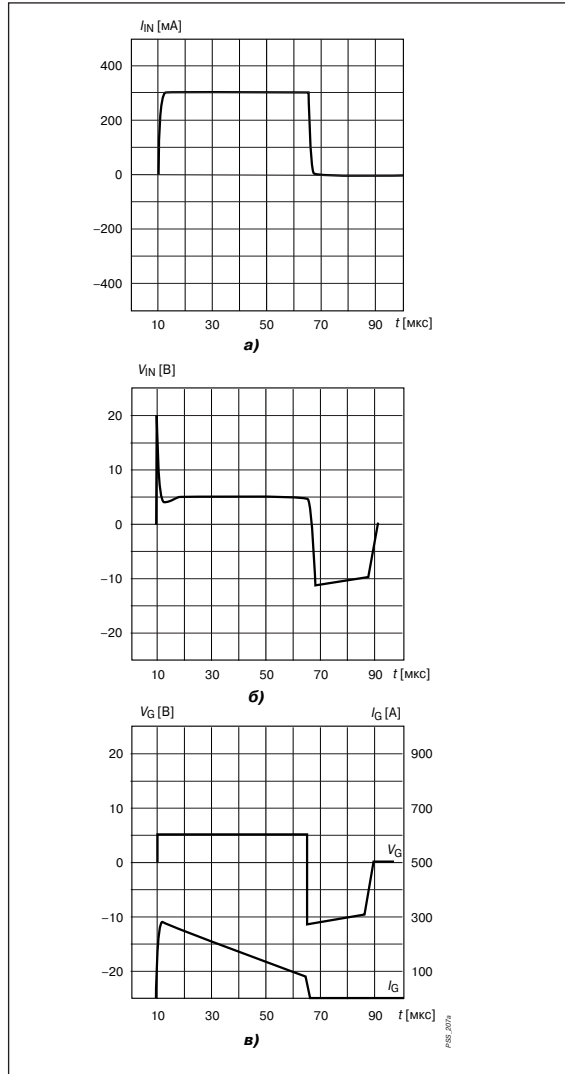


Рис. 4.23

Осциллограммы тока (а) и напряжения (б) в первичной обмотке импульсного трансформатора и осциллограммы импульса управления (в)

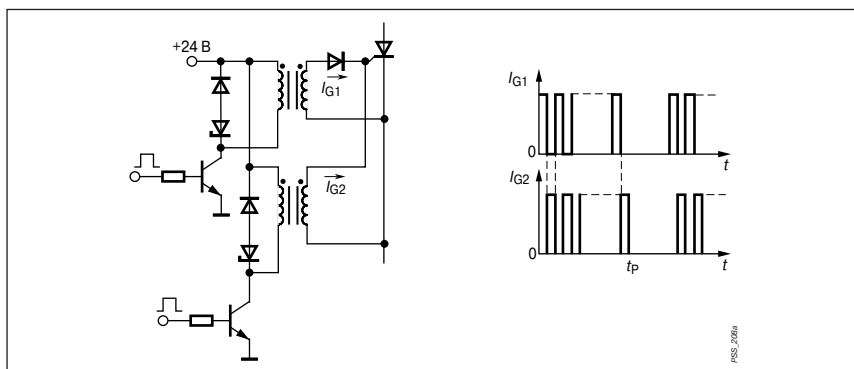


Рис. 4.24

Применение трансформаторного ФТУ в схемах с широким импульсом управления

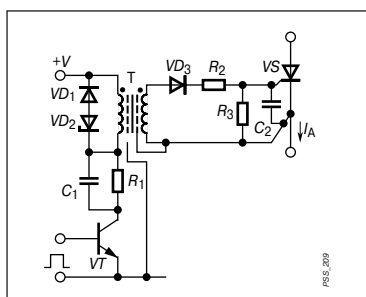


Рис. 4.25

Трансформаторный ФТУ с высокой помехозащищенностью

2. Подключение к входной цепи тиристора осуществляют с применением витых пар и экранированных проводов.
3. Исключают использование общих линий связи между силовым выводом катода тиристора и выводом, относящимся к цепи управления.
4. Используют экранирующую изоляцию между обмотками импульсного трансформатора, что, однако, увеличивает индуктивность рассеяния и усложняет конструкцию.

На практике нередко используется последовательное или параллельное соединение тиристорных ключей. При этом наиболее простым вариантом может показаться применение общего трансформатора с несколькими вторичными обмотками для управления группой тириستоров. Распределение импульсов с помощью общего трансформатора иногда применяется в параллельных сборках, хотя наиболее приемлемо параллельное соединение отдельных трансформаторов. При последовательном соединении тиристоров, т.е. при высоких анодных напряжениях, применение общего трансформатора оказывается невыгодным, так как при этом требование к напряжению изоляции определяется максимальным анодным напряжением всей группы последовательных ключей. С увеличением напряжения изоляции растет индуктивность рассеяния, что не позволяет обеспечить необходимый фронт импульса управления. Поэтому

на повышенных анодных напряжениях (более 6...10 кВ) применяется последовательное и каскадное соединение отдельных импульсных трансформаторов (**Рис. 4.26**).

Последовательное соединение трансформаторов позволяет получить на всех ключах одинаковую форму тока управления. Однако изоляция общего кабеля рассчитывается на максимальное напряжение, что увеличивает емкость связи между обмотками.

В каскадном соединении трансформаторов паразитные емкости связи включаются последовательно, что обеспечивает повышение помехозащищенности ФИУ. Кроме этого, напряжение изоляции может выбираться в N раз меньше максимального анодного напряжения (где N — число последовательных ключей).

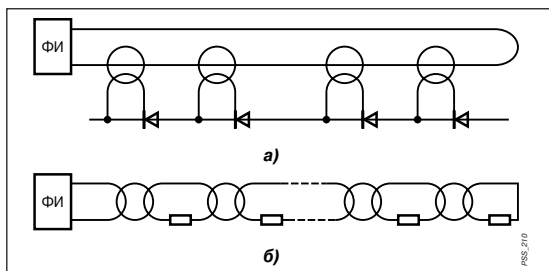


Рис. 4.26

Последовательное (а) и каскадное (б) соединение импульсных трансформаторов

4.4. Формирователи импульсов управления с раздельной передачей энергии и информационного сигнала

Основные варианты данных ФИУ были уже представлены в разделе 4.2. (см. **Рис. 4.8**). При рассмотрении структуры формирователей можно выделить три основные части:

1. Схема потенциальной развязки информационного канала.
2. Схема усилителя импульсов управления.
3. Схема обеспечения усилителя питанием.

В данном разделе рассматриваются практические варианты реализации перечисленных схем.

4.4.1. Потенциальная развязка информационного сигнала

Чаще всего такая развязка осуществляется с помощью оптронов диодного или транзисторного типа. Основным преимуществом оптронов перед схемами развязки на основе импульсных трансформаторов является возможность передачи непрерывных сигналов информации и помехозащищенность оптического канала.

К недостаткам оптронной развязки можно отнести температурную нестабильность параметров, низкий коэффициент передачи тока (у диодных оптронов), большую задержку передачи сигналов (у транзисторных оптронов). Частично перечисленные проблемы решаются за счет использования диодных оптронов совместно с усилительным быстродействующим транзистором, при этом выходной ток оптрона является управляющим. Некоторые фирмы выпускают данную сборку в едином корпусе или включают диодный оптрон внутрь интегрального усилителя (драйвера) (**Рис. 4.27**).

Максимальный входной ток оптрона определяется характеристиками светодиода и составляет обычно 10...20 мА в статическом режиме и около 100 мА в импульсном. Данный показатель хорошо согласуется с нагрузочными токами интегральных микросхем, используемых в управляющем блоке преобразователя, в том числе и с современными микроконтроллерами.

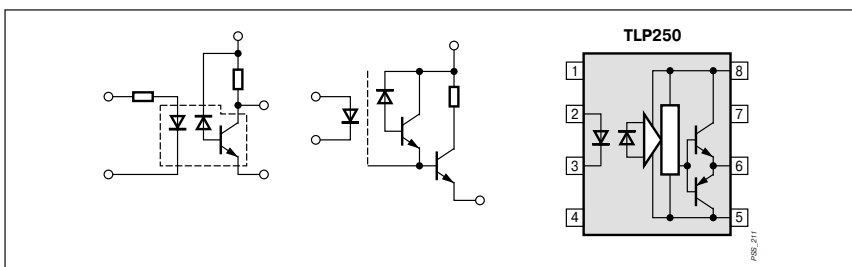


Рис. 4.27

Варианты диодных оптронов с усилением



Рис. 4.28

Тиристор, управляемый по световоду

Напряжение изоляции современных оптронов составляет обычно 2500 В. На более высокие рабочие напряжения используется оптопара, в которой связь между излучателем и фотоприемником осуществляется с использованием световодов. Отрезок световода представляет собой систему оптического канала, изготовленного на основе жесткого моноволокна с допустимым напряжением изоляции 20...50 кВ (**Рис. 4.28**).

В системах с широким диапазоном изменения рабочих температур желательно использовать вместо оптронов импульсные трансформаторы, характеристики которых более стабильны. Для исключения зависимости от длительности информационного сигнала используют режим пакетной передачи высокочастотных сигналов, при этом длительность пакета соответствует длительности импульса управления (**Рис. 4.29**). Это, однако, требует дополнительного генератора высокой частоты (от сотен килогерц до единиц мегагерц).

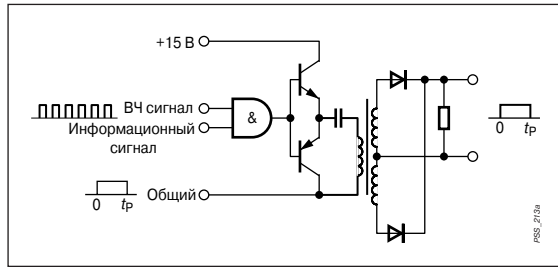


Рис. 4.29

Трансформаторная развязка информационного сигнала

4.4.2. Драйверы силовых транзисторов

Усилитель импульсов управления, который формирует выходные сигналы заданной мощности и формы, изготовленный в виде отдельной интегральной схемы, называется драйвером. Структурно схему драйвера для силовых транзисторов можно изобразить так, как это показано на **Рис. 4.30**.

Данная схема содержит входной узел, принимающий сигнал информационного канала, узел согласования, преобразующий информационный сигнал в сигнал управления необходимого уровня, и выходной узел, осуществляющий окончательное формирование импульса управления требуемой формы и мощности. Дополнительно на драйвер могут быть возложены функции защиты силового ключа от перегрузок или функция слежения за уровнем напряжения питания микросхемы.

В зависимости от применяемой развязки входной узел представляет собой либо фотоприемное устройство оптопары, либо логическую схему, передающую информационный сигнал в узел высокочастотной трансформаторной системы разделения цепей.

Узел согласования представляет собой один или несколько ключевых транзисторов, преобразующих потенциальный уровень информационного сигнала. Основные требования к схеме согласования — высокий коэффициент усиления по току и повышенное быстродействие. С этой целью используют схемы ненасыщенных ключей с высоким собственным коэффициентом передачи h_{FE} , например, как это показано на **Рис. 4.31**.

Входные узлы и узлы согласования драйверов всех типов транзисторов строятся примерно по идентичным схемам. Построение выходного

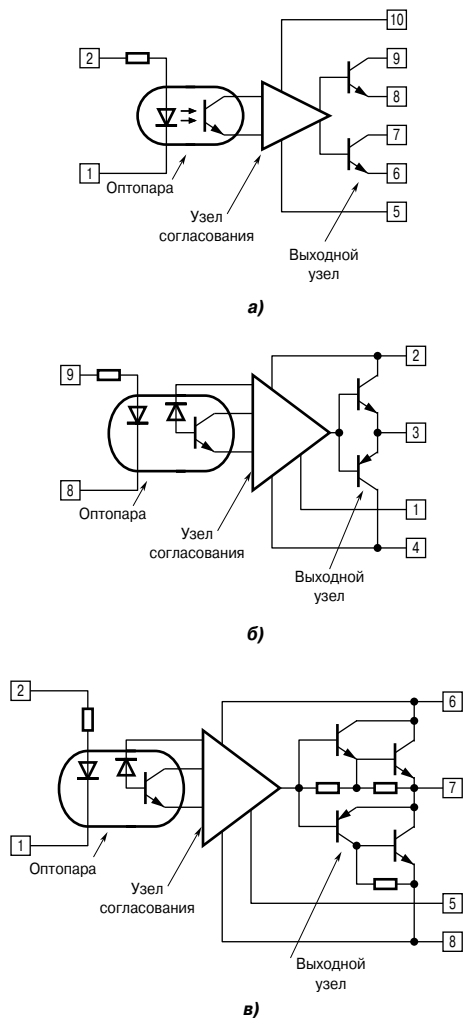


Рис. 4.30

Структурные схемы драйверов: биполярного транзистора (а), МДП-транзистора (б), IGBT (в)

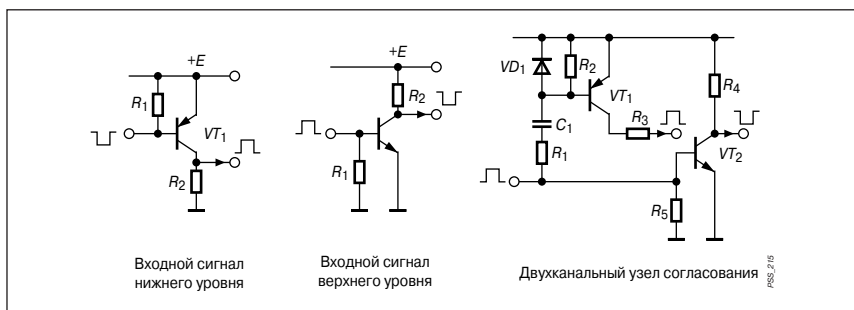


Рис. 4.31

Схематехника узлов согласования драйверов транзисторов

узла основывается на характеристике цепи управления силового ключа и зависимости временных параметров от режима управления.

Характеристика цепи управления биполярного транзистора представляет собой ВАХ прямосмещенного $p-n$ -перехода (аналогично для биполярного индукционного транзистора), а теоретически оптимальная форма базового тока для улучшения динамических свойств ключа выглядит так, как это показано на **Рис. 4.32**.

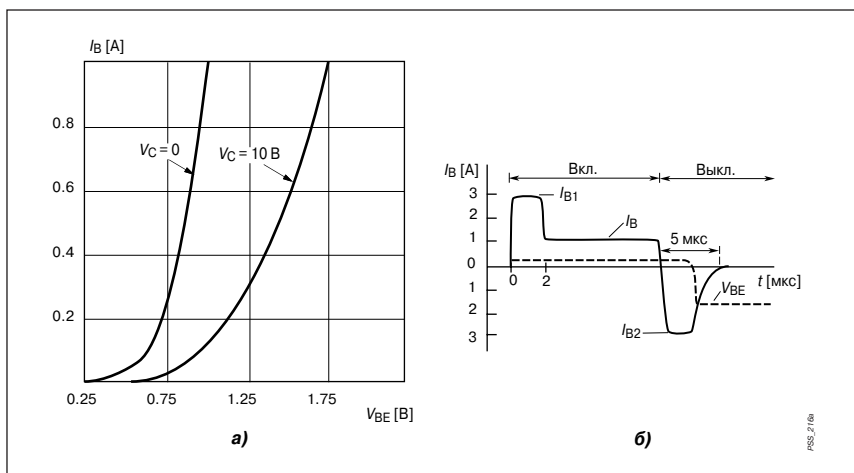


Рис. 4.32

Входная характеристика биполярного транзистора (а) и оптимальная форма базового тока (б)

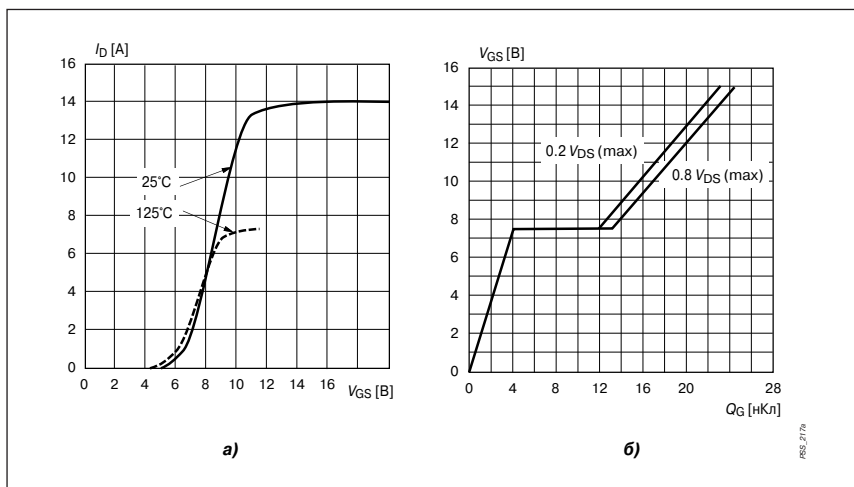


Рис. 4.33

Проходная характеристика транзистора с изолированным затвором (а) и характеристика заряда в цепи затвора (б)

Входную цепь ключевых транзисторов с изолированным затвором характеризует проходная ВАХ, а также зависимость заряда, накопленного в цепи затвора от входного напряжения (**Рис. 4.33**).

На основании представленных характеристик сформулируем основные требования к выходному узлу формирователя. Для биполярного транзистора:

1. Биполярный транзистор — прибор, управляемый током. Таким образом во входной цепи ключа необходимо реализовать режим источника тока.
2. Большая амплитуда отпирающего тока управления уменьшает время нарастания силового тока и динамические потери при включении, одновременно это увеличивает накапливаемый заряд, что сказывается на росте задержки выключения. Поэтому желательно осуществлять форсированный режим включения с последующим спадом амплитуды входного тока до уровня гарантированного насыщения.
3. Для уменьшения задержки выключения и фронта спада силового тока желательно увеличить запирающий ток базы, учитывая при этом уменьшение обратной ОБР транзистора.
4. Для уменьшения глубины насыщения транзистора следует применять нелинейную обратную связь между входом и выходом ключа.

5. Для увеличения допустимого напряжения ключа после его запираания желательно поддерживать небольшое отрицательное смещение (~ 2.5 В).

Данным требованиям отвечает схема выходного узла, представленная на **Рис. 4.34**.

Выходной узел драйвера, управляющего изолированным затвором, должен соответствовать следующим требованиям:

1. МДП-транзисторы и IGBT — это приборы, управляемые напряжением, однако для увеличения входного напряжения до оптимального уровня (12...15 В) необходимо обеспечить в цепь затвора соответствующий заряд.
2. Динамические характеристики переключения определяются скоростью перезаряда конденсаторов транзистора. Минимальные времена обеспечиваются в режиме перезаряда постоянным динамическим током.
3. Для ограничения скорости нарастания тока в режиме малых нагрузок и уменьшения динамических помех необходимо использовать последовательные сопротивления в цепях затвора.
4. Для защиты транзисторов от динамических скачков выходных напряжений следует использовать отрицательное смещение в цепи затвора в закрытом состоянии ключа (от -2.5 до -15 В).

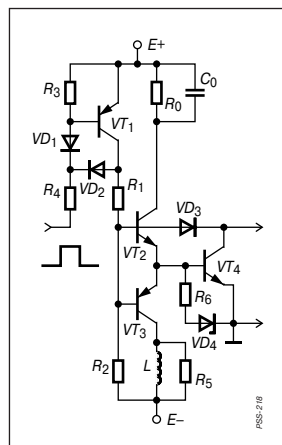


Рис. 4.34

**Выходной узел драйвера
биполярного транзистора**

Данным требованиям соответствует выходной узел, представленный на **Рис. 4.35**.

Рассмотрим несколько примеров практической реализации драйверов силовых транзисторов.

На **Рис. 4.36** представлена схема драйвера M57915L компании Mitsubishi Electric для управления биполярным транзистором на коллекторный ток 10...100 А.

Выходной узел драйвера выполнен в виде транзисторной оптопары, осуществляющей развязку с информационным каналом. Чтобы не увеличивать задержку передачи сигнала, транзистор оптрона работает в линейном режиме за счет включенного в цепь коллектора конденсатора. Далее транзисторные ключи узла согласования преобразуют потен-

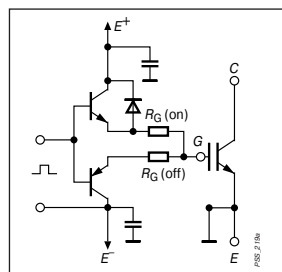


Рис. 4.35

**Выходной узел драйвера
транзистора с изолированным
затвором**

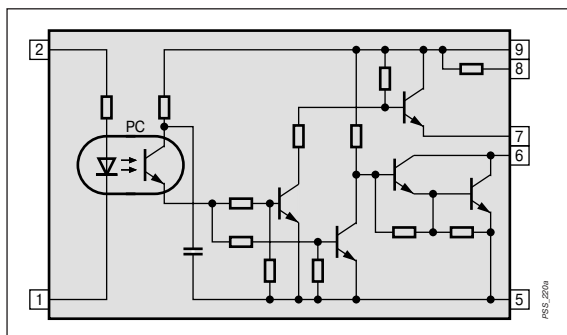


Рис. 4.36

Драйвер биполярного транзистора

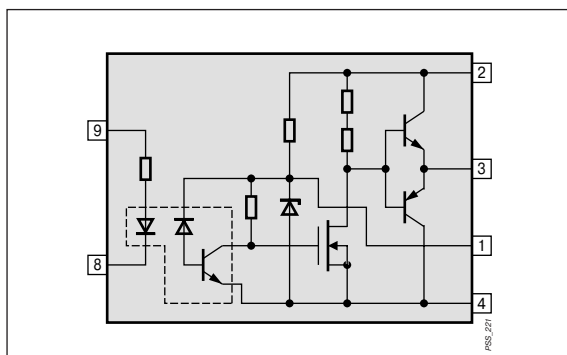


Рис. 4.37

Драйвер МДП-транзистора

циальный уровень информационного сигнала, что обеспечивает управление выходными ключами драйвера в противофазном режиме. Окончательное формирование импульса управления обеспечивается схемой подключения драйвера к входной цепи транзистора, что будет рассмотрено в отдельном разделе.

Драйвер, управляющий МДП-транзистором, показан на **Рис. 4.37** (микросхема M57924L компании Mitsubishi Electric для выходных токов силового ключа 15...100 А). Во входной цепи схемы используется быстродействующий диодный оптрон с усилением фототока, питаемый от выходного напряжения цепи стабилизатора (схема

параметрической стабилизации). Усиленный информационный сигнал управляет ключом согласующего узла, который для повышения быстродействия выполнен на МДП-транзисторе. Выходной узел представляет собой комплементарную пару биполярных транзисторов, осуществляющих перезаряд емкостей силового ключа.

Структурная схема драйвера для IGBT на силовой ток до 400 А компании Semikron показана на **Рис. 4.38**. Данный драйвер использует трансформаторную развязку входной и выходной цепи. Для этого внутрь схемы встроены высокочастотный трансформатор и импульсный преобразователь. Это позволяет применять схему в широком температурном диапазоне ($-25...+85^{\circ}\text{C}$) при повышенном напряжении изоляции (4 кВ). Кро-

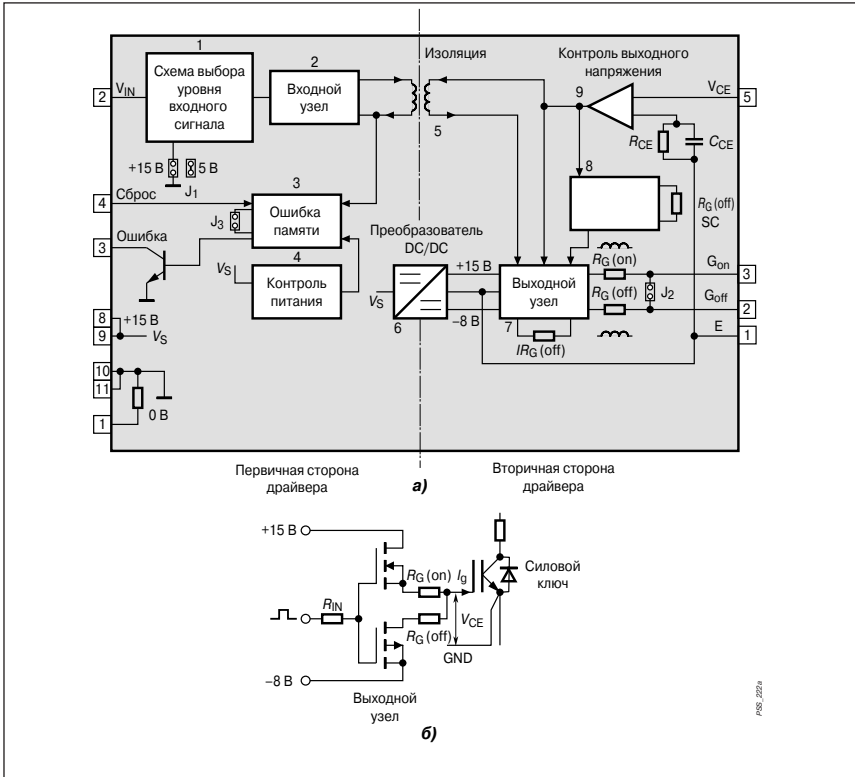


Рис. 4.38

Структурная схема драйвера IGBT с трансформаторной развязкой (а) и схема выходного узла (б)

ме этого, импульсный преобразователь обеспечивает питанием выходные узлы драйвера, что позволяет общее питание драйвера организовывать на стороне информационного сигнала. Схема драйвера выполняет несколько дополнительных функций: защита IGBT от токовой перегрузки, информация о токовой перегрузке в управляющую часть преобразователя, слежение за напряжением питания драйвера.

Качество драйверов характеризуется системой параметров, наиболее важными из которых являются: напряжение изоляции, рабочий диапазон температур, электрические параметры входного и выходного сигнала, задержка распространения сигнала и внутренняя мощность рассеяния.

4.4.3. Подключение драйверов к входным цепям силовых транзисторов

Как правило, драйверы являются законченными устройствами, готовыми к применению для конкретного типа транзисторов, и их подключение не вызывает особых проблем. Различные вопросы могут возникать в случае, если требуется частично изменить параметры выходного сигнала управления или, при необходимости, использовать параллельное соединение силовых ключей, управляемых от одного драйвера. Решения требует также вопрос обеспечения помехозащищенности и организации питания драйверов.

Поскольку область безопасных режимов при выключении биполярных транзисторов сильно изменяется для различных параметров запирающего сигнала, разработчики драйверов данных транзисторов оставляют некоторую степень свободы для задания режима выключения. В схемотехническом плане это проявляется в том, что нижний транзистор выходного узла драйвера изготавливается как ключ с открытым коллектором или как ненагруженный ключ (**Рис. 4.39**).

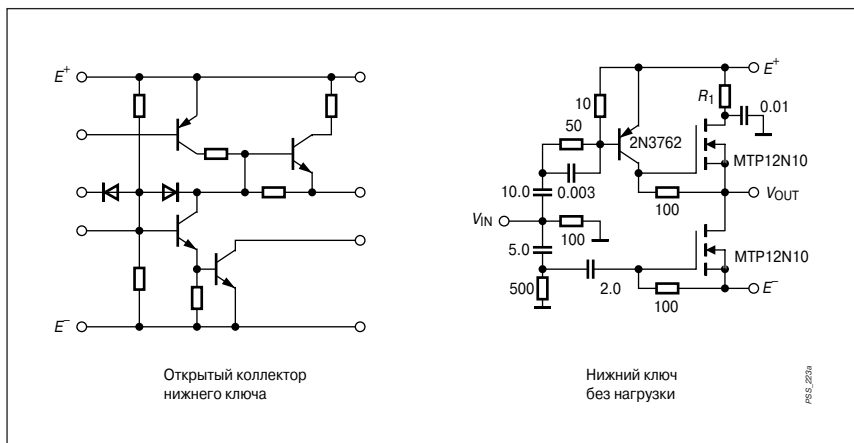


Рис. 4.39

Варианты выходного узла драйвера с ненагруженным нижним ключом

Наиболее применяемыми вариантами выключения биполярного транзистора являются: режим фиксированного отрицательного тока базы, выключение отрицательным напряжением смещения, выключение с ограничением скорости нарастания запирающего тока. Их реализация показана на **Рис. 4.40**.

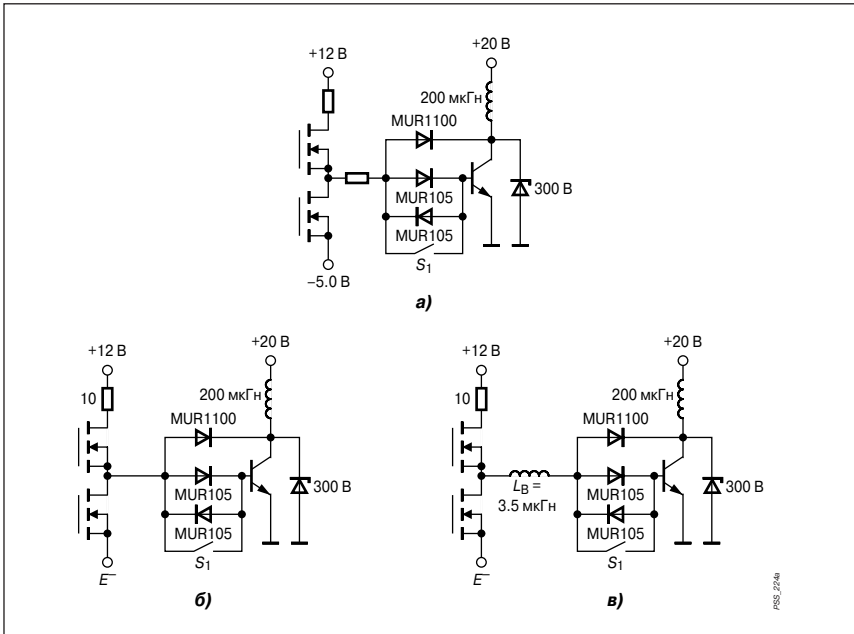


Рис. 4.40

Варианты режимов записания биполярного транзистора: фиксированным током (а), фиксированным смещением (б), с помощью последовательного дросселя (в)

Компанией Motorola проведены специальные исследования эффективности режимов записания высоковольтных биполярных транзисторов серии SMIII типа MJ16006A на рабочее напряжение 1000 В при выключении на индуктивную нагрузку $L = 200$ мкГн.

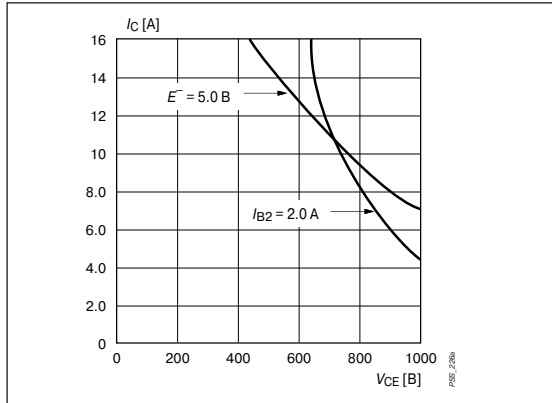
В качестве контрольных параметров измерялись временные характеристики этапа рассасывания t_s и переключения t_o (т.е. время между 10% уровнем выходного напряжения и 10% уровнем выходного тока в режиме выключения на индуктивную нагрузку), а также величина предельного тока в области обратной ОБР при напряжении ≈ 1000 В. Режим измерения временных параметров: импульсное значение тока коллектора 5 А, напряжение фиксации потенциала коллектора 250 В. Режим измерения предельного тока обратной ОБР: напряжение фиксации потенциала коллектора 1000 В. Все испытания проведены для отпирающего тока базы 1 А с применением цепи нелинейной обратной связи и без таковой. Результаты испытаний при окружающей температуре 25°C приведены в **Табл. 4.1**.

Исследования применения данного драйвера в режиме, аналогичном для проведенных испытаний, показали следующие результаты: $t_S = 380$ нс; $t_O = 100$ нс; $I_{MAX} = 7.4$ А.

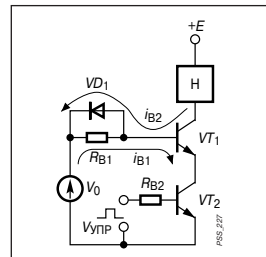
Изменение границ обратной ОБР рассматриваемого ключевого транзистора при управлении с фиксированным запирающим током базы -2 А, а также отрицательным смещением -5 В показано на **Рис. 4.42**.

Для рабочих напряжений менее 800 В существенного расширения границ ОБР и увеличения быстродействия при выключении можно добиться в режиме эмиттерного управления силовым ключом (**Рис. 4.43**).

Данный режим управления используется также в интегральных BIMOS-модулях типа каскод. В таком ключе сигнал управления подается не на основной высоковольтный транзистор VT_1 , а на вспомогательный низковольтный и быстродействующий транзистор VT_2 , включенный последовательно в эмиттерную цепь основного. Часто в качестве низковольтного управляющего транзистора используют быстродействующий МДП-ключ. При открывании VT_2 в базу основного транзистора поступает отпирающий ток, подключая нагрузку к источнику питания. При запираании VT_2 происходит обрыв цепи эмиттера силового транзистора VT_1 , и коллекторный ток последнего до полного рассасывания заряда в базовой и высокоомной коллекторной области замыкается через коллекторный переход VT_1 , диод VD_1 и источник V_O . Скорость выключения VT_1 существенно возрастает, так как запирающий ток базы равен току коллектора. Так как на этапе запираания эмиттерная цепь силового ключа оборвана, происходит расширение границ ОБР до максимальных границ, определяемых максимальным током коллектора и напряжением пробоя коллекторного перехода. В **Табл. 4.2** приведены некоторые параметры


Рис. 4.42

Обратная ОБР биполярного транзистора MJ16006A при выключении на индуктивную нагрузку


Рис. 4.43

Биполярный ключ с эмиттерным управлением

Таблица 4.2. Временные параметры выключения высоковольтных биполярных транзисторов

Тип транзистора	Режим выключения	t_s [мкс]	t_o [нс]
КТ848	Фиксированный запирающий ток базы	5	500
2N6547		3	1200
MJ16006A		3	160
КТ848	Эмиттерное выключение	0.2	150
2N6547		0.7	170
MJ16006A		0.4	175

выключения силовых транзисторов при управлении с фиксированным запирающим током и при обрыве эмиттерной цепи.

К недостаткам эмиттерного управления можно отнести следующее:

1. Необходимость применения дополнительного активного элемента. Как правило, низковольтные быстродействующие транзисторы имеют еще один недостаток — высокий ток утечки в закрытом состоянии, что ухудшает характеристики всего ключа.
2. Необходимость дополнительного источника питания базовой цепи основного транзистора.
3. Увеличение времени переключения с ростом рабочих напряжений и глубины насыщения транзистора.

Указанные недостатки устраняются при использовании режима индуктивной эмиттерной коммутации, а также в практических схемах реализации данного режима управления, которые представлены на **Рис. 4.44**.

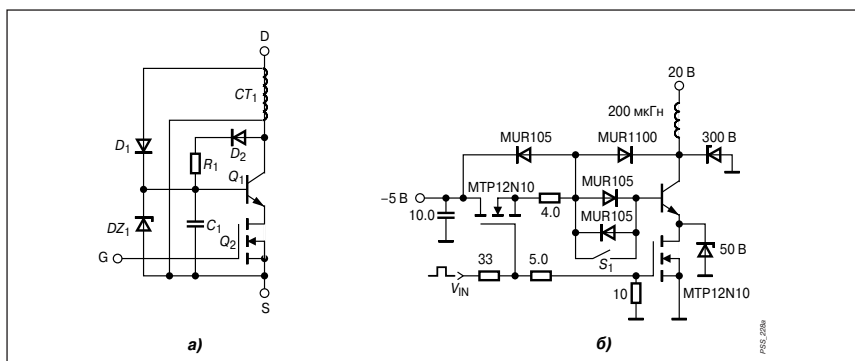
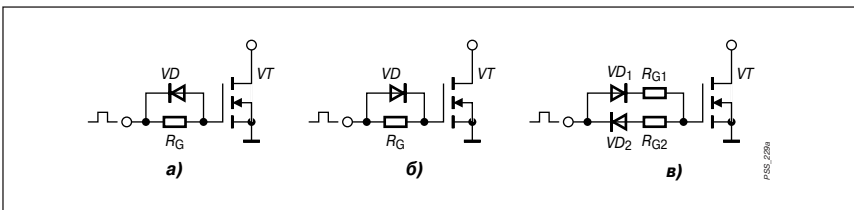


Рис. 4.44

Некоторые варианты практического применения режима эмиттерного выключения: с дополнительным трансформатором тока (а), с дополнительным транзистором для отключения входного источника питания (б)

Подключение драйверов к входным цепям силовых транзисторов с изолированным затвором сводится к решению вопросов конструктивного характера для минимизации паразитных индуктивностей монтажа, а также применению дополнительных схемных решений для регулирования скорости переключения силового ключа и исключения влияния эффектов обратной связи между входными и выходными цепями транзистора.

Регулирование скорости переключения транзисторов с изолированным затвором осуществляют за счет резистора, включенного последовательно между выходным узлом драйвера и входной цепью ключа. Для ключей с высокой собственной скоростью переключения, к которым относятся МДП- и IGBT-транзисторы, применение ограничивающих резисторов при больших амплитудах тока нагрузки является необходимым условием безопасной работы. Обычно минимально необходимое сопротивление данного резистора указывается в справочной информации изготовителя на каждый тип силового транзистора. Иногда требуется раздельное управление скоростью включения и выключения. Например, при использовании ключа в устройствах с двигателями с целью ограничения бросков тока при пусковых режимах и режимах уменьшения скоростей оборотов двигателя увеличивают длительность процесса включения силовых ключей. Для ограничения всплесков напряжения при индуктивном выключении ограничивают скорость запираания транзистора. В этом случае используют либо однонаправленные дополнительные цепи, либо драйверы с раздельными каналами управляющего сигнала для отпира-ния и запираания (**Рис. 4.45**).


Рис. 4.45

Варианты ограничения скорости переключения транзистора: при включении (а), при выключении (б), при разделении каналов управления (в)

Ограничение скорости переключения, а также уменьшение отрицательного смещения приводят к увеличению динамической мощности потерь. Оценить влияние дополнительных элементов подключения на энергетические характеристики переключения можно с помощью приводимых в справочной информации диаграмм (**Рис. 4.46**).

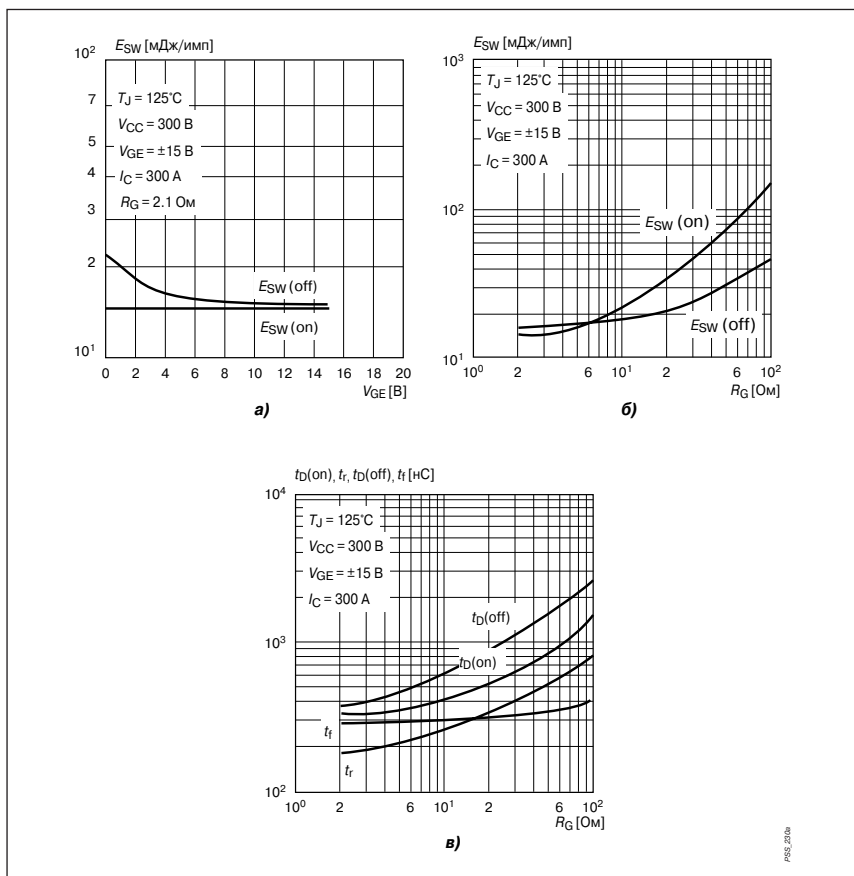


Рис. 4.46

Зависимость энергии переключения от величины отрицательного смещения (а) и последовательного сопротивления в цепи затвора (б), а также влияние данного сопротивления на временные параметры переключения (в)

Прходная емкость между выходной цепью ключа и затвором в некоторых режимах нагрузки приводит к увеличению входного напряжения. Поскольку предельное напряжение изолированного затвора обычно не превышает 20 В, с целью защиты от пробоя встречно- параллельно выходному узлу драйвера включают быстродействующий диод совместно с шунтирующим высокочастотным конденсатором небольшой емкости, как это показано на **Рис. 4.47**.

Другие защитные меры, связанные с подавлением нежелательных паразитных эффектов, будут рассмотрены в следующем разделе.

Подключение дополнительных цепей требуется также при управлении от одного драйвера группы параллельных ключей. Предельная частота управления силовым ключом может быть оценена как отношение среднего выходного тока драйвера I_{AV} к величине заряда во входной цепи ключа, необходимой для его переключения:

$$f_{MAX} \leq \frac{I_{AV}}{Q}. \quad (4.1)$$

Для сохранения данного параметра неизменным при параллельном соединении транзисторов (суммарный заряд переключения увеличивается пропорционально количеству параллельных ключей) необходимо увеличивать средний выходной ток, что ограничено мощностными характеристиками драйвера. Схематическим способом решения данной проблемы является использование дополнительного внешнего буферного усилителя (Рис. 4.48).

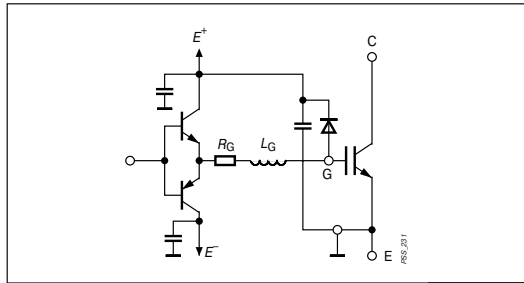


Рис. 4.47

Схема ограничения напряжения на затворе

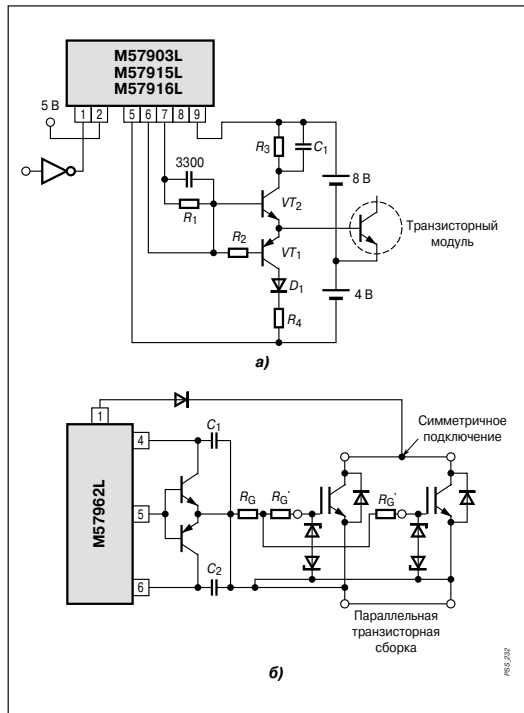


Рис. 4.48

Подключение буферного каскада для увеличения мощности управления биполярным транзистором (а) и IGBT (б)

Для исключения образования паразитных контуров высокочастотных колебаний при параллельном соединении транзисторов ограничивающие резисторы в цепи затвора должны подключаться отдельно для каждого прибора. Кроме того, в эмиттерные выводы транзисторов включают небольшие резисторы (до 0.5 Ом) с целью выравнивания разброса омических сопротивлений вдоль общей шины управления. Аналогично распределяют сигнал с коллекторных цепей транзисторов (подключением резисторов ≈ 50 Ом) для последующего подключения к выводу драйвера, снимающего сигнал о перегрузке по току (если в драйвер встроена система защиты). На **Рис. 4.49** показано подключение драйвера SKH10 фирмы Semikron к параллельной сборке из трех транзисторов IGBT.

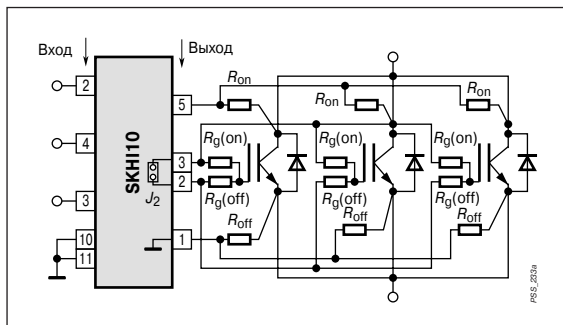


Рис. 4.49

Подключение драйвера к сборке параллельных ключей

4.4.4. Драйверы тиристоров

Основные особенности построения драйверов тиристоров рассмотрим на примере запираемого ключа GTO, как наиболее применяемого в классе тиристорных вентилях.

Предельная переключаемая мощность двухоперационного тиристора достигается только тогда, когда правильно задан режим его работы как по анодной цепи, так и по цепи управления. Требуемые параметры управления должен обеспечивать драйвер, структурная схема которого представлена на **Рис. 4.50**.

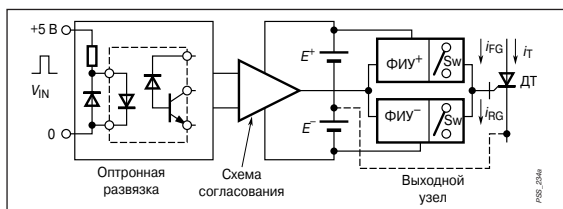


Рис. 4.50

Структурная схема драйвера запираемого тиристора

В многовентильных преобразователях, а также с целью повышения помехозащищенности логических цепей драйвер использует оптронную или трансформаторную развязку, аналогичную применяемой для транзисторных

ключей. Сигнал от информационной цепи преобразуется в узле согласования и поступает в выходной блок драйвера, который выполняется в виде двух отдельных схем: для формирования импульса управления на включение и более сложной части, формирующей импульс выключения. Схема, формирующая импульс отпирания, должна обеспечивать формирующий входной импульс тока с необходимой амплитудой и фронтом нарастания ($I_G > 1 \text{ А}$; $t_R < 200 \text{ нс}$). Для устранения эффекта выключения отдельных ячеек структуры из-за относительно высоких токов удержания на всем интервале проводимости ключа рекомендуется поддержание небольшой величины положительного тока управления, превышающего статический отпирающий ток. Требования к схеме запирающего сигнала сводятся к следующему:

1. Данный канал должен вырабатывать достаточно большую амплитуду тока выключения, которая определяется током нагрузки и коэффициентом запирания силового ключа. Для мощных GTO ток выключения достигает нескольких сотен ампер, что требует использования ключевого транзистора с соответствующей токовой нагрузкой. Как правило, используют параллельную сборку мощных МДП-транзисторов с малой величиной сопротивления открытого канала.

2. Для экономичного выключения GTO источник запирающего напряжения должен иметь внутреннее сопротивление меньше входного сопротивления силового ключа, которое перед выключением составляет порядка $0.02 \dots 0.2 \text{ Ом}$.

3. Канал запирания должен вырабатывать на завершающем этапе выключения обратное напряжение смещения, близкое к пробивному напряжению катодного перехода GTO, которое составляет $10 \dots 15 \text{ В}$.

4. Для увеличения стойкости тиристора к скачкам анодного напряжения на всем интервале закрытого состояния необходимо обеспечить небольшое отрицательное смещение ($-2.5 \dots -5 \text{ В}$).

Перечисленным требованиям отвечает схема выходного узла драйвера, представленная на **Рис. 4.51**.

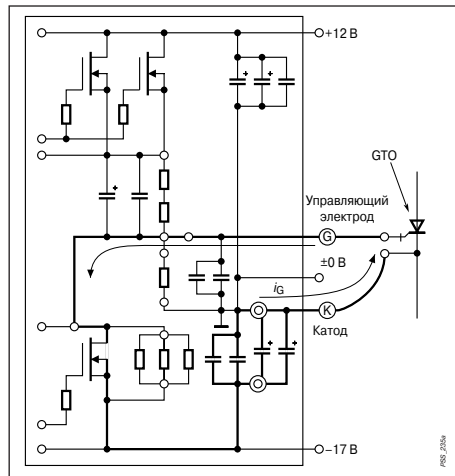


Рис. 4.51

Схема выходного узла драйвера запираемого тиристора

Включение GTO осуществляется при отпирании верхней параллельной пары МДП-ключей через последовательную RC -цепь от положительного источника +12 В. Контур протекания запирающего тока образуется при включении нижней сборки МДП-транзисторов (показан как отдельный ключ). Скорость изменения запирающего тока определяется собственной индуктивностью контура запирания (выделен жирной линией), которая специально оптимизируется для каждого конкретного типа тиристора и указывается в справочных данных. Типовая форма запирающего тока показана на **Рис. 4.52**.

Типовое значение индуктивности цепи управляющего электрода составляет 150...300 нГн, что позволяет формировать скорость изменения запирающего тока 50...100 А/мкс. Для тириستоров GCT с высокой скоростью переключения запираемого тока индуктивность в цепи управления снижают до значений 2...4 нГн, что достигается специальной коаксиальной конструкцией электрода управления. В рассматриваемом выходном узле драйвера предусмотрена дополнительная RC -цепь, параллельная управляющему электроду, повышающая помехоустойчивость тиристора.

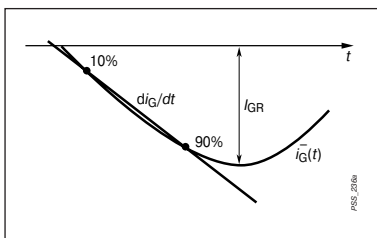


Рис. 4.52

Запирающий ток драйвера

Для тириستоров на силовые токи до 200 А выходные узлы драйверов имеют относительно простую структуру и вместе с дополнительными элементами подключения (**Рис. 4.53**) обеспечивают надежную работу ключей.

При использовании драйверов для различных типов тиристоров, отличающихся характеристиками цепи управления, необходимо учитывать следующие факторы, вытекающие из особенностей работы GTO:

1. Время выключения тиристора уменьшается с увеличением скорости нарастания запирающего тока, но коэффициент запираения при этом падает, что увеличивает требуемую для выключения амплитуду отрицательного тока управления. Таким образом, индуктивность контура запираения должна быть оптимизирована между требуемой скоростью процесса выключения и экономичностью выходного узла драйвера, определяемой токовой нагрузкой его элементов.

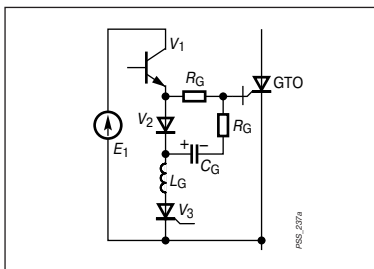


Рис. 4.53

Схема выходного узла драйвера GTO на ток до 200 А

2. От скорости нарастания запирающего тока зависят длительность протекания остаточного тока ключа и его амплитуда на завершающей стадии выключения. Эти параметры не приводятся в справочных данных, и повышенная скорость нарастания тока выключения может вызвать столь значительные динамические потери, что снизит предельную мощность переключения на несколько сотен ватт.

4.5. Источники питания драйверов

Используя информационную составляющую импульса управления, драйвер формирует логику работы силового ключа, при этом мощность выходного сигнала должна поддерживаться соответствующим источником энергии. По числу источников питания драйверы можно разделить на две группы:

1. С двумя источниками питания, один из которых предназначен для импульса отпирания, другой соответственно для импульса запираания.
2. С одним источником питания, энергия которого непосредственно используется для отпирания силового ключа. Обеспечение энергией канала запираания возможно следующими способами: во-первых, за счет промежуточного накопителя энергии (чаще всего конденсатора) и во-вторых, за счет использования мостовой схемы выходного узла драйвера.

Варианты перечисленных режимов питания драйверов показаны на

Рис. 4.54.

Энергоснабжение источника питания (или двух источников) может быть обеспечено следующими способами:

1. Применение батареи гальванических элементов либо аккумуляторов. Данный способ практически не используется ввиду громоздкости и неэкономичности.
2. Преобразование электроэнергии первичных источников питания как от сети переменного тока, так и от первичных источников постоянного тока.
3. Преобразование электроэнергии из выходной цепи силового ключа.

Рассмотрим несколько примеров практической реализации источников питания драйверов. На **Рис. 4.55** представлены варианты схем на основе низкочастотных трансформаторов, преобразующих энергию переменного тока. В данных схемах осуществляется параметрическая стабилизация источника питания для канала запирающего тока.

Основным требованием к данным источникам является сохранение относительного изменения выходного напряжения в допустимых параметрах.

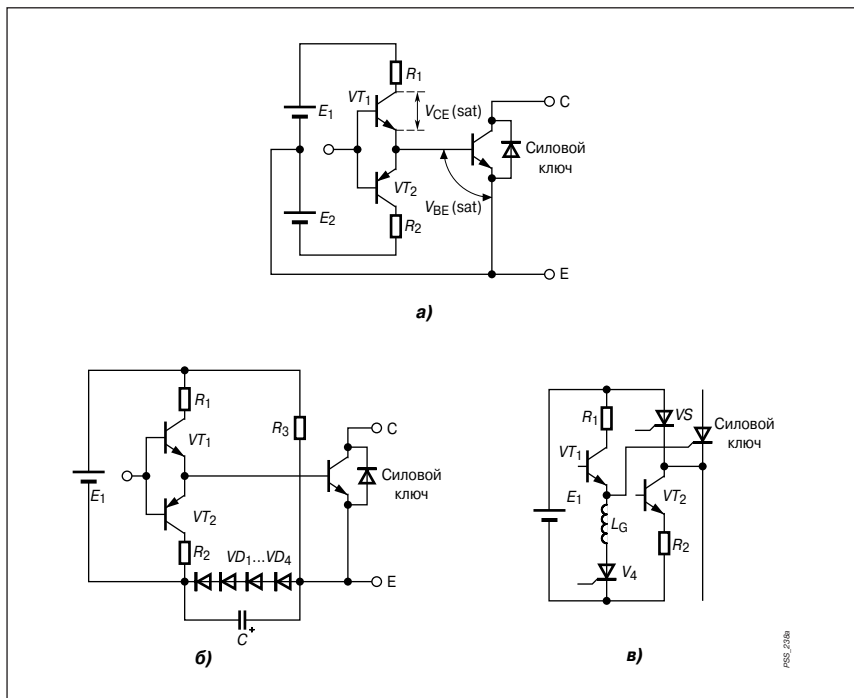


Рис. 4.54

Варианты организации питания драйверов: с двумя источниками (а), с одним источником и промежуточным накопителем (б), с выходным узлом драйвера мостовой конфигурации (в)

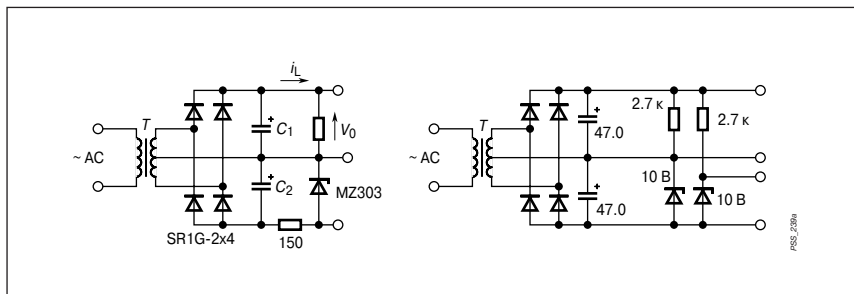


Рис. 4.55

Источники питания драйверов на основе низкочастотных трансформаторов

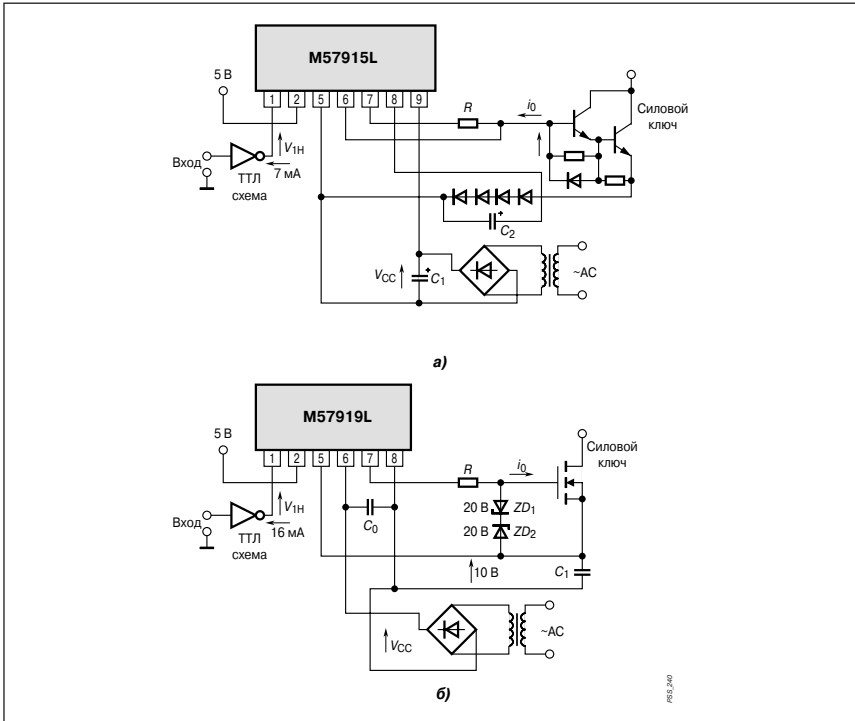


Рис. 4.56

Подключение интегральных драйверов к источнику питания и входу силового ключа: биполярного транзистора (а), МДП-транзистора (б)

трах при изменении напряжения питающей цепи. На **Рис. 4.56** показаны варианты подключения рассмотренных в разделе 4.4.2 драйверов к входным цепям силовых ключей при данном способе организации питания.

Недостатком данных источников питания, кроме невысокой стабильности, являются также повышенные массогабаритные показатели, обусловленные низкочастотным трансформатором.

Для организации отдельного питания в драйверах многофазных преобразователей используют импульсные методы регулирования постоянного напряжения на основе обратноходовых схем. При этом используют как источники управляющей части преобразователя, так и выпрямленное напряжение сети переменного тока. Одна из таких схем на выходную мощность в несколько десятков ватт представлена на **Рис. 4.57**.

Принцип работы данной схемы заключается в следующем. При открытом состоянии ключа в обмотках импульсного трансформатора накапливается энергия, которая затем при закрывании ключа передается в нагрузку. Для сглаживания выходного напряжения используется емкостной фильтр. Импульсный трансформатор обеспечивает необходимую развязку, а также получение выходного напряжения требуемой амплитуды и полярности. Для стабилизации выходного напряжения используется импульсный метод регулирования как длительности открытого состояния ключа (ШИР), так и частоты (ЧИР). К недостатку данной схемы следует отнести невозможность работы в режиме холостого хода.

Наконец, для питания драйверов, управляющих силовыми ключами с низкими потерями во входной цепи, используют часть выходной энергии самого ключа. Как правило, в данных схемах используют заряд внешнего конденса-

тора от выходной цепи ключа. Для стабилизации напряжения применяют параметрические методы на основе стабилитронов. Усиление выходного тока источника питания осуществляют с помощью дополнительного транзистора (Рис. 4.58).

Недостатки данных схем заключаются в снижении выходного напряжения с ростом скважности

импульсов управления и невозможность работы в статическом режиме. Дополнительные проблемы связаны с возможными помехами в цепи питания драйвера, поступающими из выходной цепи силового ключа.

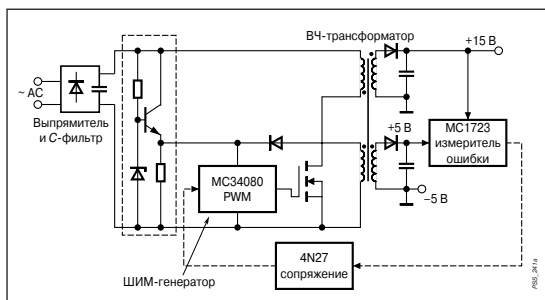


Рис. 4.57

Схема обратноходового преобразователя для организации питания драйверов

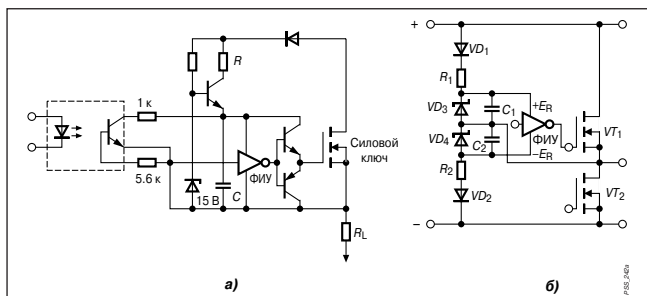


Рис. 4.58

Обеспечение питания драйвера от выходной цепи силового ключа: для отдельного ключа (а), для полумостовой схемы (б)

5

Глава

Методы и схемы защиты полупроводниковых ключей

5.1. Основные виды перегрузок по напряжению и току

В схемах преобразователей силовой электроники полупроводниковые ключи в наибольшей степени чувствительны к перегрузкам по току и напряжению. По этой причине, а также с учетом того, что силовые ключи являются наиболее дорогими компонентами схемы, основное внимание при разработке методов защиты уделяется именно этим приборам. Мероприятия по обеспечению защиты схемы и ее элементов сводятся к двум основным направлениям: к устранению причин и источников электрической перегрузки и методам борьбы с естественными перегрузками. Поэтому вначале необходимо установить причины появления перегрузок по напряжению и току, а также оценить их амплитуду и мощность.

Основными видами перегрузок по напряжению являются:

1. Перегрузки под действием из питающей сети.
2. Перегрузки, связанные с процессами коммутации в схеме преобразователя и обусловленные конечными временными параметрами переключения силовых ключей.
3. Перегрузки, связанные с характером нагрузки.

Перегрузки по напряжению, указанные в первой группе, определяют качество питания сети. Поскольку данные перенапряжения опасны и для всех остальных потребителей, для борьбы с ними используют внешние, по отношению к конкретной схеме, защитные устройства, включаемые параллельно входу преобразователя, как это показано на **Рис. 5.1**.

Указанные во второй группе перегрузки по напряжению связаны с эффектами накопления и рассасывания зарядов в ключевых компонентах схемы, а также с влиянием паразитных элементов монтажа и корпусов приборов. Данные перегрузки ограничивают применением дополнительных защитных цепочек или снабберов (Snubber circuit), включаемых па-

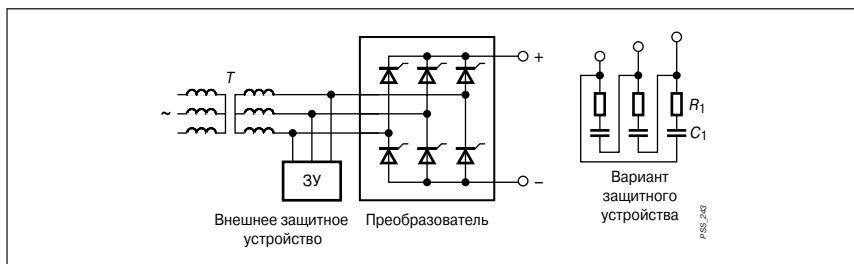


Рис. 5.1

Схема подключения внешнего защитного устройства

параллельно ключу или группе приборов (**Рис. 5.2**).

Перегрузки по напряжению третьей группы определяются, как правило, действием нагрузок со значительной индуктивностью, что требует дополнительных элементов, шунтирующих нагрузку и обеспечивающих перевод накопленной энергии с целью исключения всплесков напряжения (**Рис. 5.3**).

Основными видами аварийных токовых перегрузок ключей являются:

1. Короткое замыкание в силовой схеме, обусловленное повреждением какого-либо ключа или диода.
2. Короткое замыкание из-за повреждения ключа, соединенного параллельно с несколькими другими приборами.
3. Короткое замыкание на выходных клеммах преобразователя (так называемое «глухое» внешнее короткое замыкание).
4. Короткое замыкание цепи нагрузки.
5. Токовая перегрузка, связанная со сбоем в работе системы управления («опрокидывание» инвертора, короткое замыкание в плече моста и т.п.).
6. Токовая перегрузка, связанная с особенностями работы схемы и неидеальностью ключей (работа на противофазный диод, сквозные токи в схемах мостовой конфигурации).
7. Токовая перегрузка, обусловленная характером нагрузки (пусковой режим, перегрузка двигателя и т.п.).

Данные режимы токовой перегрузки показаны на **Рис. 5.4**.

Во всех перечисленных случаях силовой ключ либо включается на короткозамкнутый контур, либо попадает в режим токовой перегрузки в процессе нормального открытого состояния. С точки зрения методов защиты наиболее важными являются:

1. Повышение помехозащищенности системы управления и самого силового ключа.
2. Подключение внешних защитных устройств, ограничивающих воз-

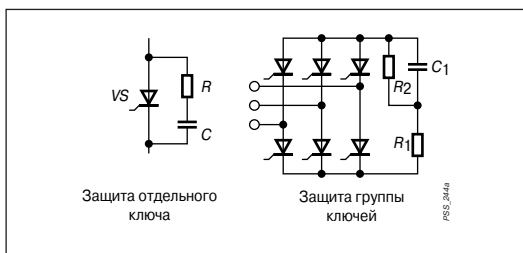


Рис. 5.2

Защита от перегрузки по напряжению с применением дополнительных элементов схемы

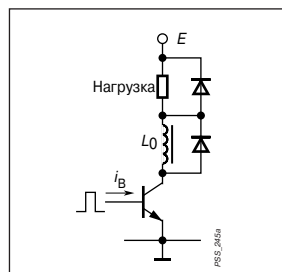


Рис. 5.3

Схема шунтирования нагрузки обратным диодом

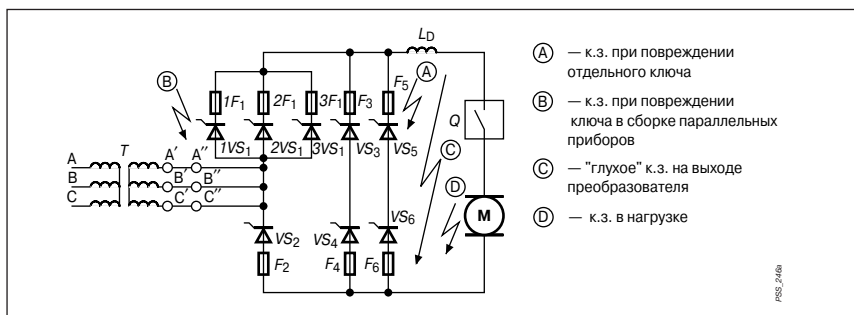


Рис. 5.4

Варианты короткого замыкания в силовой схеме

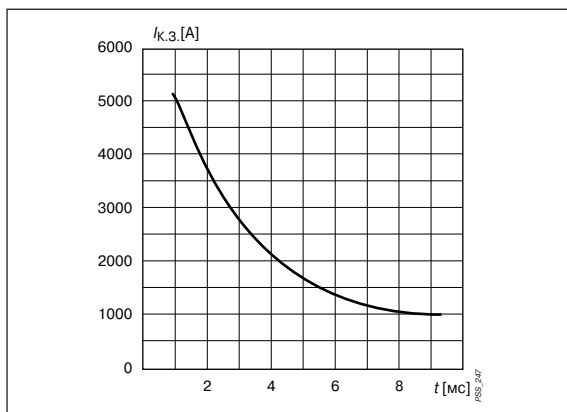


Рис. 5.5

Перегрузочная характеристика силового ключа

действие токовой перегрузки в естественных режимах коммутации (токоограничивающие цепочки и дроссели). 3. Определение момента токовой перегрузки и подключение быстродействующих систем защиты.

В режимах электрической перегрузки по току и напряжению не должны превышать параметры, определяющие границы области безопасной работы (см.

главу 3). Кроме этого, при коротких замыканиях в схеме следует учитывать так называемые перегрузочные характеристики ключа, определяющие предельно допустимые токи короткого замыкания при разной длительности воздействия перегрузки (Рис. 5.5). Отключение импульсов управления в режимах токовой перегрузки не всегда обеспечивает восстановление запирающей способности ключа, особенно в тиристорных приборах. А некоторые типы GTO вообще запрещается выключать обычными методами при токовых перегрузках. В этом случае используют плавкие предохранители, а также согласованные с перегрузочной характеристикой ключа магнитные и биметаллические вы-

ключатели, обеспечивающие обесточивание силовой цепи в течение интервала времени менее 10 мс. В качестве предельного параметра ключа в данном случае используют приводимый в справочной информации защитный показатель (I^2t). Значение защитного показателя предохранителя должно быть меньше интеграла предельного тока ключа в режиме перегрузки, каковым и является параметр (I^2t).

5.2. Методы защиты от помех

Взаимная связь и влияние силовой и информационной частей преобразователя требуют уделять особое внимание вопросам защиты от генерируемых помех. При коммутационных переключениях в силовой схеме скачки токов и напряжений приводят к генерации помех с частотами в диапазоне до нескольких мегагерц, которые могут нарушать работу систем управления и приводить к электрическим перегрузкам. Причины сбоев в работе самой информационной части зачастую просто не удается обнаружить. Поэтому основные методы борьбы с помехами переносятся на вопросы обеспечения соответствующих конструктивных особенностей построения схемы.

Во-первых, очень важно обеспечить минимально возможные паразитные индуктивности при монтаже силовой части схемы, на которых и происходят скачки импульсных помех по напряжению. Монтажные проводники должны по сечению соответствовать амплитуде силового тока, но увеличение сечения ведет к росту паразитной индуктивности L_S . Приведем несколько примеров влияния паразитной индуктивности схемы.

Проводник длиной 20 см, рассчитанный по сечению на силовой ток 10 А, имеет паразитную индуктивность $L_S \approx 200$ нГн. При скорости изменения силового тока 400 А/мкс, характерной для современных ключевых транзисторов, это приводит к всплеску напряжения $\Delta V \approx 80$ В. Если проводник той же длины имеет петлевую форму, паразитная индуктивность увеличивается примерно в 2.5 раза. При работе силового ключа с частотой 20 кГц в проводнике с петлевой формой запасается энергия:

$$0.5 L_S I^2 f \approx 0.5 \text{ Вт.}$$

В целом это небольшая величина дополнительных потерь, если полная мощность в нагрузке больше на несколько порядков. При переходе к величине тока нагрузки 100 А паразитная индуктивность растет, так как увеличивается сечение проводника. Поскольку величина L_S пропорциональна корню квадратному из амплитуды силового тока, новое значение паразитной индуктивности можно оценить как равное

$$L_S = 0.5 \text{ мкГн} \cdot \sqrt{10} \approx 1.58 \text{ мкГн.}$$

Таблица 5.1. Рекомендуемые предельные величины паразитных индуктивностей монтажа силовой схемы

Диапазон тока нагрузки [А]	Паразитная индуктивность силовых шин L_{S1} [нГн]	Паразитная индуктивность цепи снаббера L_{S2} [нГн]
15...75	< 200	< 70
100...200	< 100	< 20
300...400	< 50	< 10
600	< 50	< 7

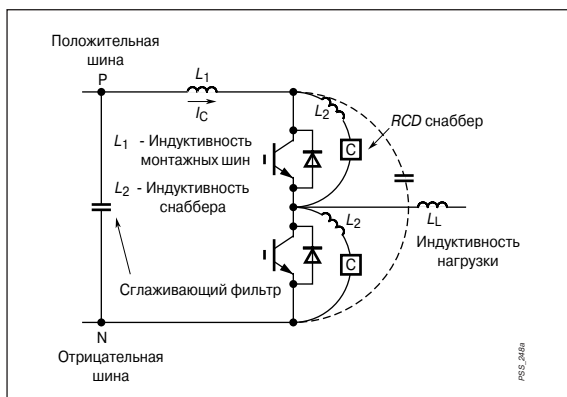


Рис. 5.6

Основные паразитные индуктивности силовой схемы

тей дополнительных защитных цепочек (снабберов) L_{S2} в зависимости от величины нагрузочного тока (**Рис. 5.6**).

Уменьшение паразитных индуктивностей достигается применением специальных проводников и конструкций монтажных соединений. В качестве проводящих соединений рекомендуется использовать на токи менее 100 А многожильные проводники, которые позволяют выполнить монтаж основных узлов силовой схемы с уменьшением электромагнитных помех, генерируемых в процессе работы схемы. Основной принцип данного монтажа заключается в том, что соединение всех элементов, в которых удастся выделить контур втекания и вытекания тока, осуществляется скрученными парами проводников, например, как это показано на **Рис. 5.7**.

При более высоких уровнях тока используют проводники в виде металлических пластин (на токи 150...300 А) или специальные монтажные платы, проводящие слои которых разделены слоями изолирующих ма-

Для данной индуктивности величина запасаемой энергии увеличивается более чем в 300 раз:

$$0.5 L_S I^2 f \approx 158 \text{ Вт}.$$

Столь значительное увеличение паразитной энергии требует как можно большего снижения величины L_S . В **Табл. 5.1** приводятся значения допустимых величин паразитных индуктивностей силовых шин L_{S1} , а также паразитных индуктивностей

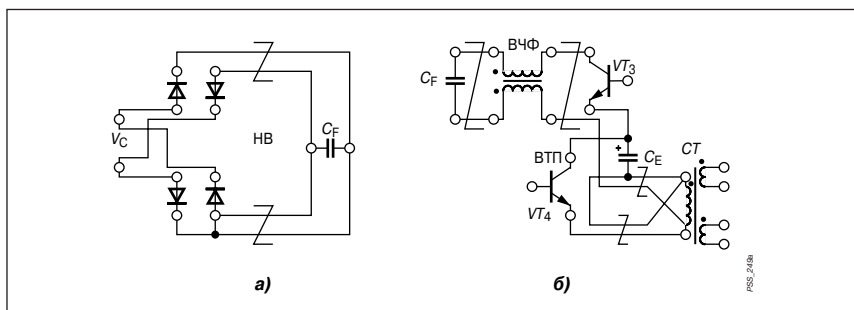


Рис. 5.7

Силовой монтаж входного фильтра (а) и полумостового преобразователя (б)
на ток менее 100 А

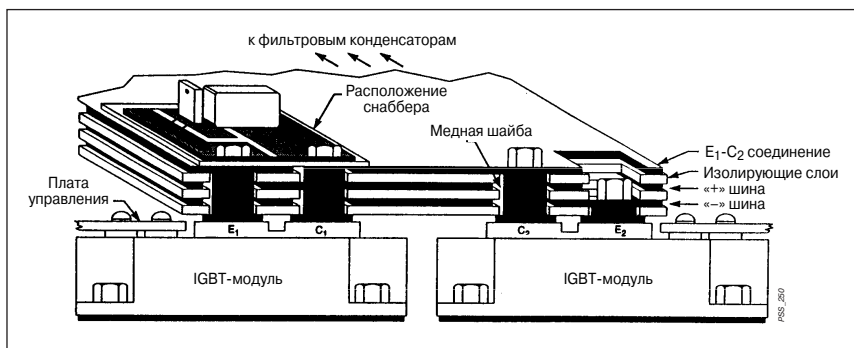


Рис. 5.8

Силовой монтаж с применением многослойных проводящих шин на большие токи
(более 150...300 А)

териалов (пластмассовые пластины). Чтобы выполнить данные соединения с минимальной длиной и индуктивностью, фильтрующие конденсаторы рекомендуется размещать непосредственно над модулями силовых ключей (Рис. 5.8).

После проведения монтажа силовой части схемы с минимальными паразитными индуктивностями осуществляют доработку конструкции на предмет уменьшения влияния помех на каналы информационных сигналов, подходящие к полупроводниковым ключам. С этой целью разделяют гальваническую связь между драйверами силовых ключей и основными токоведущими шинами схемы, уменьшают индуктивную связь между проводниками, а также емкостную связь между цепями, относящимися к

различным частям преобразователя. Рассмотрим данные рекомендации на практических примерах.

На **Рис. 5.9** показана трехфазная мостовая схема, в которой имеется непосредственная гальваническая связь между общей шиной силовой схемы и шиной драйверов управления. Как уже отмечалось в предыдущей главе (см. раздел 4.2), в данной конструкции с ростом тока нагрузки увеличивается перепад потенциалов вдоль силовой шины, что приводит к циркуляции паразитного тока в контуре гальванической связи. Это может нарушить работу драйверов преобразователя и привести к повреждению силовых ключей. Одним из методов устранения паразитной связи является применение изолированного питания драйверов по отношению к общей точке силовой схемы. На токи на-

грузки до 200 А возможно объединение общих точек драйверов для ключей нижней катодной группы, что уменьшает общее количество изолированных источников питания (**Рис. 5.10**).

Для токов нагрузки более 200 А рекомендуется применение изолированного источника для каждого сило-

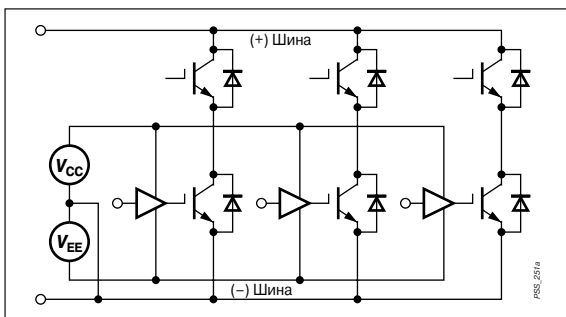


Рис. 5.9

Силовая схема с гальванической связью между общей шиной и шиной драйверов

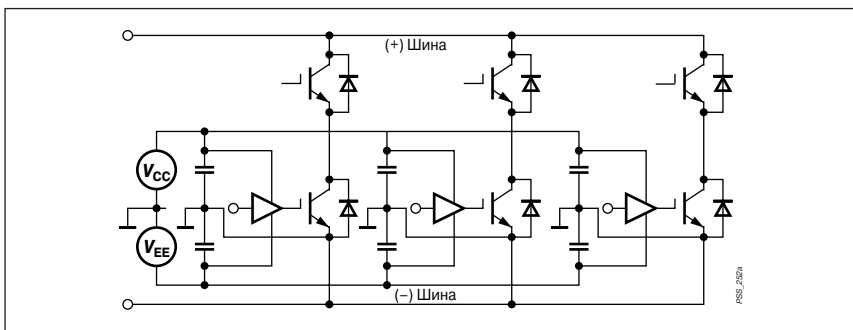


Рис. 5.10

Разделение цепи драйверов и силовой шины применением общего изолированного источника для ключей катодной группы

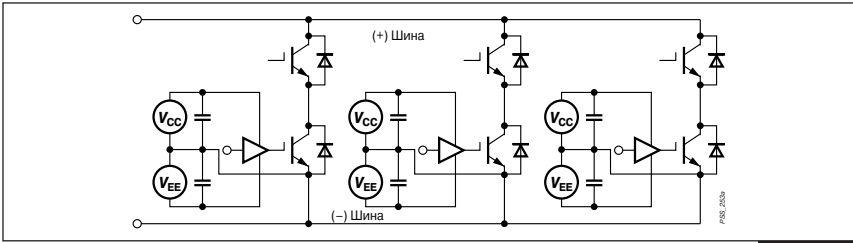


Рис. 5.11

Применение изолированных источников питания драйверов для каждого ключа силовой схемы

вого ключа (Рис. 5.11). Это ведет к удорожанию преобразователя и усложнению схемы управления, но все затраты окупаются надежным функционированием всей системы.

Для исключения влияния индуктивных наводок от близко-расположенных силовых проводников рекомендуется схему драйвера располагать в непосредственной близости от входной цепи силового ключа. При невозможности подключения драйвера прямо ко входу ключа используют витые пары проводников, однако их длина не должна превышать 5...7 см. При использовании ключей модульной конструкции следует избегать индуктивных наводок в контуре, образованном между общей точкой ключа и драйвера, как это показано на Рис. 5.12.

Уменьшения влияния индуктивных наводок можно добиться минимизацией площадей соединительных контуров (Рис. 5.13).

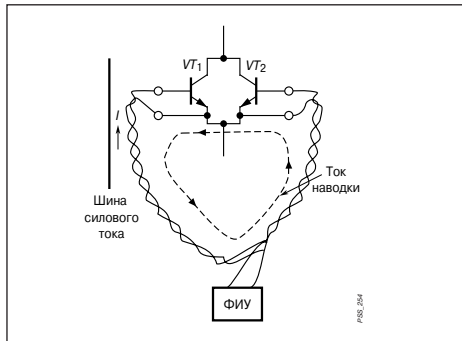


Рис. 5.12

Наведение паразитных токов в контуре силового ключа и драйвера

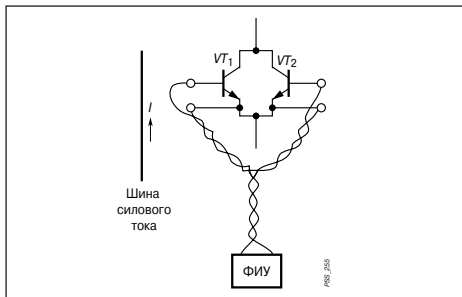


Рис. 5.13

Уменьшение площади контуров соединений для исключения индуктивных наводок

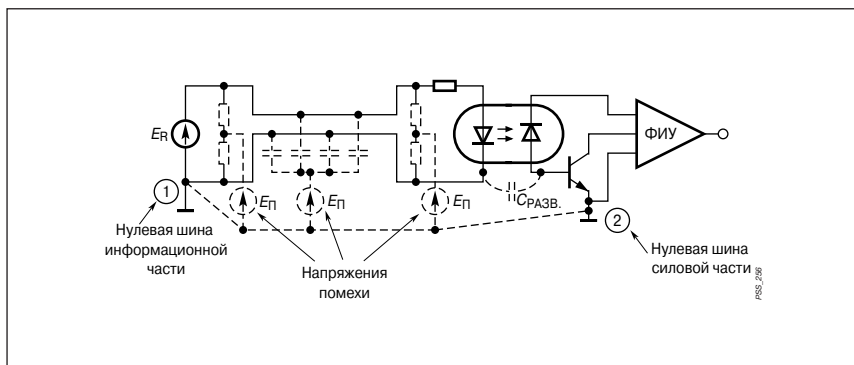


Рис. 5.14

Емкостная паразитная связь между информационным каналом и силовой шиной

Аналогичные методы применяются к соединительным цепям между преобразователем и нагрузкой, при которых минимизируется площадь контуров связи.

Поскольку драйвер располагается рядом с силовым ключом, необходимо грамотно провести соединение между удаленной логической схемой управления и входной схемой драйвера. Как правило, по данному проводнику передается информационный сигнал на светоизлучающий диод входного развязывающего оптрона. Несмотря на потенциальную развязку цепей, между проводниками действует емкостная паразитная связь, которая проявляется как напряжение между линией передачи и шиной заземления драйверов (**Рис. 5.14**). Паразитную емкостную связь можно уменьшить следующими способами: близкое расположение пары сигнальных проводников, что достигается их скручиванием; возможно большее их удаление от силовых шин — источников помех; экранирование сигнальных проводников.

Экран должен быть изолирован от проводящей линии и заземлен лишь с одной стороны, чтобы исключить протекание токов паразитной обратной связи. Заземление экрана проводят на конце линии передачи, связанной со светоизлучателем, поскольку данная точка соответствует наибольшей паразитной емкости проводника по отношению к силовой шине. Так как паразитная наводка действует синфазно на оба сигнальных проводника, используют также дифференциальное усиление входного сигнала. При этом, однако, требуется работа выходных усилителей оптрона в активном режиме. Варианты ослабления емкостной связи показаны на **Рис. 5.15**.

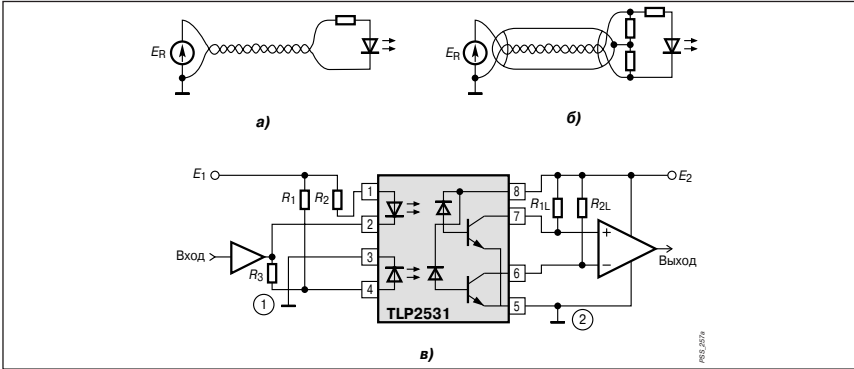


Рис. 5.15

Варианты ослабления емкостной связи: применение витых проводников (а), экранирование канала передачи сигнала (б), дифференциальное усиление входного сигнала (в)

5.3. Защитные цепи силовых ключей

5.3.1. Цепи формирования траектории рабочей точки транзисторов

Применение цепей, формирующих траекторию изменения рабочей точки транзистора в процессах переключения, позволяет снизить потери мощности в приборе, а также исключить паразитные всплески токов и напряжений. Методы построения данных цепей рассмотрим на примере работы транзисторного ключа на индуктивную нагрузку в режиме непрерывных токов, шунтированную обратным диодом (Рис. 5.16).

Данный вид нагрузки является наиболее типичным в практическом применении силовых транзисторов.

Качественная форма изменения тока и напряжения на ключе (в независимости от типа транзистора) для индуктивной нагрузки показана на Рис. 5.17.

Бросок тока в переходном процессе включения обусловлен процессом восстановления запирающих свойств шунтирующего диода, при этом нарастание тока в транзисторе происходит при амплитуде напряжения на ключе, близком к напряжению питания. В переходном процессе выключения наблюдается всплеск напряжения на транзисторе, что связано с конечным временем

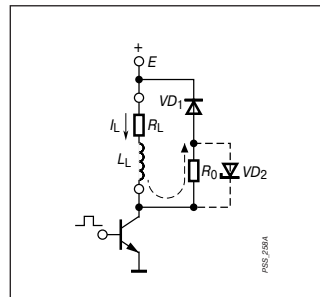


Рис. 5.16

Транзисторный ключ с индуктивной нагрузкой

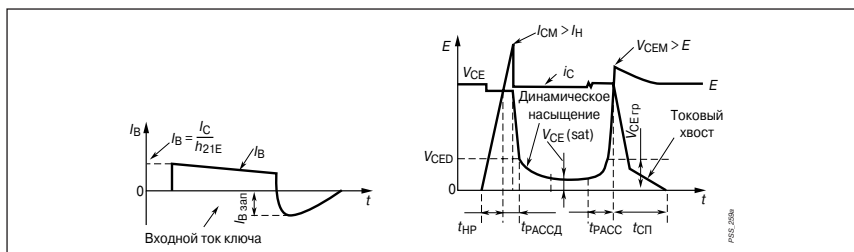


Рис. 5.17

Переходные процессы в транзисторе при работе на индуктивную нагрузку

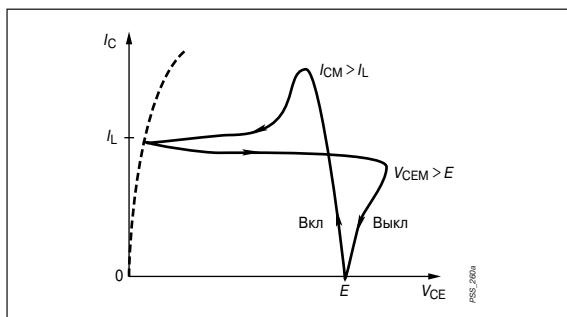


Рис. 5.18

Траектория движения рабочей точки транзистора при работе на индуктивную нагрузку

включения шунтирующего диода и паразитными индуктивностями монтажных соединений. Спад тока транзистора при этом происходит при выходном напряжении, равном напряжению питания. Таким образом, мгновенные значения выделяющейся в транзисторе мощности и при включении, и при выключении достаточно

велики. Траектория рабочей точки ключа для данного режима переключения показана на **Рис. 5.18** и без значительного запаса по току и напряжению выходит за границы допустимой ОБР.

Очевидно, что представленные проблемы связаны с очень большой скоростью нарастания силового тока ключа при включении и аналогичной скоростью изменения выходного напряжения при выключении. Изменение траектории движения рабочей точки транзистора при индуктивной нагрузке достигается за счет увеличения фронтов изменения тока при включении и напряжения при выключении. В первом случае последовательно с транзистором включают линейную индуктивность L_0 . Чтобы энергия, запасаемая в данной индуктивности, не приводила к всплескам напряжения на ключе, подключают также дополнительную цепь восстановления, например шунтирующий диод, аналогично основной индуктивности нагрузки (**Рис. 5.19**).

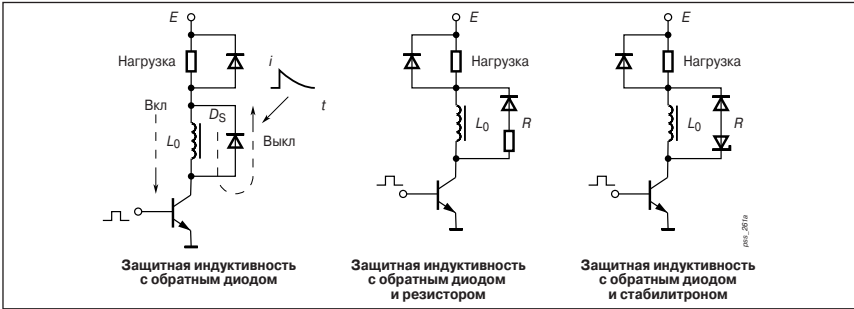


Рис. 5.19

Дополнительная защитная цепь для формирования траектории включения транзистора

Чем больше величина дополнительной индуктивности, тем длиннее фронт нарастания тока. Величина L_0 при этом не оказывает влияния на фронт спада напряжения при включении транзистора. Траектория движения рабочей точки теперь выглядит так, как это показано на **Рис. 5.20**. Параметр N , влияющий на изменение траектории, учитывает величину дополнительной индуктивности, причем количественно представляет собой отношение фронта нарастания тока, определяемого значением L_0 , к фронту спада напряжения, определяемого типом транзистора.

Для увеличения фронта нарастания напряжения при выключении транзистора используют параллельную емкость с дополнительным диодом и резистором (**Рис. 5.21**).

Резистор предназначен для ограничения сброса энергии, запасаемой в защитном конденсаторе, в транзистор при его включении и шунтируется диодом на этапе выключения. Чем больше величина защитной емкост-

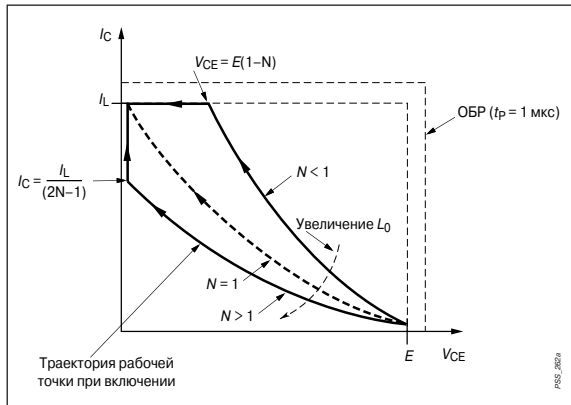


Рис. 5.20

Траектория рабочей точки транзистора при включении на индуктивную нагрузку с дополнительной линейной индуктивностью

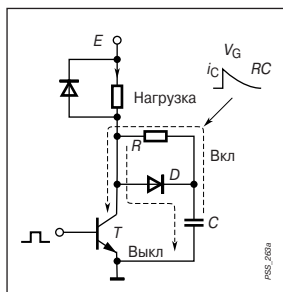


Рис. 5.21

Дополнительная защитная цепь для формирования траектории выключения транзистора

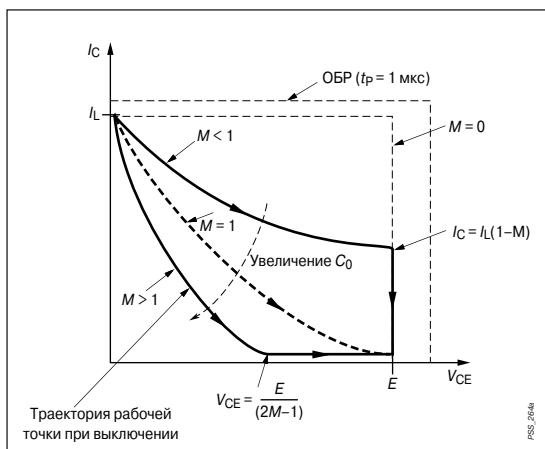


Рис. 5.22

Траектория рабочей точки транзистора при выключении на индуктивную нагрузку с защитной RCD-цепью

включения, так и выключения при значениях $N = M = 0.67$. Для данного случая значения защитной индуктивности и емкости могут быть рассчитаны по формулам:

$$L_0 \approx 0.22 \frac{E \cdot t_{FV}}{I_L}; \quad (5.1)$$

ти, тем длиннее фронт нарастания напряжения на ключе при запираании. Величина C_0 при этом не оказывает влияния на фронт спада тока. Траектория движения рабочей точки ключа с защитной цепью показана на **Рис. 5.22**.

Параметр M , влияющий на изменение траектории, учитывает величину защитной емкости, а количественно представляет собой отношение фронта нарастания напряжения, определяемого значением C_0 , к фронту спада тока, определяемого типом транзистора.

С точки зрения обеспечения безопасной работы транзистора желательно увеличивать параметры N и M , т.е. увеличивать величину защитной индуктивности и емкости. Однако при

этом возрастают потери в дополнительных цепях, которые могут существенно ухудшить энергетические показатели схемы. По этой причине параметры защитных цепочек для транзисторных схем оптимизируют. Одним из критериев такой оптимизации выбирают минимум суммарных потерь в транзисторном ключе и защитной цепи. Теоретически данный минимум составляет 55.6% от потерь в ключе без применения защитных цепей как на этапе

$$C_0 \approx 0.22 \frac{I_L \cdot t_{FI}}{E}. \quad (5.2)$$

где E — напряжение питания ключа;
 I_L — непрерывный ток нагрузки;
 t_{FV} — фронт спада напряжения;
 t_{FI} — фронт спада тока.

Таким образом, грамотное применение защитных цепей не только обеспечивает безопасную траекторию переключения, но и уменьшает общие потери, рационально перераспределяя их между транзистором и дополнительными элементами. На **Рис. 5.23** показана защитная цепь, представляющая собой объединенный вариант двух рассмотренных примеров.

В данной схеме сокращается общее количество дополнительных элементов за счет некоторого увеличения напряжения на транзисторе и мощности, рассеиваемой в резисторе R_0 . Мощность потерь в резисторе определяется энергией, запасаемой в защитной индуктивности L_0 и конденсаторе C_0 , соответственно в открытом и закрытом состоянии ключа:

$$P_0 = 0.5 (L_0 I_L^2 + C_0 E^2) f, \quad (5.3)$$

где f — частота коммутации транзистора.

Величина R_0 выбирается из условий полного разряда конденсатора C_0 при включении транзистора и уменьшения до нулевого значения тока в индуктивности L_0 при выключении. Как правило, эти условия обеспечиваются, если постоянные времени $R_0 C_0$ и L_0 / R_0 в несколько раз меньше соответственно интервалов включенного и выключенного состояния транзистора.

Как следует из уравнения (5.3), рассеиваемая мощность пропорциональна частоте переключения транзистора. На относительно высоких частотах эти потери могут стать ограничивающим фактором применения рассмотренных цепей защиты. По этой причине более выгодно использовать схемы, в которых запасаемая в защитных элементах энергия либо возвращается в источник питания (рекуперируется), либо передается в нагрузку. Один из вариантов таких схем показан на **Рис. 5.24**.

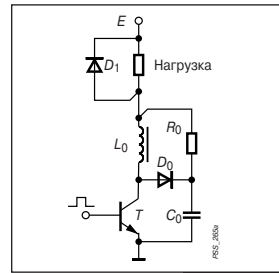


Рис. 5.23

Защитная цепь транзистора для этапов включения и выключения

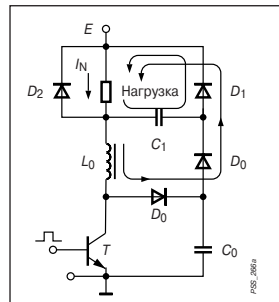


Рис. 5.24

Защитная схема транзисторного ключа с передачей энергии в нагрузку

В данной схеме при отпирании транзистора энергия, запасенная в защитном конденсаторе C_0 , передается в дополнительный конденсатор C_1 . При выключении транзистора энергия от индуктивности L_0 и конденсатора C_1 через диоды V_{D0} и V_{D1} передается в нагрузку. Рассеивается лишь небольшая доля энергии, определяемая потерями в диодах и активных сопротивлениях монтажных проводов и обмоток индуктивности L_0 .

5.3.2. Защитные цепи тиристорных ключей

Для силовых транзисторов и запираемых тиристоров практически используют одни и те же схемные способы защиты в переходных процессах переключения. Однако более высокие амплитуды коммутлируемых токов и мощностей определяют дополнительное воздействие паразитных элементов схемы на переходные характеристики. При этом изменяются формы коммутлируемых токов и напряжений, что накладывает дополнительные требования при расчете защитных цепей.

Для запираемых тиристоров с допустимой скоростью изменения анодного тока в несколько сотен ампер на микросекунду функцию защитного дросселя могут выполнять паразитные индуктивности монтажа. С другой стороны, нужно очень тщательно подходить к оценке параметра di/dt и выбирать необходимую скорость не только по предельно допустимой величине. Дело в том, что при превышении некоторого порога скорости все составляющие времени включения GTO начинают резко возрастать. При этом ухудшаются частотные и динамические свойства тиристора, а также растет мощность потерь в структуре. Поэтому наиболее оптимальным вариантом при включении тиристора является режим, при котором анодное напряжение снижается до уровня насыщения при относительно малом токе коллектора (10...40 А). При этом используют схему защиты с насыщающимся дросселем (Рис. 5.25).

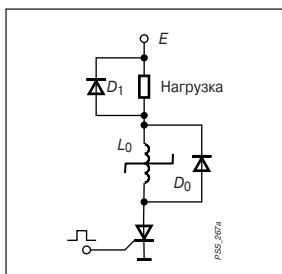


Рис. 5.25

Схема защиты тиристора при включении с применением насыщающегося дросселя

Для данного дросселя используют кольцевой сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса. Увеличение анодного тока в схеме с насыщающимся реактором возможно только после промежутка времени, определяемого магнитными характеристиками и геометрией сердечника, а также выходным напряжением ключа:

$$\Delta t \approx \frac{N \cdot E}{\Delta B \cdot S}, \quad (5.4)$$

где N — число витков дросселя;
 E — напряжение питания ключа;

ΔB — изменение индукции магнитопровода;

S — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Начальный ток ключа определяется током намагничивания сердечника и рассчитывается по формуле:

$$\Delta I_0 \approx \frac{H_C \cdot L}{N}, \quad (5.5)$$

где H_C — напряженность магнитного поля (коэрцитивная сила) сердечника; L — средняя длина кольцевого сердечника.

Диаграмма анодного тока при включении тиристора показана на **Рис. 5.26**.

Сброс или рассеяние энергии, накопленной в паразитных или специально введенных индуктивностях анодной цепи, при выключении тиристора без защитных мер может явиться причиной выхода прибора из строя. Во избежание этого параллельно GTO включают демпфирующую RCD-цепь (**Рис. 5.27**).

Данная цепь в тиристорном ключе играет важную роль с точки зрения повышения коммутационной способности GTO, поскольку кроме функций ограничения скорости и всплесков напряжений обеспечивает также:

1. Ускорение процесса спада анодного тока при условии минимизации паразитной индуктивности защитной цепи.
2. Разделение во времени процессов спада тока и нарастания напряжения, что существенно снижает мощность потерь при выключении, если учитывать большой остаточный ток ключа.

Диаграмма изменения напряжения на тиристоре с демпфирующей цепью при выключении представлена на **Рис. 5.28**.

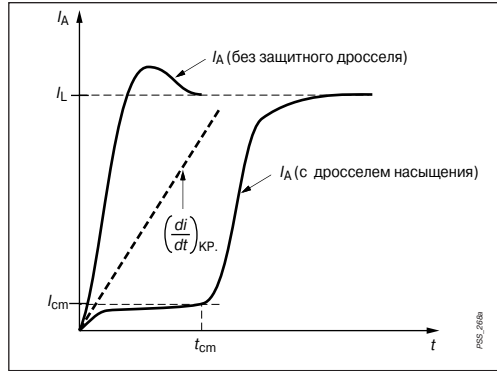


Рис. 5.26

Диаграмма анодного тока тиристора при включении в схеме с насыщающимся дросселем

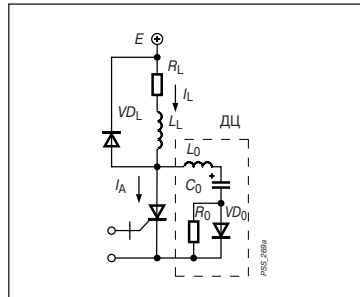


Рис. 5.27

Запираемый тиристор с демпфирующей RCD-цепью

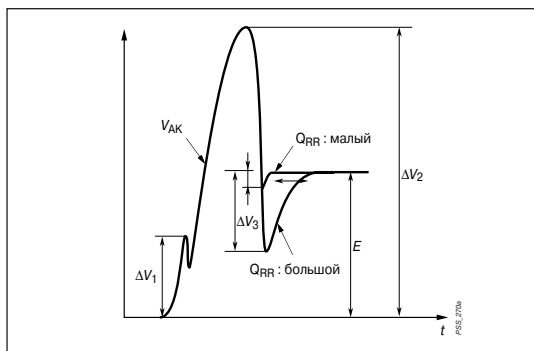


Рис. 5.28

Диаграмма анодного напряжения на запираемом тиристоре при выключении в схеме с защитной RCD-цепью

демпферной цепи должна быть предельно малой. То же относится к конструктивным особенностям защитного конденсатора и демпферного диода, при этом паразитная индуктивность конденсатора может быть снижена за счет использования параллельной сборки, а демпферный диод следует выбирать с низкоиндуктивным корпусом.

Второй всплеск напряжения ΔV_2 обусловлен индуктивностью анодной цепи тиристора и даже несколько снижается с ростом индуктивности демпферной цепи.

На амплитуду отрицательного всплеска ΔV_3 влияют величина резистора R_0 и заряд восстановления обратной блокирующей способности демпферного диода Q_{RR} . Чем больше их величины, тем более глубоким является провал ΔV_3 . При увеличении R_0 выше некоторого предельного значения возможен даже перепад анодного напряжения ниже нулевого уровня, что критично для тиристорных ГТО с анодной шунтировкой. После всплеска ΔV_3 анодное напряжение на тиристоре восстанавливается со скоростью, пропорциональной амплитуде провала, что может привести к повторному включению прибора, если снят импульс отрицательного управления.

При выборе элементов защитной цепи тиристора используют следующий подход:

1. Защитную емкость выбирают из условия обеспечения допустимой скорости изменения анодного напряжения:

$$C_0 \geq I_{TM} / (dV/dt)_{KP}, \quad (5.6)$$

где I_{TM} — максимальный анодный ток перед коммутацией;
 $(dV/dt)_{KP}$ — критическая скорость нарастания анодного напряжения.

Первый всплеск напряжения ΔV_1 в выходной цепи тиристора обусловлен наличием паразитной индуктивности в самой демпферной цепи. Данный скачок не должен превышать определенного уровня, задаваемого для конкретного типа тиристора (не более нескольких сотен вольт). Для обеспечения минимальной паразитной индуктивности (см. Табл. 5.1) площадь контура

2. Сопротивление R_0 выбирается на напряжение, до которого заряжается защитный конденсатор, и на необходимую мощность рассеиваемой энергии. Величина R_0 ограничена снизу допустимой амплитудой тока включения тиристора, а сверху — скоростью полного разряда C_0 в течение длительности открытого состояния тиристора t_n :

$$\frac{V_0}{I_{TO}} < R_0 < \frac{t_n}{3C_0}, \quad (5.7)$$

где V_0 — напряжение на защитном конденсаторе перед включением тиристора (обычно это напряжение питания ключа E).

I_{TO} — допустимый ток включения ГТО.

3. Демпферный диод выбирается по классу напряжения, соответствующему силовому ключу и среднему току на порядок меньшему, чем средний ток тиристора. Данный диод должен быть высокочастотным с быстрым восстановлением и минимально возможным параметром Q_{RR} .

После выбора элементов демпферной цепи амплитуды всплесков анодного напряжения ΔV_1 и ΔV_2 можно приближенно оценить по формулам:

$$\Delta V_1 \approx 0.9 I_{TM} (2L_{S2}/t_{GF} + t_{GF}/(3C_0)) \quad (5.8)$$

$$\Delta V_2 \approx E + I_{TM} (1/(\omega C_0) - L_{S2}\omega) \quad (5.9)$$

где L_{S2} — паразитная индуктивность защитной цепи;

t_{GF} — фронт спада анодного тока тиристора;

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{S1}C_0}};$$

L_{S1} — паразитная индуктивность силовых шин.

Мощность, рассеиваемая в резисторе R_0 , определяется выражением:

$$P_0 = 0.5 C_0 V_0 f, \quad (5.10)$$

где f — частота коммутации тиристора.

Суммарная мощность, рассеиваемая в ГТО и демпферной цепи, постоянна и определяется током нагрузки и индуктивностью анодной цепи L_{S1} . Поэтому чем больше мощность, выделяемая на R_0 , тем меньше мощность потерь в структуре ключа, что улучшает условия его выключения.

5.3.3. Защитные цепи силовых модулей

Силовые модули благодаря своей компактности позволяют получать конструкцию преобразовательных схем с минимальной паразитной индуктивностью. Такие схемы обеспечивают внешние индуктивности монтажа менее 100 нГн, что все равно считается слишком большой величиной для уровней преобразуемых токов. Поэтому и в данном случае прибегают к помощи защитных цепочек.

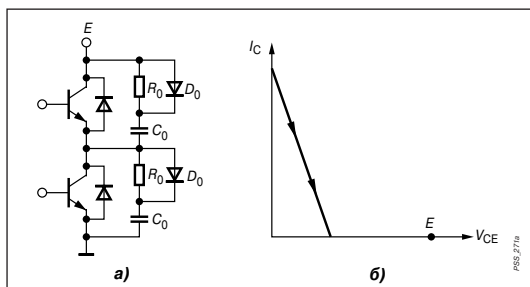


Рис. 5.29

Защитные RCD-цепи, подключенные к каждому ключу силовой схемы мостовой конфигурации (а), и траектория рабочей точки ключа при выключении (б)

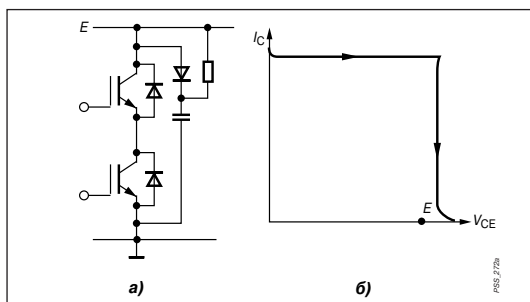


Рис. 5.30

Защитная RCD-цепь, подключенная параллельно отдельному плечу мостовой схемы (а) и траектория рабочей точки ключа при выключении (б)

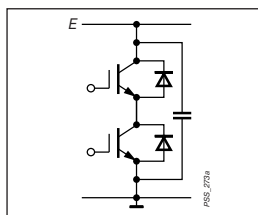


Рис. 5.31

Защита силового модуля отдельным высокочастотным конденсатором

Обычные RCD-цепи, включаемые параллельно отдельному силовому ключу, хотя и обеспечивают безопасную траекторию переключения, приводят к высоким дополнительным потерям (Рис. 5.29). Применение таких схем ограничено низкой частотой переключения силовых ключей и используется в основном для модулей биполярного типа на частоте коммутации 1...2 кГц.

Для уменьшения дополнительных потерь в преобразователях на рабочие токи 10...100 А можно подключить защитную цепь параллельно отдельному плечу мостовой схемы, или параллельно всей схеме, если она выполнена на основе единого модуля (Рис. 5.30). При этом потери в схеме будут определяться только всплесками напряжения из-за влияния паразитных ин-

дуктивностей монтажа, поскольку защитный конденсатор не разряжается через отдельный ключ на каждом такте коммутации.

Для силовых схем на токи 150...300 А, в которых применяются двухэлементные модули, для защиты от перенапряжений к выходу модуля подключают отдельный высокочастотный конденсатор. Данный элемент выполняет ту же защитную функцию, что и стандартная RCD-цепочка при двухтактном режиме работы схемы. При этом также не происходит разряда конденсатора через отдельный ключ (Рис. 5.31).

Недостатком рассматриваемого варианта является возможность возникновения резонансных колебаний между защитным конденсатором и паразитными индуктивностями монтажных соединений.

При рабочих токах более 400 А силовые модули выполняются в виде отдельных ключей. Используются также параллельные сборки модулей. Для схем мостовой конфигурации в данном случае применяют защитные *RCD*-цепи, в которых резисторы подключаются перекрестно, т.е. к противоположным монтажным шинам схемы (**Рис. 5.32**). При параллельном соединении модулей данные цепи подключаются к каждому отдельному плечу схемы.

Осциллограмма напряжения на запираемом ключе для представленных схем защиты (кроме стандартной *RCD*-схемы **Рис. 5.29**) показана на **Рис. 5.33**.

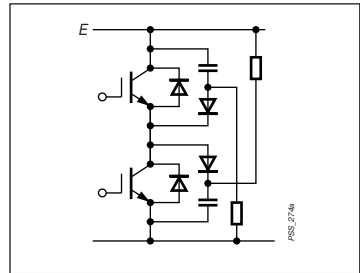
Начальный всплеск напряжения ΔV_1 определяется величиной паразитной индуктивности в контуре защитной цепи L_{S2} . После этого выходное напряжение увеличивается за счет заряда защитного конденсатора энергией, накопленной в паразитных индуктивностях монтажных шин L_{S1} .

Если установить допустимые значения всплесков напряжения ΔV_1 и ΔV_2 можно рассчитать параметры защитных цепей. Индуктивность цепи снаббера определяется выражением:

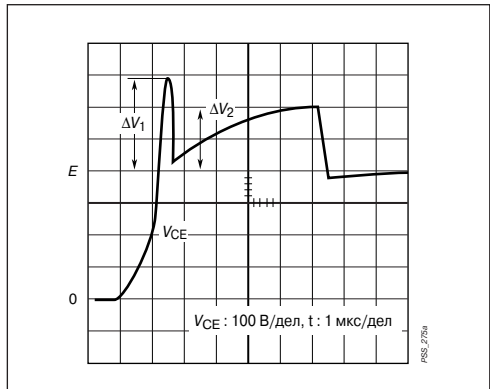
$$L_{S2} \leq \frac{\Delta V_1}{di/dt}, \quad (5.11)$$

где (di/dt) — скорость нарастания тока в открывающемся ключе, или скорость спада тока в противофазном диоде.

Например, для IGBT-модулей данную скорость оценивают как произведение постоянного коэффициента $k = 0.02$ А/нс на класс ключа по току. Для модуля на силовой ток 400 А получаем скорость изменения тока 8 А/нс. При этом минимально допустимая па-


Рис. 5.32

Защитная *RCD*-цепь с резисторами, подключенными к силовым шинам противофазного ключа


Рис. 5.33

Напряжение на запираемом ключе для защитных схем (без разряда емкости через открытый ключ) силовых модулей

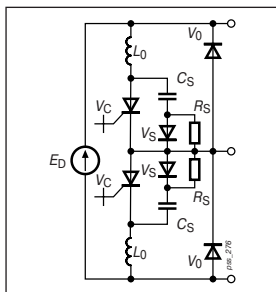


Рис. 5.34

**Защитные цепи
в тиристорных модулях**

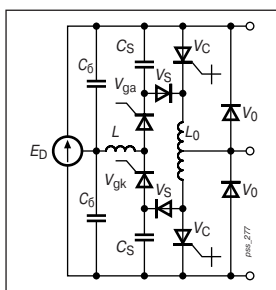


Рис. 5.35

Защитная цепь в тиристорном модуле с рекуперацией энергии в источник питания

резонансного LC -контура. Для данного энергообмена приходится использовать дополнительные ключи, что значительно усложняет схему, но является оправданным, поскольку потери в дополнительных цепях снижаются во много раз (до 50...75 Вт).

разитная индуктивность $L_{S2} = 12.5$ нГн (для допустимого всплеска $\Delta V_1 = 100$ В).

Величина защитной емкости определяется по величине энергии, накопленной в паразитной индуктивности L_{S1} :

$$C_0 \geq \frac{L_{S1} I_0^2}{\Delta V_2^2}, \quad (5.12)$$

где I_0 — номинальный ток нагрузки в силовой схеме.

При допустимой паразитной индуктивности монтажа $L_{S1} = 50$ нГн для токов нагрузки 400 А и всплеске $\Delta V_2 = 100$ В получаем величину $C_0 = 0.8$ мкФ.

Ограничение скорости нарастания тока при включении силовых ключей модулей осуществляется либо по входной цепи управления для транзисторных вариантов, либо с применением защитных индуктивных цепочек, например, как это показано для полумостовой схемы GTO-тиристоров (Рис. 5.34).

В преобразователе мощностью 60 кВт потери в дополнительных защитных цепях стандартной конфигурации составляют 1300...1500 Вт. По этой причине используют также схемы с рекуперацией энергии в источник питания, например, как в варианте Рис. 5.35.

В представленной схеме энергия из защитного конденсатора передается в источник питания при промежуточном накоплении в индуктивности резонансного LC -контура. Для данного энергообмена приходится использовать дополнительные ключи, что значительно усложняет схему, но является оправданным, поскольку потери в дополнительных цепях снижаются во много раз (до 50...75 Вт).

5.4. Защита силовых ключей от режимов короткого замыкания

Пассивные методы защиты, рассмотренные в предыдущем разделе, помогают силовым ключам в переходных процессах токовой перегрузки. Однако важной задачей является также определение момента начала воз-

многого процесса длительной токовой перегрузки. Частично эти задачи возлагаются на дополнительные элементы защиты в виде плавких предохранителей и автоматов отключения питания. Однако быстродействие данных устройств составляет единицы, а то и десятки миллисекунд, что для многих типов силовых ключей является катастрофично долгим. Очевидно, что методы быстродействующей защиты микросекундного диапазона действия должны основываться на электронных схемах. Частично эти функции возлагают на драйверы современных силовых ключей.

При токовой перегрузке силовой ключ должен оставаться в границах короткозамкнутой ОБР в течение всего периода до момента запираания. Для транзисторных приборов данная характеристика приводится в справочных данных, для тиристорных ключей учитывают параметры ударного тока и защитного показателя (см. главу 3). Контроль режима перегрузки осуществляют либо с помощью датчиков тока, либо по выходному напряжению ключа. Для биполярных транзисторов возможен также контроль напряжения входной цепи, поскольку напряжение на переходе база—эмиттер увеличивается с ростом тока нагрузки (**Рис. 5.36**).

Применение контроля входного напряжения ограничено отдельным типом силового ключа. Недостатки свойственны также вариантам на основе датчиков тока:

1. Применение последовательных резисторов приводит к дополнительным потерям и перегреву элементов, что снижает надежность схемы. Кроме этого, необходимо учитывать, что требуются резисторы относительно большой мощности и с низкой собственной индуктивностью.
2. Импульсные трансформаторы тока относительно дороги и нетехнологичны и требуют дополнительного контроля за состоянием магнитного насыщения.

По указанным причинам наибольшее применение находят схемы контроля, анализирующие уровень выходного напряжения открытого ключа. Структурная схема, реализующая данный вариант, показана на **Рис. 5.37**. Элементом контроля выходного напряжения ключа является импульсный диод, включенный между одним из входов компаратора схемы контроля и выходной точкой силового ключа. В нормальном режиме работы данный диод находится

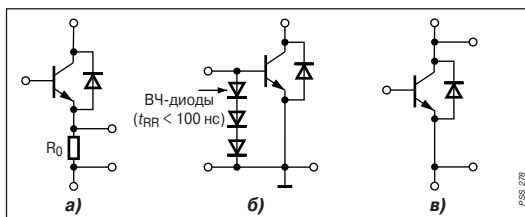


Рис. 5.36

Варианты контроля режима токовой перегрузки: датчик тока (а), контроль входной цепи (б), контроль выходной цепи (в)

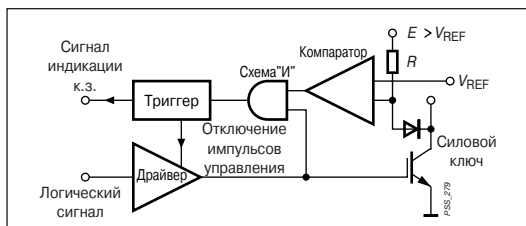


Рис. 5.37

Структурная схема устройства контроля режима токовой перегрузки по выходному напряжению ключа

в открытом состоянии, а его катод через открытый ключ соединяется с общей шиной драйвера управления. В режиме перегрузки по току выходное напряжение силового ключа увеличивается, что приводит к запиранию контролирующего диода. При этом на выходе компаратора появляется импульс, который через логическую схему «И» поступает на вход элемента памяти (триггера). После переброски выходного уровня триггера соответствующие информационные сигналы поступают в схему драйвера для отключения импульсов управления и в дополнительные каналы для индикации режима перегрузки, а также в таймерную систему, обеспечивающую через определенный промежуток времени переустановку всех элементов системы в исходное состояние.

Снятие импульсов управления в течение допустимого промежутка времени, определяемого аварийной ОБР, является одним из простейших способов защиты ключей. При этом следует учитывать тот факт, что в ключах транзисторного типа происходит прерывание силового тока повышенной амплитуды, что может сопровождаться серьезным перенапряжением как в выходной, так и во входной цепи прибора. И следует учитывать все те рекомендации, какие были приведены в предыдущих разделах по пассивным схемам защиты. В ключах тиристорного типа выключение из аварийного режима производят не по цепи управления, а с помощью дополнительных устройств отключения силового тока.

Для современных силовых ключей, управляемых по цепи изолированного затвора, используются также методы регулируемого выхода из режима токовой перегрузки. Данные методы основаны на зависимости амплитуды токовой перегрузки и длительности возможного пребывания в режиме короткого замыкания от управляющего напряжения (**Рис. 5.38**).

Анализ представленных зависимостей показывает, что уменьшение управляющего напряжения со стандартного уровня 15 В до 8...10 В позволяет эффективно уменьшать аварийный ток в несколько раз при двух-трехкратном расширении допустимого времени перегрузки. На **Рис. 5.39** показана осциллограмма изменения формы аварийного тока ключа при увеличении длительности интервала перегрузки. Как видно, выключение во втором случае происходит с меньшей амплитуды силового тока, что уменьшает всплеск перенапряжений.

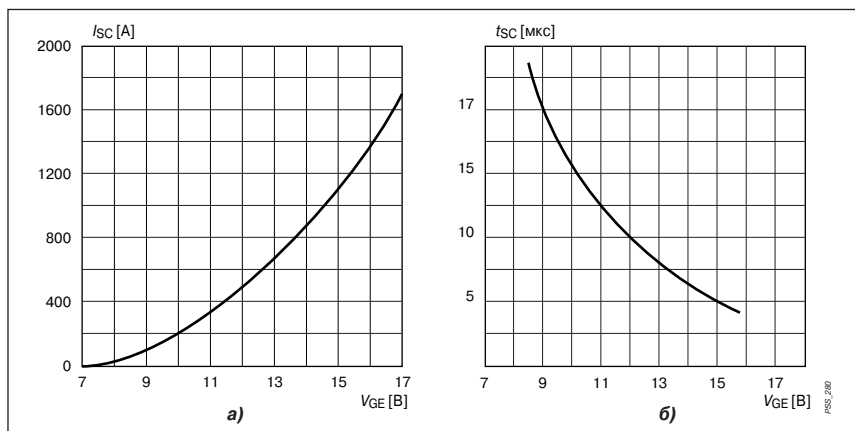


Рис. 5.38

Зависимость амплитуды тока перегрузки (а) и максимально допустимого времени пребывания ключа в режиме короткого замыкания (б) от управляющего напряжения

Поэтому системы защиты силовых ключей, встраиваемые в драйверы, используют следующие методы снятия управляющего воздействия:

1. Мгновенное отключение импульса управления в течение заданного интервала времени после поступления сигнала о перегрузке.

2. Ступенчатое уменьшение амплитуды импульса управления с

15 В до 8...10 В при перегрузке с последующим отключением до нулевого уровня по прошествии максимально разрешенного временного интервала.

3. Плавное снижение амплитуды импульса управления в оптимальном временном интервале для уменьшения амплитуды тока короткого замыкания.

Структурная схема драйвера типа M57962L фирмы Mitsubishi Electric для управления мощными IGBT, которая реализует третий из перечислен-

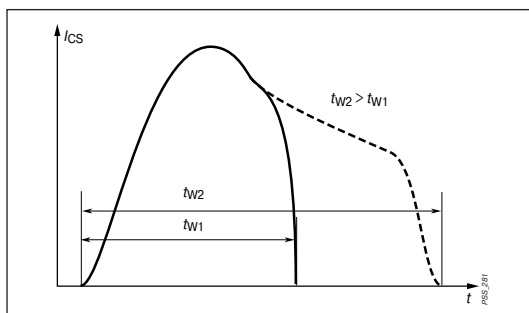


Рис. 5.39

Изменение формы тока перегрузки при увеличении интервала времени режима короткого замыкания

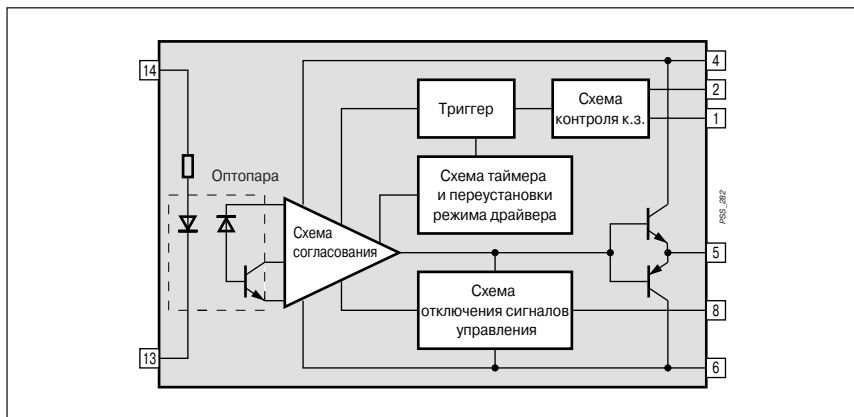


Рис. 5.40

Структурная схема драйвера M57962L со встроенной системой защиты от перегрузки по току

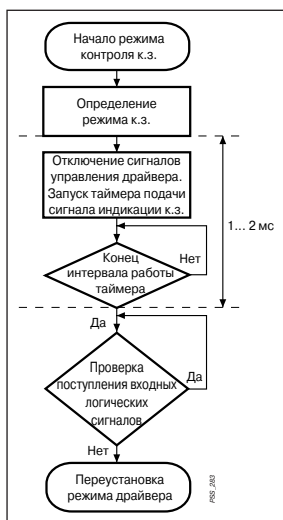


Рис. 5.41

Алгоритм организации защиты при токовой перегрузке в структуре драйверов M57962L

ных вариантов защиты при токовой перегрузке, представлена на **Рис. 5.40**. Дополнительно к уже рассмотренному варианту определения режима перегрузки (см. **Рис. 5.37**) в данной структуре представлен блок таймерной схемы и блок плавного отключения сигнала управления. Более полное представление о работе системы в режиме короткого замыкания позволяет получить алгоритм взаимодействия структурных частей схемы, показанный на **Рис. 5.41**.

Дадим краткие пояснения к основным блокам алгоритма:

1. Начало контроля режима токовой перегрузки. Для правильной организации режима контроля предварительно необходимо настроить систему по уровню срабатывания защиты и времени задержки до начала контроля. Некоторые драйверы допускают регулировку уровня срабатывания защиты, если они предназначены для использования с силовыми ключами, имеющими разное напряжение насыщения. Время задержки начала контроля необходимо для установления параметров драйвера при пусковых режимах, а

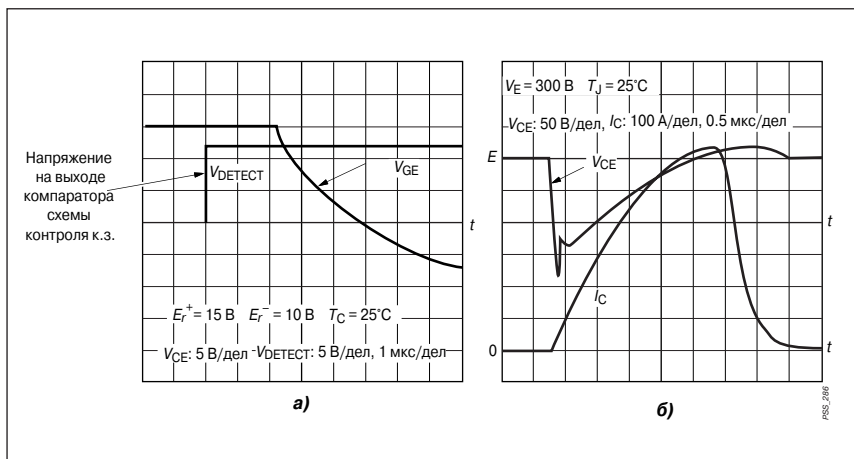


Рис. 5.44

Напряжения управления и контроля в цепи драйвера (а) и переходный процесс в силовом ключе (б) в режиме токовой перегрузки

5. Проверка присутствия логического входного сигнала в схеме драйвера. Если данные сигналы сняты, происходит переход к следующему блоку алгоритма.

6. Перезагрузка всех элементов защиты драйвера, т.е. установка исходного состояния для очередного режима контроля.

Для наглядного примера на **Рис. 5.44** показаны осциллограммы напряжения на основных выходных клеммах драйвера (выходная цепь управляющего сигнала и на входе цепи контроля перегрузки), а также переходный процесс в силовом ключе в режиме защиты от токовой перегрузки.

Амплитуда токовой перегрузки в режиме короткого замыкания IGBT типа CM100DY-12E составила 650 А. Отключение аварийного тока произведено в течение времени менее 4 мкс при относительно небольшом всплеске напряжения в выходной цепи ключа (несколько десятков вольт).

Драйверы, предназначенные для управления силовыми ключами в мостовых схемах, осуществляют также контроль за временем перекрытия при совместной работе приборов одного плеча, что эквивалентно режиму короткого замыкания. Реализация данной функции показана на **Рис. 5.45**. Следует заметить, что время задержки подачи импульса управления на очередной ключ можно также изменить подключением дополнительного резистора к специальным выводам драйвера.

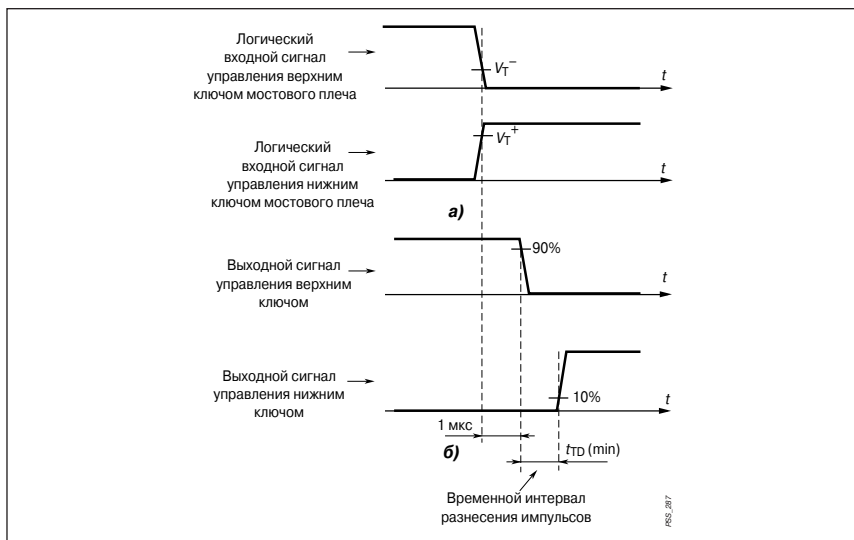


Рис. 5.45
Временные диаграммы входных (а) и выходных (б) импульсов драйвера при управлении ключами мостовых схем

5.5. Силовые ключи с интегрированной системой защиты

Одной из основных тенденций развития современных силовых ключей, основанной на достижениях монолитной и гибридной технологий, является объединение в едином корпусе прибора функций переключения, его управления и защиты. Данные приборы, получившие название «разумные» (Smart) или интеллектуальные (Intelligent), позволяют избавиться от громоздких и неэкономичных дополнительных цепей защиты. Среди уже достаточно широкого перечня подобных приборов можно выделить следующие основные группы:

1. Силовые ключи с одной или несколькими встроенными системами защиты. Для управления данными приборами требуется применение внешнего драйвера. Эти ключи, называемые также самозащищенными, обеспечивают защиту от перенапряжений, токовых перегрузок и температурных воздействий.
2. Силовые ключи с интегрированными функциями защиты и управления. Данные приборы получили название силовых интегральных схем

(Power Integrated Circuits) и, как правило, разрабатываются для конкретной области применения, например в ключевых источниках электропитания или схемах управления электродвигателями на мощности до единиц киловатт.

3. Силовые интеллектуальные модули IPM (Intelligent Power Modules). Данные схемы строятся на базе IGBT-ключей для применения в преобразователях на десятки и сотни киловатт мощности нагрузки.

Детальное рассмотрение всех функций и возможностей этих интересных и перспективных приборов может составить отдельную книгу, поэтому остановимся только на основных моментах, относящихся к защитным свойствам «разумных» ключей.

Одним из главных недостатков биполярных транзисторов является необходимость удаления избыточного накопленного заряда при выключении. Это сопровождается увеличением временного параметра, называемого временем рассасывания. При достаточно глубоком насыщении ключа время рассасывания может увеличиваться до единиц, а то и десятков микросекунд. Это не только ухудшает динамические свойства транзистора, но и может приводить к режимам перегрузки, например, в схемах мостовой конфигурации. Для решения проблемы используют цепи нелинейной обратной связи, что существенно усложняет схемотехнику устройства (как минимум четыре дополнительных диода на ключ), или применяют систему пропорционального токового управления, что дополнительно нагружает систему формирователя импульсов. В серии транзисторов PowerLux-D2 фирмы ON-Semiconductor данная проблема решена на интегральном уровне. Если в многоячейковой структуре биполярного транзистора (см. главу 2) диффузию верхнего эмиттерного слоя проводить только в каждой второй ячейке, получится прибор, эквивалентная схема которого показана на **Рис. 5.46**.

Данная схема представляет собой ненасыщенный ключ, в котором при начале положительного смещения в цепи коллекторного перехода открывается регулирующий транзистор, автоматически отводящий из-

быток базового тока управления.

На базе рассмотренных ранее SENSE-структур силовых транзисторов создаются ключи с защитой от токовой перегрузки. Принцип защиты основан на применении дополнительного тран-

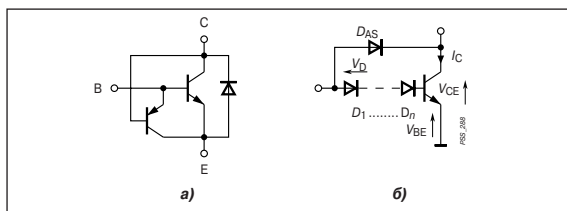


Рис. 5.46

Эквивалентная схема биполярного транзистора PowerLux-D2 (а) и ключ с нелинейной обратной связью (б)

стора, включенного параллельно входной цепи силового ключа и управляемого от SENSE-вывода его структуры. Пример данной токовой защиты показан на **Рис. 5.47** для мощного МДП-транзистора серии SMARTDISCRETES фирмы ON Semiconductor. В режиме токовой перегрузки смещение на резисторе R_2 , через который течет ток, пропорциональный основному, увеличивается до уровня отпирания защитного транзистора. При этом происходит закорачивание входной цепи силового ключа.

Аналогичный принцип защиты от режима короткого замыкания и развития триггерного эффекта используется в NLU-IGBT-ключях фирмы Fuji Electric (NLU-Non Latch Up) (**Рис. 5.48**). В данных приборах в корпус силового ключа встроен дополнительный кристалл защитного МДП-транзистора, пороговое напряжение которого согласовано с допустимым уровнем токовой перегрузки. Применение интегрированной защитной схемы позволяет увеличить длительность пребывания IGBT в режиме короткого замыкания до 25...30 мкс.

Встроенные системы защиты от перенапряжений основаны на ограничительных свойствах диодов со стабилиatronной характеристикой. Данные диоды размещаются в корпусе силового ключа параллельно входной, проходной или выходной цепи (**Рис. 5.49**).

В качестве датчиков температуры кристалла силового ключа используются различные температурочувствительные элементы (Temperature Sensor), сигнал от которых используется для прерывания сигналов управления, при превышении температурой допустимого значения. Применяют как специальные датчики температуры в виде термодпары с относительно быстрой постоянной времени (до 250 мс), которые приклеиваются непосредственно к кристаллу силового ключа (**Рис. 5.50**), так и температурочувствительные полупроводниковые

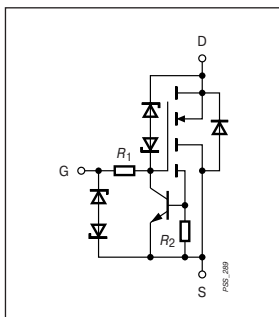


Рис. 5.47

Мощный МДП-транзистор с SENSE-структурой и защитой от токовой перегрузки

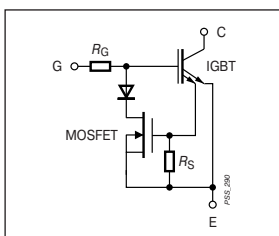


Рис. 5.48

NLU-IGBT-ключ с защитной схемой от перегрузки по току

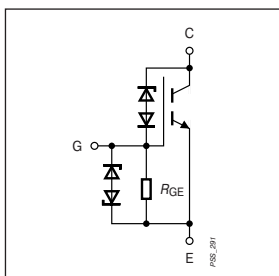


Рис. 5.49

Силовой транзистор со встроенной защитой от перенапряжений

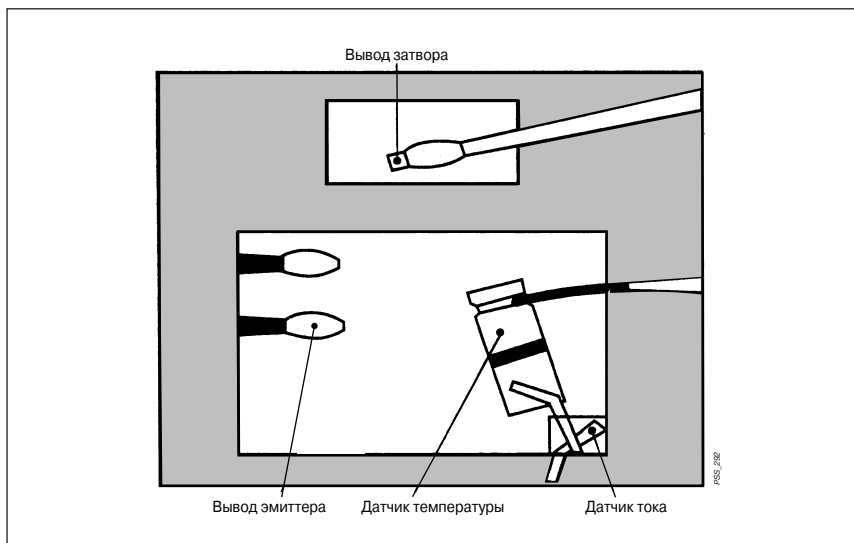


Рис. 5.50

Датчик температуры, приклеенный к кристаллу силового ключа

элементы, например, диоды в структуре мощных МДП-транзисторов серии TempSENSE фирмы IR (**Рис. 5.51**).

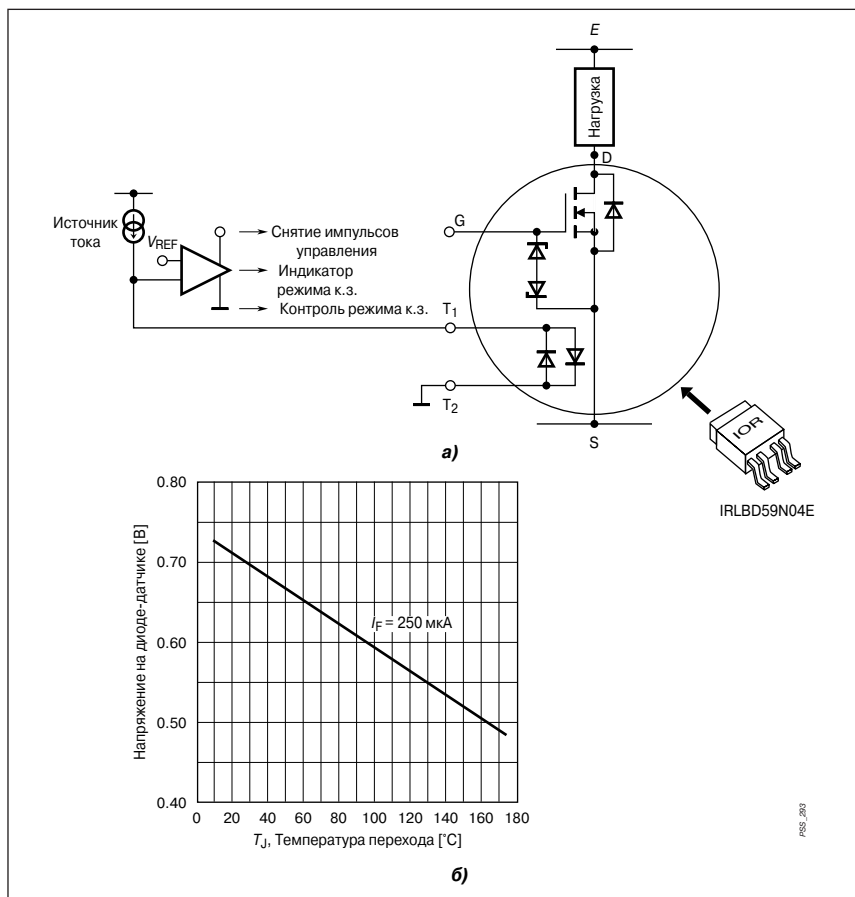
В качестве примера силовой интегральной схемы, в которой объединены все приведенные варианты интегрированных систем защиты, на **Рис. 5.52** представлен МДП-ключ серии PROFET фирмы Infineon Technologies. Данный прибор имеет также встроенный драйвер, который управляется от информационного сигнала ТТЛ-уровня.

В режиме короткого замыкания МДП-ключ автоматически выключается, если длительность перегрузки превышает 40 мкс. Температурный датчик также обеспечивает выключение драйвера при увеличении перегрева структуры свыше 150°C.

Диаграмма, иллюстрирующая работу систем защиты при токовой и температурной перегрузке, представлена на **Рис. 5.53**.

Для защиты от перенапряжения МДП-ключ снабжен стабилитронами, включенными параллельно выходной и проходной цепи основного транзистора. Корпус прибора, кроме того, обеспечивает повышенную стойкость к воздействию зарядов электростатического электричества.

На **Рис. 5.54** представлен пример еще одного МДП-ключа, выполненного в виде силовой интегральной схемы серии IR6000 фирмы IR.



МДП-транзистор серии TempSENSE (а) и зависимость напряжения на встроенном диоде от температуры (б)

Схема содержит встроенный драйвер и системы токовой и температурной защиты и может применяться в устройствах электронного зажигания ламп, а также для управления двигательной нагрузкой на мощность в несколько сотен ватт. Системы защиты МДП-ключа рассчитаны на максимальный выходной ток 7 А и температуру не выше 175°C. На **Рис. 5.55** показаны осциллограммы управляющего напря-

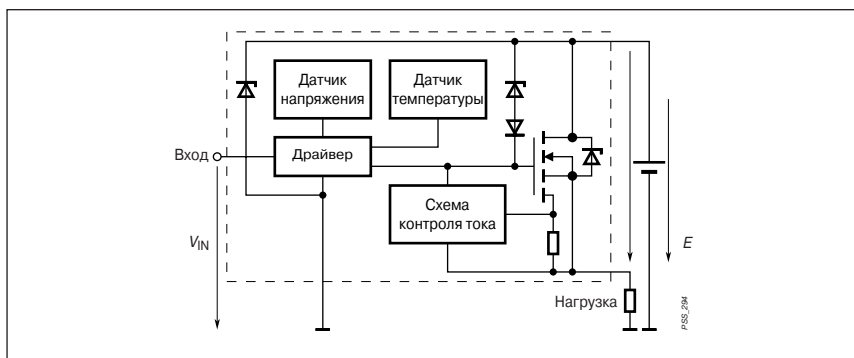


Рис. 5.52

МДП-ключ серии PROFET

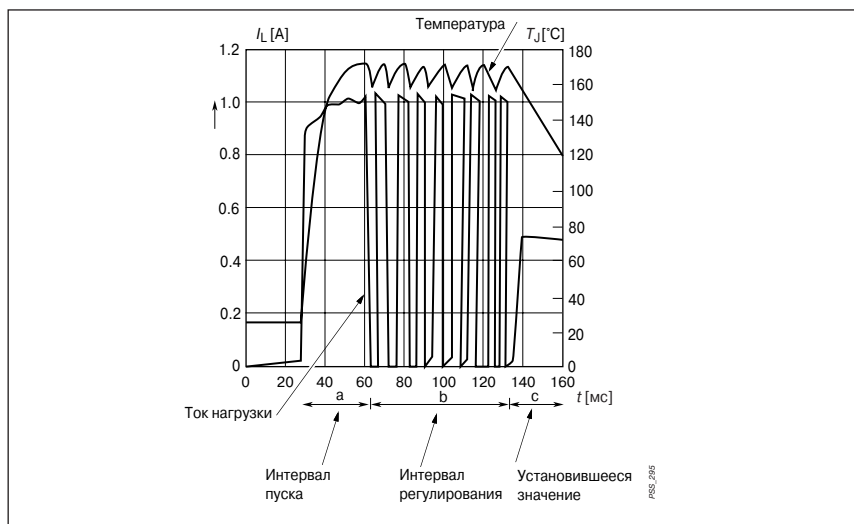


Рис. 5.53

Ограничение токовой и температурной перегрузки в МДП-транзисторе серии PROFET

жения транзистора и выходного тока при нормальном пусковом режиме и при режиме с токовой перегрузкой при работе на электронную лампу.

Структурная схема силового интеллектуального модуля IPM представлена на **Рис. 5.56**.

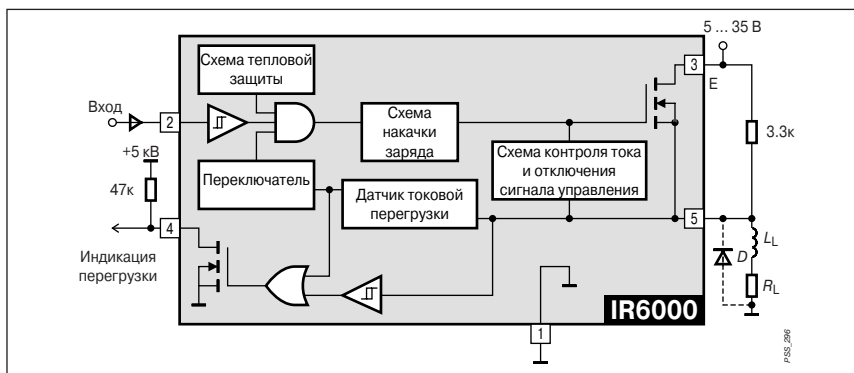


Рис. 5.54

МДП-транзистор серии IR6000

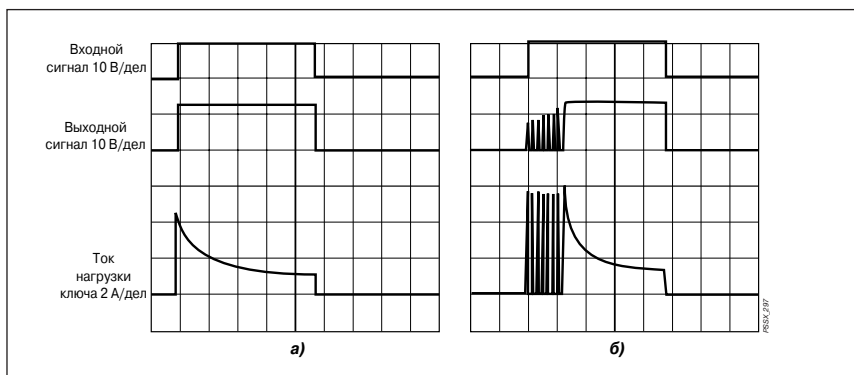


Рис. 5.55

Переходный режим в цепи нагрузки МДП-ключа при нормальной амплитуде выходного тока (а) и при перегрузке (б)

Данная система выполняет следующие защитные функции:

1. Контроль за уровнем напряжения преобразователя.
2. Защита от токовой перегрузки.
3. Защита от режима короткого замыкания.
4. Температурная защита.

По сигналу перегрузки от любой из перечисленных систем защиты драйвер прерывает подачу импульсов управления во входную цепь IGBT, при этом на выходе системы индикации режима перегрузки появляется

информационный сигнал. В IPM третьего поколения применяется ускоренная система контроля режима токовой перегрузки, которая позволяет обнаружить аварийный процесс в течение интервала менее 100 нс. На **Рис. 5.57** показаны осциллограммы, иллюстрирующие прерывание тока короткого замыкания при использовании стандартного драйвера с функцией токовой защиты и при работе системы защиты IPM. Ускоренный режим обнаружения и отключения токовой перегрузки практически не сопровождается выбросами перенапряжений в схеме ключа.

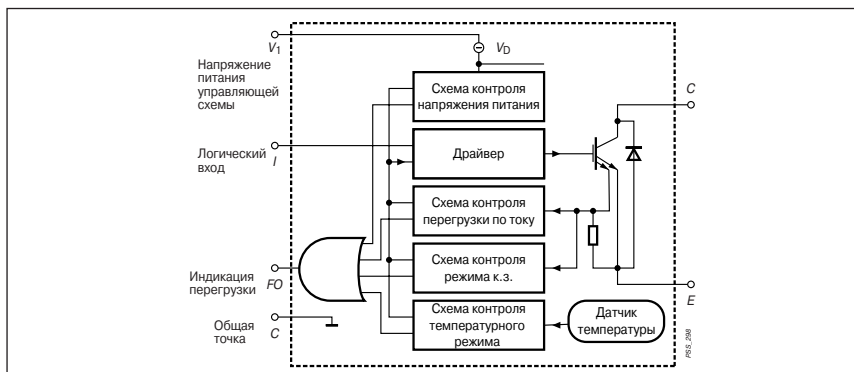


Рис. 5.56

Структурная схема силового интеллектуального модуля IPM

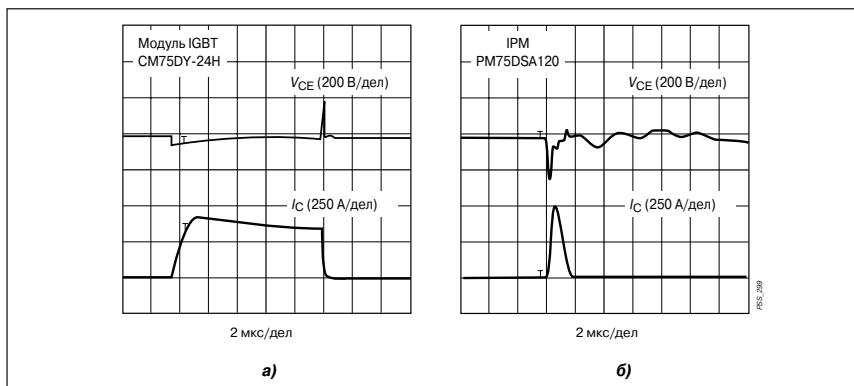


Рис. 5.57

Осциллограммы режима токовой перегрузки при работе системы защиты в схеме стандартного драйвера (а) и в силовом интеллектуальном модуле IPM (б)

6

Глава

Применение мощных полупроводниковых ключей в силовых схемах

6.1. Основные области применения ключевых приборов

Несмотря на то, что представленные основные классы мощных ключевых приборов далеки от идеального совершенства, на сегодня можно констатировать факт, что не существует принципиальных ограничений для разработки высокоэффективных силовых устройств постоянного и переменного тока в самом широком диапазоне мощностей (от единиц ватт до десятков мегаватт). Такие устройства внедряются практически во все отрасли современной жизни (**Рис. 6.1**). Мощные полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT), обладая лучшими характеристиками с точки зрения малых коммутационных потерь, высоких скоростей переключения и стойкости к режимам перегрузки, практически вытеснили силовые биполярные транзисторы из традиционных областей их применения. Отдельные серии биполярных тран-

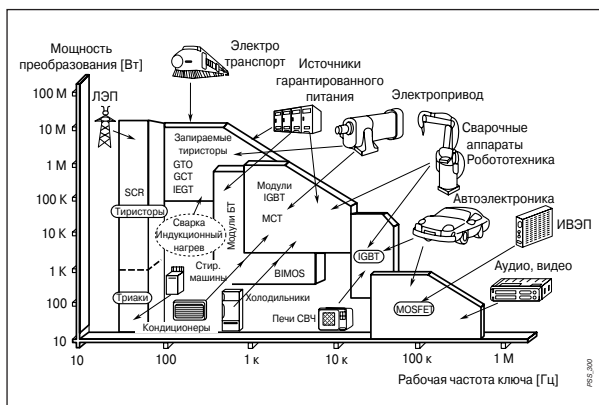


Рис. 6.1

Области применения ключевых полупроводниковых приборов

зисторов модернизированных технологий занимают узкую нишу применения в импульсных источниках электропитания с относительно низкой рабочей частотой 20...60 кГц, определяемой технологическими особенностями нагрузки (например, системы электронных балластов флюоресцентных ламп (**Рис. 6.2**). В импульсных источниках питания и регуляторах постоянного напряжения с частотой преобразования 75...200 кГц и выходной мощностью от десятков и сотен ватт до единиц киловатт самое

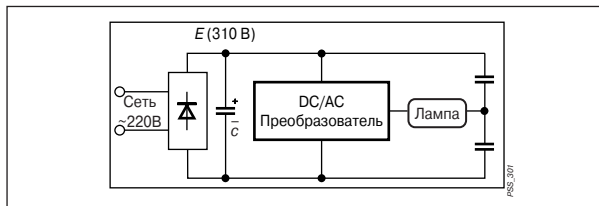


Рис. 6.2

Структурная схема электронного балласта

широкое применение находят в основном мощные МДП-транзисторы и дискретные типы высокочастотных IGBT (**Рис. 6.3**).

Из главных задач улучшения энергетических показателей ключевых источников электропитания выделяют следующие:

1. Уменьшение габаритных размеров и массы радиаторов силовых ключей за счет повышения КПД схемы.

2. Уменьшение массо-габаритных характеристик реактивных элементов преобразователя за счет увеличения частоты преобразования.

- ### 3. Исключение из схем низкочастотных трансформаторов.

Однако увеличение рабочей частоты преобразователя при форме выходного тока и напряжения, близкой к прямоугольной, приводит к росту динамических потерь в ключах из-за рассеивания дополнительной энергии в паразитных индуктивностях и емкостях силовой схемы. Другим существенным недостатком импульсных схем является высокий уровень помех при линейной коммутации ключей. Поэтому все большее применение находят схемы электропитания, построенные на основе резонансных преобразователей. В данных устройствах паразитные элементы являются частью резонансного LC -контура, а силовые ключи коммутируют либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении, что уменьшает динамические потери и электрические перегрузки элементов преобразователя. Регулирование выходного напряжения в резонансных схемах осуществляется изменением частоты. Наибольшее распространение получили схемы с последовательным LC -контуром, обеспечивающие ограничение тока и возможность параллельной работы на общую нагрузку (**Рис. 6.4**). Значение выходного напряжения представленного преобразователя определяется частотой переключения транзисторов и добротностью контура. Работа на частотах ниже резонансной дает возможность коммутировать ключи схемы при нулевом токе, а при частотах выше резонансной — при нулевом напряжении. Данная коммутация является основным достоинством резонансных схем. Однако следует учитывать тот факт, что амплитудные и действующие значения токов и напряжений на силовых ключах при этом больше, в сравнении с обычными преобразователями, что увеличивает общие потери в схеме.

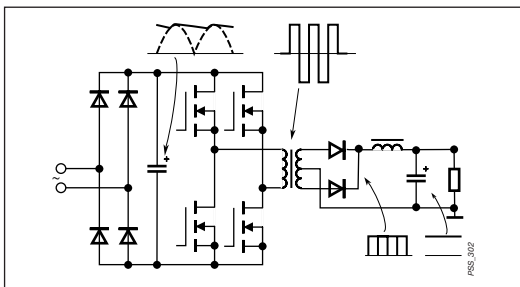


Рис. 6.3

Структурная схема импульсного источника питания

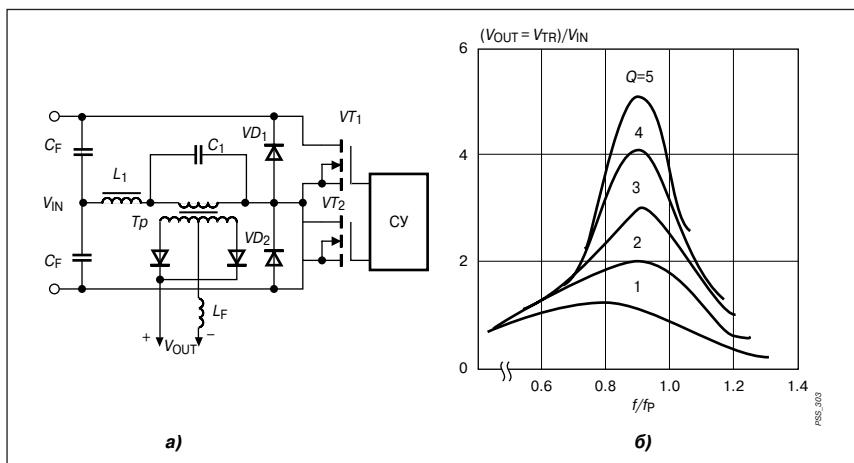


Рис. 6.4

Структурная схема преобразователя напряжения резонансного типа (а) и частотная характеристика его выходного напряжения (б)

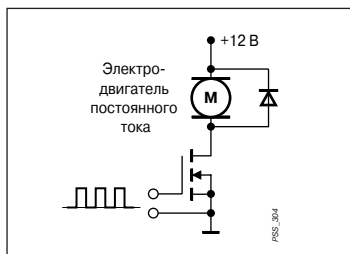


Рис. 6.5

Устройство управления двигателем постоянного тока на мощном МДП-транзисторе

При выборе ключевых приборов в системах управления электродвигателями требования высоких скоростей переключения не являются доминирующими. Особенности нагрузки в данных силовых схемах являются следующие факторы:

1. Индуктивный характер.
2. Наличие противонаправленной ЭДС вращения.
3. Кратковременные, но многократные перегрузки по току.
4. Близость пусковых режимов к режиму короткого замыкания.

Высокочастотные полевые транзисторы находят применение в данной области, как правило, для управления электродвигателями постоянного тока, работающими от источников постоянного напряжения (Рис. 6.5). Одним из наиболее распространенных вариантов применения здесь является автомобильная электроника, ориентированная на работу от постоянного напряжения 12 В, обеспечиваемого аккумуляторной батареей. Эффективно используются высокочастотные МДП-транзисторы также в схемах управления шаговыми двигателями и безщеточными двигателями постоянного тока.

В системах питания двигателей постоянного тока от сети переменного тока, использующих фазовый способ регулирования, по-прежнему эффективны в применении однооперационные тиристоры и семисторы (триаки). В бытовых приборах и переносных электроинструментах с двигателями постоянного тока мощностью в доли киловатт данные ключи применяются как вследствие их дешевизны, так и простоты систем управления (**Рис. 6.6**).

Метод фазового управления не позволяет плавно регулировать частоту выходного напряжения и получать ее выше частоты питающей сети. Поэтому все большее применение находят асинхронные электродвигатели переменного тока, работа которых строится на базе силовых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) (**Рис. 6.7**). Применение ШИМ обеспечивает оптимальное управление скоростью вращения асинхронного двигателя путем изменения частоты выходных сигналов в широких пределах. Асинхронные двигатели более экономичны и долговечны, требуют меньших эксплуатационных затрат и более надежны по сравнению с электродвигателями постоянного тока. Однако стоимость системы управления асинхронным двигателем может оказаться существенной и даже больше стоимости самого электродвигателя. Очевидно, что в данных системах возможно применение только полностью управляемых полупроводниковых ключей, сложность управления которыми определяет

конечную стоимость оборудования. Для применения в промышленных электроприборах, питаемых от сети переменного тока (однофазной 220 В и трехфазной 380 В), рекомендуется применение ключевых приборов на токи от единиц до сотен ампер с частотой переключения от долей герца до десятков килогерц. Особое требование к обеспечению защиты от перенапряжений, коротких замыканий в нагрузке

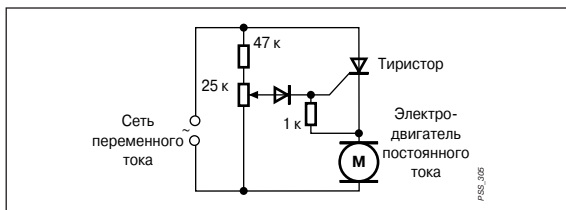


Рис. 6.6

Устройство фазового управления двигателем постоянного тока на тиристоре

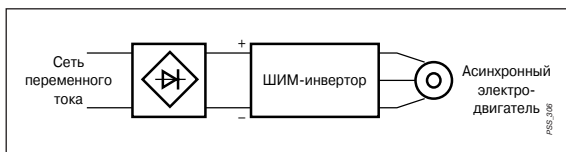


Рис. 6.7

Структурная схема устройства управления асинхронным двигателем

и сквозных токов. Силовые модули на базе IGBT, а также полевые тиристоры МСТ вытеснили в данном применении не только модули биполярных транзисторов, но даже и запираемые тиристоры (GTO).

Запираемые тиристоры и их модернизированный вариант GCT, обеспечивающий коммутрующий ток в цепь электрода управления, а также биполярный транзистор с изолированным затвором и усиленной инжекцией IEGT находят основное применение в энергетических установках высоковольтных линий передачи постоянного тока, сверхмощных электроприводах и системах электрифицированного транспорта, в силовых инверторах для различных технологических установок (сварка, индукционный нагрев и т.п.), где требуется преобразование мощности в сотни киловатт и единицы мегаватт. Главными требованиями к силовым ключам здесь являются: низкое прямое падение напряжения при значительных плотностях выходного тока, широкая область безопасной работы, высокая надежность.

Практическое внедрение индукционных тиристоров, несмотря на их перспективность и более высокие в сравнении с другими тиристорами динамические показатели, оказалось затруднительным главным образом из-за сложности управления и высокой себестоимости.

Перечисленные варианты применения мощных ключей не исчерпывают всего многообразия современных силовых схем и устройств. Отметим наиболее общие критерии, которые используют при выборе типа активного компонента для любого силового устройства:

1. Достаточные для получения требуемой мощности преобразования номинальные токи и напряжения.
2. Прямое падение напряжения в открытом состоянии.
3. Значения усилительных параметров, обеспечивающих эффективность ключевых свойств, и их вариация в заданном режиме нагрузки.
4. Времена переключения.
5. Энергия потерь и температура структуры.

Далее будет рассмотрено применение полупроводниковых ключей в типовых вариантах силовых схем, учитывая особенности самого прибора, влияние характера нагрузки, структуры схемы и режима ее работы. Выбор схемы преобразовательного устройства наиболее тесно связан с динамическими и временными параметрами ключа и часто ими определяется. Данные параметры, характеризующие собственно ключ, не искаженные влиянием цепи нагрузки, наиболее объективно можно оценить в режиме переключения на резистивную нагрузку или в близком к нему режиме, учитывающем влияние только малых или паразитных элементов схемы. На практике данный режим встречается при работе ключей в импульсных генераторах и модуляторах, а также прерывателях

постоянного тока. Точные расчеты переходных процессов и статического режима ключа возможны только на ЭВМ при использовании математических моделей реальных приборов. Ниже излагаются основы приближенного аналитического расчета транзисторных и тиристорных ключей, которые, однако, помогают понять основные проблемы, с которыми сталкиваются разработчики силовых схем, использующие данные приборы.

6.2. Типовые схемы транзисторных ключей

6.2.1. Ключ на биполярном транзисторе

Схема ключа на биполярном транзисторе с общим эмиттером представлена на **Рис. 6.8**.

При подаче во входную цепь транзистора импульса прямого тока I_{B1} начинается переходный процесс включения, состоящий из трех этапов. На начальной стадии включения, называемой задержкой $t_D(\text{on})$, происходит перезаряд барьерной емкости входного эмиттерного перехода. Время задержки приближенно оценивается по формуле:

$$t_D(\text{on}) \approx \frac{C_{EB} V_{E0}}{I_{B1}}, \quad (6.1)$$

где C_{EB} — барьерная емкость эмиттерного перехода;
 $V_{E0} \approx 0.7 \text{ В}$ — напряжение прямого смещения эмиттерного перехода для кремниевого транзистора.

Затем начинается этап нарастания коллекторного тока. Для количественного анализа переходных процессов в биполярном транзисторе используют метод заряда, в соответствии с которым изменение накопленного заряда в базе определяется входным током транзистора и процессом рекомбинации носителей:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_{B1} - \frac{Q_B}{\tau_B}, \quad (6.2)$$

где Q_B — заряд накопленных носителей в базе транзистора;

τ_B — время жизни носителей, определяющее скорость рекомбинации.

Основным допущением метода заряда является прямая пропорциональность накопленного заряда Q_B и выходного тока транзистора $i_C(t)$

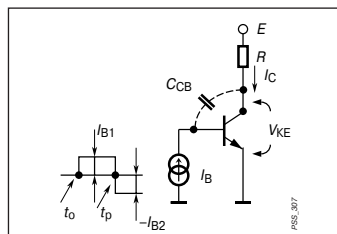


Рис. 6.8

Ключ на биполярном транзисторе

$$i_C(t) = \frac{Q_B(t)}{\tau_C} = \frac{B_N}{\tau_B} Q_B(t), \quad (6.3)$$

где τ_C — время пролета носителей через область базы;
 B_N — статический коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером в нормальном усилительном режиме.

Решение уравнения (6.2) при начальном условии $Q_B(0) = 0$ определяет изменение накопленного заряда во времени $Q_B(t)$:

$$Q_B(t) = \tau_B / B_N (1 - e^{-t/\tau_B}). \quad (6.4)$$

С учетом допущения (6.3) для тока коллектора $i_C(t)$ можно записать:

$$i_C(t) = B_N / B_N (1 - e^{-t/\tau_B}). \quad (6.5)$$

Длительность этапа нарастания тока коллектора t_r определяется условием насыщения транзистора, при котором выходной ток ключа становится равным максимально возможному, определяемому внешней нагрузкой:

$$i_C(t_r) = \frac{E}{R} = I_C(\text{sat}), \quad (6.6)$$

где E — напряжение внешнего источника;

R — сопротивление нагрузки;

$I_C(\text{sat})$ — ток коллектора в режиме насыщения.

При выполнении условия (6.6) в базе транзистора накапливается заряд, называемый граничным $Q_{гр}$:

$$Q_{гр} = \tau_C I_C(\text{sat}) = \frac{\tau_B}{B_N} I_C(\text{sat}). \quad (6.7)$$

Из уравнений (6.5) и (6.6) время нарастания t_r можно выразить формулой:

$$t_r = \tau_B \ln \frac{I_{B1} B_N}{I_{B1} B_N - I_C(\text{sat})} = \tau_B \ln \frac{I_{B1}}{I_{B1} - I_C(\text{sat}) / B_N}. \quad (6.8)$$

Чтобы обеспечить переход транзистора в насыщенное состояние необходимо выполнение условия:

$$I_{B1} > \frac{I_C(\text{sat})}{B_N} = I_B(\text{sat}), \quad (6.9)$$

где $I_B(\text{sat})$ — ток насыщения базы.

Для количественной оценки глубины насыщения используют параметр, называемый степенью насыщения N . Данный параметр определя-

ется как относительное превышение базовым током I_{B1} граничного значения $I_B(\text{sat})$:

$$N = \frac{I_{B1} - I_B(\text{sat})}{I_B(\text{sat})} = \frac{B_N I_{B1} - I_C(\text{sat})}{I_C(\text{sat})} \quad (6.10)$$

На последнем этапе переходного процесса включения ток коллектора не изменяется и равен $I_C(\text{sat})$, однако заряд в базовом слое продолжает накапливаться в соответствии с выражением:

$$Q_B(t) = \tau_n I_{B1} (1 - e^{-t/\tau_n}), \quad (6.11)$$

где τ_n — постоянная накопления заряда при работе транзистора в режиме насыщения.

Данный заряд называется избыточным $Q_{\text{изб.}}$, так как он превосходит граничную величину накопленного заряда $Q_{\text{ГР}}$ при переходе транзистора из активной области в насыщение. Распределение зарядов Q_B для различных режимов работы транзистора представлено на **Рис. 6.9**. Поскольку распределение заряда носителей при насыщении заметно отличается от распределения в нормальном активном режиме, постоянная τ_n отличается от времени жизни носителей τ_B . Часто постоянную накопления τ_n полагают равной инверсному значению времени жизни, которое определяется поверхностной рекомбинацией и меньше τ_B . Практическую оценку параметра τ_n можно провести на основе справочных данных, о чем будет сказано ниже.

Процесс накопления избыточного заряда заканчивается через время, называемое временем накопления t_H :

$$t_H \approx (2 \dots 3) \tau_n. \quad (6.12)$$

Переходный процесс выключения транзистора начинается в момент изменения входного тока от положительного уровня I_{B1} до отрицательного I_{B2} . При этом начинается уменьшение накопленного заряда в базе. Выключение протекает в два этапа. На первом, называемом этапом рассасывания избыточного заряда, происходит уменьшение Q_B до граничного значения $Q_{\text{ГР}}$. В течение процесса рассасывания коллекторный ток транзистора остается неизменным и равным $I_C(\text{sat})$, так как ключ продолжает находиться в насыщенном состоянии. Длительность данного этапа характеризуется параметром,

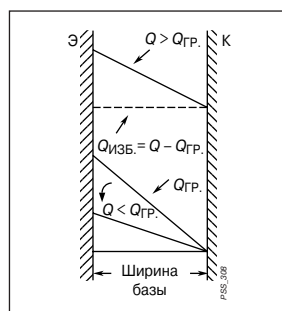


Рис. 6.9

Распределение заряда, накопленного в базе биполярного транзистора при активном, граничном и насыщенном режиме

называемым временем рассасывания t_D . Для его определения можно воспользоваться уравнением (6.2), заменив постоянную времени τ_B на τ_H , а входной ток I_{B1} на I_{B2} . Начальное условие для решения полученного уравнения определяется по формуле (6.4) при $t = t_P$, где t_P — длительность протекания прямого входного тока I_{B1} . Обычно выполняется условие $t_P \gg \tau_H$, при котором $Q_B(0)$ определяется максимальным избыточным зарядом:

$$Q_B(0) = \tau_H I_{B1}. \quad (6.13)$$

Тогда на этапе рассасывания заряд в базе изменяется по закону:

$$Q_B(t) = \tau_H I_{B1} e^{-t/\tau_H} - \tau_H I_{B2} (1 - e^{-t/\tau_H}). \quad (6.14)$$

В момент времени $t = t_D$ накопленный заряд становится равным граничному $Q_{гр}$ и для t_D можно записать:

$$t_D = \tau_H \ln \frac{I_{B1} + I_{B2}}{I_B(\text{sat}) + I_{B2}}. \quad (6.15)$$

Полученную формулу можно использовать для количественной оценки параметра τ_H на основе справочных данных. В них, как правило, задается величина t_D для конкретного типа транзистора и режим ее измерения (I_{B1} , I_{B2} , $I_B(\text{sat})$).

На втором этапе переходного процесса выключения происходит спад коллекторного тока от значения $I_C(\text{sat})$ до нуля. Длительность этапа называется временем спада t_F . Данный параметр можно также рассчитать с помощью основного зарядного уравнения (6.2), используя в качестве входного тока величину I_{B2} и постоянную времени активного режима τ_B . Для начального условия $Q_B(0) = Q_{гр}$ изменение заряда в базе на этапе спада определяется уравнением:

$$Q_B(t) = \tau_B I_B(\text{sat}) e^{-t/\tau_B} - \tau_B I_{B2} (1 - e^{-t/\tau_B}). \quad (6.16)$$

Аналогичным образом изменяется и выходной коллекторный ток, связанный с величиной накопленного заряда уравнением (6.3). При условии $Q_B(t_f) = 0$ для времени спада можно записать выражение:

$$t_F = \tau_B \ln \frac{I_{B2} + I_B(\text{sat})}{I_{B2}}. \quad (6.17)$$

Основные этапы переключения биполярного транзистора показаны на **Рис. 6.10**.

Временные параметры t_r , t_d , t_f , характеризующие скорость переключения, являются одними из главных и задаются в справочных данных на каждый тип транзистора. Приводятся также характеристики влияния на указанные параметры режимов нагрузки (выходного тока) и цепи управления (прямой и запирающий ток базы).

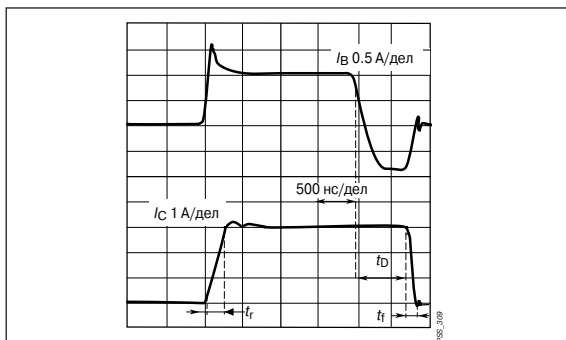


Рис. 6.10

Основные этапы переключения биполярного транзистора

Характер изменения временных параметров при изменении режимов в схеме определяется полученными уравнениями. Времена нарастания и спада коллекторного тока транзистора уменьшаются с ростом амплитуды соответственно отпирающего и запирающего входного тока. Время рассасывания увеличивается с ростом отпирающего тока базы I_{B1} и уменьшается с увеличением запирающего I_{B2} . При увеличении тока нагрузки фронты переключения увеличиваются, а время рассасывания уменьшается. Для проведения количественных оценок разработчику схемы необходимо, помимо постоянной накопления τ_n , иметь также численное значение параметра τ_B (или τ_C). Данные величины также могут быть получены с использованием справочных данных. Время пролета носителей можно определить по формуле:

$$\tau_k \approx \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{1}{2\pi f_M |h_{213}|}, \quad (6.18)$$

где $f_T = f_M |h_{213}|$ — частота единичного усиления;
 f_M — частота усиления, при которой определяется модуль коэффициента передачи $|h_{213}|$, приводимый в справочных данных.

Временные параметры переключения могут быть использованы для приближенного расчета потерь мощности в статическом и динамическом режиме (см. раздел 3.4.1). Однако более оправданным является использование дополнительных справочных параметров, характеризующих энергию потерь при переключении (E_{ON} и E_{OFF}), которые измеряются с учетом особенностей конкретного типа транзистора и режима его работы. Полученные выражения для временных параметров переключения не учитывают многих особенностей, свойственных силовым транзисторам. Остановимся на некоторых, наиболее принципиальных.

Влияние барьерной емкости перехода коллектор—база. Данное влияние учитывается как дополнительный емкостный ток в уравнении базового заряда:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_B - \frac{Q_B}{\tau_B} - C_{CB} \frac{dV_C}{dt}, \quad (6.19)$$

где C_{CB} — барьерная емкость коллекторного перехода;

$\frac{dV_C}{dt}$ — изменение напряжения в цепи коллектора в переходном режиме.

Для чисто активной нагрузки R справедливо равенство:

$$dV_C = R_C dI_C. \quad (6.20)$$

С учетом основного допущения (6.3) легко преобразовать уравнение (6.19) к виду:

$$\frac{dQ_B}{dt} = I_B - \frac{Q_B}{\tau_0}, \quad (6.21)$$

где $\tau_0 = (\tau_B + B_N R C_{CB})$ — эквивалентная постоянная времени.

Для высоковольтных транзисторов C_{CB} сильно изменяется при изменении выходного напряжения. В диапазоне больших коллекторных токов значительно уменьшается коэффициент передачи тока B_N . При этом уравнение (6.21) становится нелинейным. Для приближенных расчетов данные параметры необходимо усреднять в диапазоне рабочих токов и напряжений.

Влияние высокоомного коллекторного слоя. Модуляция сопротивления коллектора приводит к расширению базового слоя, что увеличивает область накопления носителей и затягивает длительность фронтов нарастания и спада (эффект квазинасыщения). При работе на низкоомную нагрузку (единицы — доли Ом) транзистор значительную часть времени переключения находится в режиме квазинасыщения, что увеличивает дополнительные коммутационные потери (**Рис. 6.11**). В справочных данных большинства отечественных производителей параметры

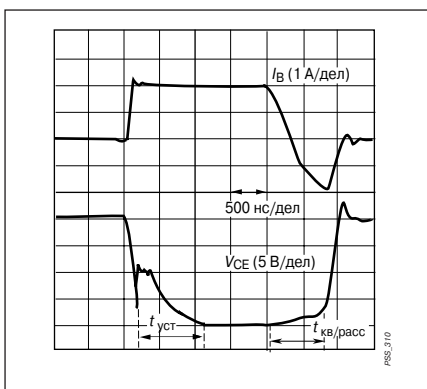


Рис. 6.11
Переходный процесс переключения высоковольтного биполярного транзистора

для данного режима не приводятся. Разработчики новых технологий биполярных ключевых транзисторов (Motorola (ON-Semiconductor), Thomson-CSF) в качестве параметров, характеризующих режим квазинасыщения, приводят значения выходного напряжения для двух моментов времени после включения (**Рис. 6.12**).

6.2.2. Ключ на мощном МДП-транзисторе

Ключ с резистивной нагрузкой по схеме с общим истоком показан на **Рис. 6.13**.

Поскольку все мощные МДП-транзисторы имеют структуру с индуцированным каналом, при выполнении условия:

$$V_{GS} < V_0, \quad (6.22)$$

где V_0 — пороговое напряжение на проходной характеристике транзистора, ключ заперт, а напряжение в цепи стока равно напряжению питания ключа E . Обычно в закрытом состоянии ключа $V_{GS} = 0$. Однако для высоковольтных транзисторов с целью защиты от всплесков стокового напряжения рекомендуется устанавливать небольшое отрицательное смещение E_{IN}^- , порядка (2...5 В). Отпирание ключа осуществляется подачей положительного входного импульса E_{IN}^+ . Амплитуду E_{IN}^+ выбирают из условия

$$E_{IN}^+ > 1.5(V_0 + \frac{E}{R_L S}), \quad (6.23)$$

где S — силовая крутизна транзистора.

Для стандартных схем управления E_{IN}^+ составляет 12...15 В. Переходный процесс включения состоит из трех этапов: задержки включения, фронта на-

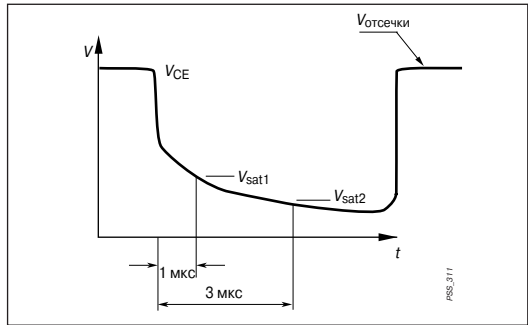


Рис. 6.12

Динамическое насыщение биполярного транзистора

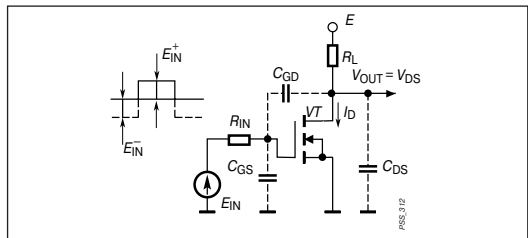


Рис. 6.13

Ключ на мощном МДП-транзисторе

растания тока и установления напряжения во входной цепи транзистора. На первом этапе при постоянном напряжении в цепи стока ($V_{DS} = E$) осуществляется заряд входной емкости транзистора от цепи генератора:

$$V_{GS}(t) = -E_{IN}^- e^{-t/R_{IN}C_{IN}} + E_{IN}^+ (1 - e^{-t/R_{IN}C_{IN}}), \quad (6.24)$$

где $C_{IN} = C_{GS} + C_{GD}$.

Задержка включения $t_D(\text{on})$ определяется при условии $V_{GS} = V_0$:

$$t_D(\text{on}) = R_{IN} C_{IN} \ln \frac{E_{IN}^+ + E_{IN}^-}{E_{IN}^+ - V_0}. \quad (6.25)$$

На втором этапе включения транзистор отпирается и по цепи нагрузки начинает протекать ток. Из-за действия отрицательной обратной связи через проходную емкость ключа C_{GD} напряжение во входной цепи транзистора практически не изменяется (немного возрастает от значения

V_0 до порогового значения $V_{TH} \approx V_0 + \frac{E}{R_L S}$). Таким образом, изменение

напряжения на транзисторе на данном этапе определяется перезарядом проходной емкости входным током затвора:

$$I_G^+ \approx \frac{E_{IN}^+ - V_{TH}}{R_{IN}}. \quad (6.26)$$

Переходя к конечным приращениям

$$C_{GD} \frac{\Delta V_{GD}}{\Delta t} \approx C_{GD} \frac{E}{t_r} = I_G^+ \quad (6.27)$$

для временного интервала t_r , характеризующего длительность нарастания тока (и спада напряжения), можно записать:

$$t_r \approx R_{IN} C_{GD} \frac{E}{E_{IN}^+ - V_{TH}}. \quad (6.28)$$

На последнем этапе процесса включения транзистор находится в открытом состоянии:

$$V_{DS} \approx R_{ON} \cdot \frac{E}{R_L}, \quad (6.29)$$

где R_{ON} — сопротивление открытого канала.

При этом входное напряжение возрастает с постоянной времени $R_{IN}C_{IN}$ до максимального значения E_{IN}^+ . Длительность этапа установления оценивается выражением:

$$t_S \approx 3R_{IN}C_{IN}. \quad (6.30)$$

Переходный процесс выключения также проходит в три этапа. Сначала, при переключении напряжения входного генератора, происходит разряд входной емкости:

$$V_{GS}(t) = E_{IN}^+ e^{-t/R_{IN}C_{IN}} - E_{IN}^- (1 - e^{-t/R_{IN}C_{IN}}). \quad (6.31)$$

На данном этапе ток ключа не изменяется $I_D = \frac{E}{R_L}$, а длительность задержки выключения $t_D(\text{off})$ определяется при условии уменьшения входного напряжения до порогового уровня:

$$t_D(\text{off}) = R_{IN}C_{IN} \ln \frac{E_{IN}^+ + E_{IN}^-}{V_{TH} + E_{IN}^-} \quad (6.32)$$

Затем наступает этап активного выключения тока стока при действии сильной отрицательной обратной связи через проходную емкость C_{GD} . Длительность этапа спада тока можно также оценить, как и при

включении, приравняв ток в цепи затвора $I_G^- \approx -\frac{E_{IN}^- + V_{TH}}{R_{IN}}$ к току перезаряда проходной емкости:

$$C_{GD} \frac{\Delta V_{GD}}{\Delta t} \approx C_{GD} \frac{(-E)}{t_F} = I_G^-. \quad (6.33)$$

При этом длительность спада:

$$t_F \approx R_{IN}C_{GD} \frac{E}{E_{IN}^- + V_{TH}}. \quad (6.34)$$

На заключительном этапе выключения происходит установление входного напряжения до отрицательного значения E_{IN}^- с постоянной времени $R_{IN}C_{IN}$. Длительность этапа установления:

$$t_S \approx 3R_{IN}C_{IN}. \quad (6.35)$$

Основные диаграммы переключения МДП-транзистора представлены на **Рис. 6.14**.

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы:

1. Времена задержек $t_D(\text{on})$ и $t_D(\text{off})$ пропорциональны постоянной времени входной цепи и уменьшаются с возрастанием перепада напряже-

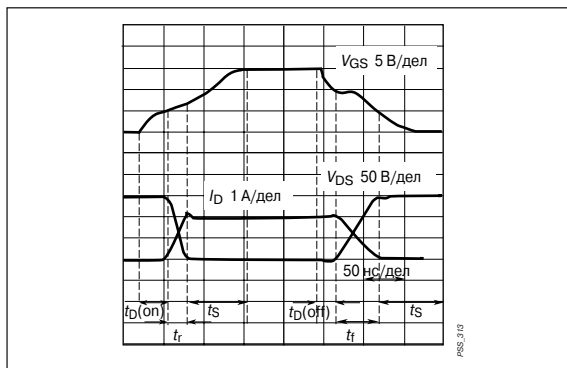


Рис. 6.14

Основные этапы переключения мощного МДП-транзистора

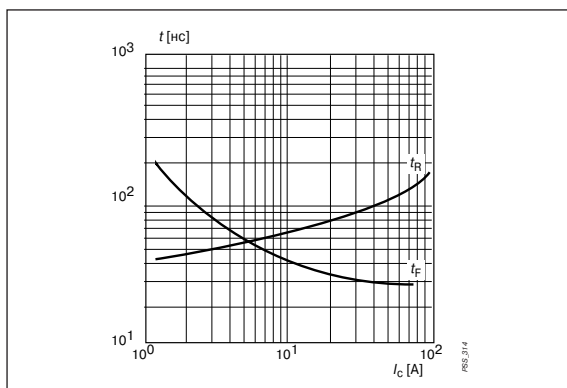


Рис. 6.15

Влияние тока нагрузки на фронты переключения МДП-транзистора

ния генератора E_{IN} . Наименьшие значения времени задержки обеспечивает режим заряда (разряда) входной емкости от источника постоянного тока.

2. Фронты переключения слабо зависят от емкостей C_{GS} и C_{DS} и пропорциональны величине проходной емкости. Влияние тока нагрузки на параметры t_R и t_F определяется изменением порогового напряжения (**Рис. 6.15**).

3. Скорость изменения напряжения на ключе $\Delta V/\Delta t$ не зависит от напряжения питания и определяется режимом входной цепи. При постоянном входном токе изменение напряжения на ключе практически линейно.

4. Временные параметры пропорциональны величине сопротивления цепи генератора R_{IN} .

6.2.3. Ключ на биполярном транзисторе с изолированным затвором

Переходный процесс переключения IGBT (**Рис. 6.16**) качественно во многом идентичен переключению мощного МДП-транзистора, за исключением стадии спада силового тока. Этап включения состоит из стадии задержки $t_{D(on)}$, нарастания тока коллектора и установления напряжения во входной цепи ключа. Для расчета временных параметров можно воспользоваться формулами (6.25), (6.28) и (6.30), заменив соответствующими параметрами IGBT.

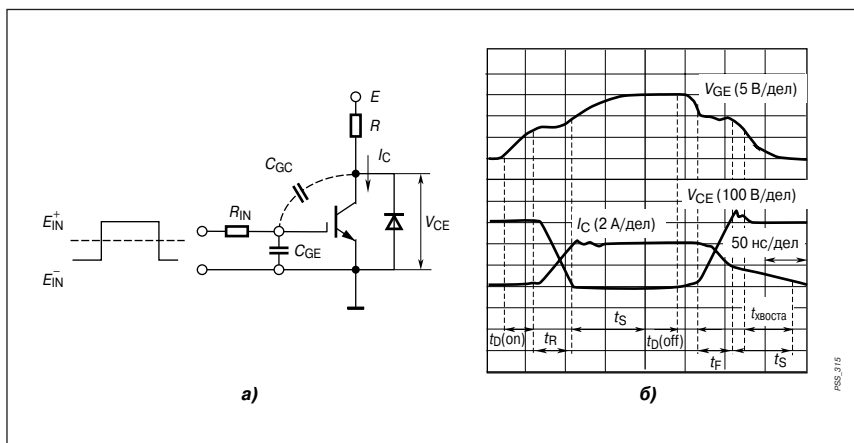


Рис. 6.16

Ключ на биполярном транзисторе с изолированным затвором (а) и основные этапы его переключения (б)

щие емкостные составляющие (C_{GS} на C_{GE} и C_{GD} на C_{GC}). Пороговое напряжение для заданного режима нагрузки рассчитывается аналогично

($V_{TH} \approx V_0 + \frac{E}{R_L S}$). При переключении входного сигнала до отрицательного

уровня E_{IN}^- начинается процесс запираания, первый этап которого представляет задержку выключения $t_D(off)$, которая описывается выражением (6.32). Затем наступает стадия спада коллекторного тока, которая разделяется на две фазы. Первая носит название инжекционной и характеризуется относительно высокой скоростью изменения тока:

$$\frac{di_C}{dt} \approx -\frac{V_{TH} + E_{IN}^-}{R_L R_{IN} C_{GS}}. \quad (6.36)$$

На этапе спада тока входное напряжение медленно уменьшается и при значении

$$V_{GS} \approx V_0 + \frac{I_0}{S}, \quad (6.37)$$

где I_0 — начальная амплитуда остаточного тока, наступает так называемая рекомбинационная фаза, при которой изменение выходного тока определяется рекомбинацией накопленного заряда. При этом скорость спада коллекторного тока уменьшается:

$$i_C(t) = kQe^{-t/\tau}, \quad (6.38)$$

где $kQ = I_0$;

Q — накопленный заряд неосновных носителей;

τ — время жизни неосновных носителей;

k — коэффициент пропорциональности.

6.2.4. Ключ на статическом индукционном транзисторе

Переходные процессы переключения СИТ основаны на сложной природе физических явлений, протекающих в структуре прибора. Данные процессы описываются нелинейными дифференциальными уравнениями второго порядка, которые с трудом удается приводить к более простым аналитическим формам, содержащим, к тому же, большое количество электрофизических параметров. Это не совсем удобно для разработчиков схем, оперирующих, главным образом, стандартными справочными данными и характеристиками. Поэтому при описании работы ключа (**Рис. 6.17**) главное внимание будет обращено на сущность физических этапов переключения и их влияние на стандартные временные параметры. Перед тем как рассматривать основные стадии переключения, остановимся на некоторых физических эффектах закрытого состояния ключа. Для перевода СИТ в режим отсечки не достаточно просто перекрыть канал ОПЗ управляющего перехода. Необходимо также обеспечить вокруг истока достаточное электрическое поле, тормозящее движение электронов от высоколегированной области истока к стоку. Таким образом, запирающее напряжение между затвором и истоком должно удовлетворять условию:

$$V_{GS} \geq V_{CM} + kV_{DS}^n, \quad (6.39)$$

где V_{CM} — напряжение смыкания ОПЗ между двумя соседними ячейками затвора;

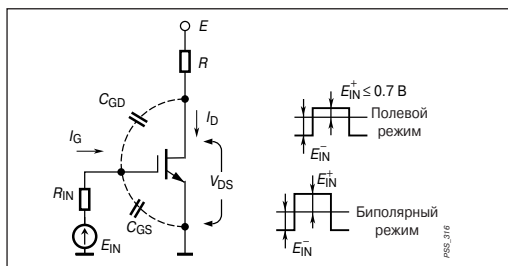


Рис. 6.17

Ключ на статическом индукционном транзисторе

k — коэффициент пропорциональности, зависящий от технологии структуры;
 V_{DS} — напряжение на выходе ключа;

n — показатель степени.

Показатель степени n принимает значение единицы или 0.5 в зависимости от того, достигает ОПЗ управляющего перехода высоколегированной области стока или

нет. Для высоковольтных СИТ, как правило, это выполняется и с учетом неравенства $\kappa V_{DS} \gg V_{CM}$ для напряжения отсечки можно записать:

$$V_{GS} = V_{OTC} \geq \kappa V_{DS}, \quad (6.40)$$

где V_{OTC} — напряжение отсечки на проходной ВАХ нормально открытого транзистора (**Рис. 6.18**).

Если напряжение $V_{DS} < V_{OГР}$, где $V_{OГР}$ — напряжение ограничения, при котором ОПЗ достигает максимальных границ, отсечка определяется уравнением:

$$V_{GS} = V_{OTC} \geq \kappa \sqrt{V_{DS}}. \quad (6.41)$$

Параметр $V_{OГР}$ зависит от типа прибора (например, для СИТ типа КП926 $V_{OГР} \approx 250\text{В}$).

Таким образом, закрытое и открытое состояние СИТ при заданном выходном напряжении определяется по цепи управления параметрами V_{OTC} и V_{CM} :

$V_{GS} > V_{OTC}$ — закрытое состояние ключа;

$V_{GS} < V_{CM}$ — открытое состояние ключа.

На практике напряжение отсечки оценивают с помощью коэффициента блокировки μ :

$$V_{OTC} \approx \frac{E}{\mu}, \quad (6.42)$$

где E — напряжение питания ключа.

В области выходных напряжений $V_{DS} < V_{OГР}$ параметр μ возрастает пропорционально $\sqrt{V_{DS}}$, что следует из уравнения (6.41).

Таким образом, для поддержания нормально открытого СИТ в закрытом состоянии в цепи затвора необходимо поддерживать отрицательное смещение:

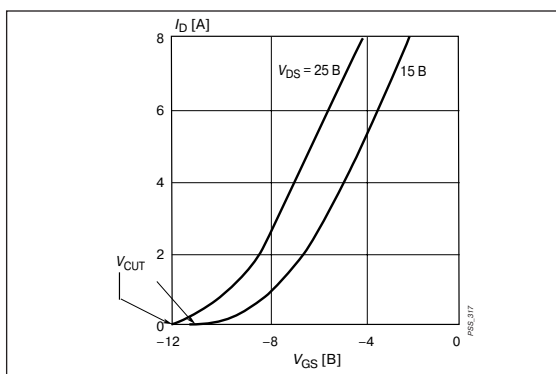


Рис. 6.18

Проходная ВАХ нормально открытого индукционного транзистора

$$E_{IN}^- \geq V_{отс} = \frac{E}{\mu}, \quad (6.43)$$

Процесс включения осуществляется скачкообразным уменьшением отрицательного напряжения входного генератора до нуля (полевой режим) либо форсированным изменением E_{IN} до некоторого положительного уровня E_{IN}^+ , обеспечивающего режим входного тока затвора (биполярный режим):

$$I_G^+ \approx \frac{E_{IN}^+}{R_{IN}}. \quad (6.44)$$

На первом этапе переходного процесса включения происходит уменьшение входного отрицательного смещения от начального значения E_{IN}^- до напряжения отсечки. На данном этапе, называемом задержкой включения $t_D(on)$, ток стока практически равен нулю. Скорость уменьшения напряжения затвор—исток определяется внутренним сопротивлением цепи генератора R_{IN} и входной емкостью СИТ $C_{IN} = C_{GS} + C_{GD}$. Величину $t_D(on)$ можно оценить по формуле:

$$t_D(on) \approx C_{IN} R_{IN} \ln \frac{E_{IN}^+ + E_{IN}^-}{E_{IN}^+ + E/i} \quad (6.45)$$

($E_{IN}^+ \approx 0$ для полевого режима).

На этапе формирования фронта включения различают три стадии. На первой происходит уменьшение выходного напряжения ключа от значения E до напряжения ограничения $V_{огр}$. На данном этапе динамические емкости транзистора практически не зависят от выходного напряжения V_{DS} , которое описывается уравнением:

$$V_{DS}(t) \approx \frac{R_L}{R_L + R_0} E \left[\frac{R_0}{R_L} - \frac{V_{огр}}{E} + \left(1 + \frac{V_{огр}}{E} \right)^{-t/\tau_1} \right], \quad (6.46)$$

где R_0 — параметр, характеризующий сопротивление участка объемного заряда подвижных электронов в канале;

τ_1 — постоянная времени спада выходного напряжения.

На следующей стадии (стадия свободного расширения ОПЗ) при $V_{DS} < V_{огр}$ начинается заметный рост проходной емкости C_{GD} :

$$C_{GD} \approx \frac{1}{\sqrt{V_{DS}}}. \quad (6.47)$$

При этом усиливается эффект обратной связи (эффект Миллера) и спад напряжения V_{DS} замедляется (**Рис. 6.19**). Вторая стадия заканчивается, когда напряжение V_{GS} достигает напряжения смыкания V_{CM} . На последнем этапе включения V_{GS} изменяется от V_{CM} до нуля, при этом ток стока определяется ВАХ открытого транзистора.

В переходном процессе выключения при малых значениях R_{IN} СИТ закрывается достаточно быстро, а время выключения определяется постоянной $R_L C_{GD}$. По этой причине стадия запира-ния существенно меньше времени включения и увеличивается с ростом нагрузки.

При биполярном режиме работы СИТ качественный характер переходного процесса включения будет аналогичен рассмотренному, пока напряжение V_{GS} не достигнет порога отпира-ния входного перехода транзистора (≈ 0.7 В). При $V_{GS} > 0.7$ В в канал СИТ начинается инжекция неосновных носителей, при этом ток в цепи затвора определяется формулой:

$$I_G^+ \approx \frac{E_{IN} - 0.7B}{R_{IN}}. \quad (6.48)$$

При достаточной величине I_G^+ концентрация неравновесных носителей заряда будет расширяться в сторону стока, уменьшая сопротивление канала и напряжение сток—исток. Так как стоковый $n^+ - n^-$ -переход отражает дырочные носители тока, у истоковой и стоковой границ канала возникает накопление избыточного заряда носителей подобно режиму насыщения биполярного транзистора. Для характеристики глубины насыщения используют статический коэффициент передачи тока в схеме с общим истоком B :

$$B = \frac{I_D}{I_G^+}. \quad (6.49)$$

При этом режим насыщения определяется условием:

$$I_G^+ > \frac{E}{R_L B}. \quad (6.50)$$

Сопротивление открытого СИТ при накоплении неравновесных носителей уменьшается от единиц—долей ома, характерных для полевого режима, до десятков миллиом, что снижает общие статические потери в ключе. Однако биполярный режим работы увеличивает стадию задержки при выключении, необходимую для рассасывания избыточного заряда,

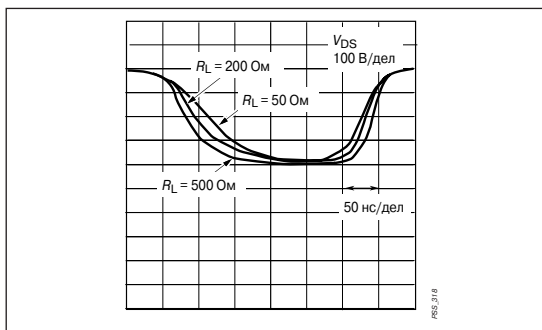


Рис. 6.19

Спад выходного напряжения СИТ на стадии свободного расширения области пространственного заряда

которую по аналогии с биполярным транзистором называют временем рассасывания:

$$t_D \approx \tau_p \ln \frac{I_G^+ + I_G^-}{\frac{E}{BR_L} + I_G^-}, \quad (6.51)$$

где τ_p — время жизни дырок в канале в режиме насыщения;

I_G^+ , I_G^- — амплитуда отпирающего и запирающего тока затвора.

В процессе выключения при биполярном режиме обратносмещенный управляющий переход осуществляет вынос инжектированных дырок, находящихся в области канала. На этапе формирования потенциального барьера в канале дырки попадают в ускоряющее поле, втягивающее их в затвор. Электроны, наоборот, оттесняются данным полем к оси канала и к стоковой области. В результате происходит интенсивное рассасывание накопленного заряда, сопровождающееся протеканием относительно большого по амплитуде отрицательного импульса тока затвора. Выключение СИТ в данном режиме качественно аналогично переключению диода из прямого состояния в обратное. Ограничение амплитуды I_G^- следует выбирать с учетом обратной ОБР СИТ для биполярного режима работы. Характерные диаграммы переключения представлены на **Рис. 6.20**.

Остановимся на зависимости временных параметров переключения в биполярном режиме от токов нагрузки и управления (**Рис. 6.21**). Наиболее сильной является зависимость времени рассасывания t_D как от степени насыщения (тока нагрузки), так и от условий запирания (отрицательного тока затвора). Длительность фронтов переключения t_R и t_F изменяется

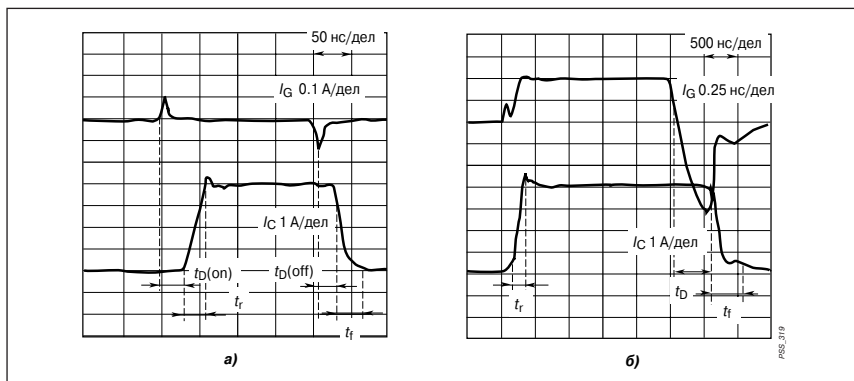


Рис. 6.20

Переходные процессы переключения СИТ в полевом (а) и биполярном (б) режимах работы

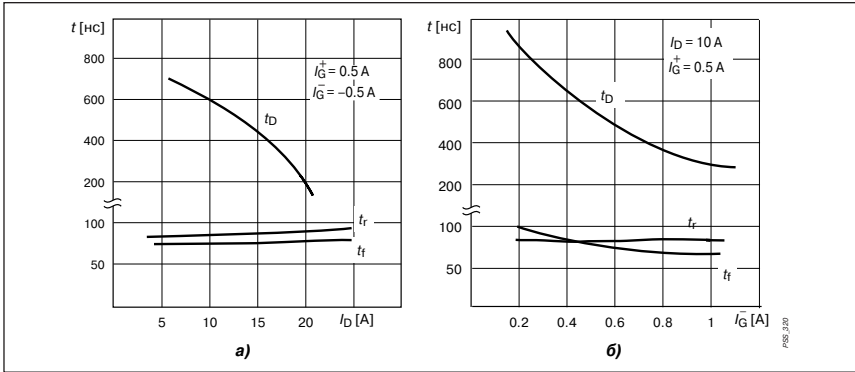


Рис. 6.21

Зависимость временных параметров переключения СИТ от токов нагрузки (а) и управления (б) для биполярного режима

незначительно в пределах 20...50 нс, поскольку определяется главным образом полевыми эффектами в структуре. При данных скоростях изменения тока следует особое внимание обращать на паразитные индуктивности схемы, которые не должны превышать значения 100...150 нГн.

При переключении высоковольтных СИТ и БСИТ-транзисторов ($V_{DS} > 400$ В) на низкоомную нагрузку в переходных процессах наблюдаются эффекты квазинасыщения, аналогичные рассмотренным для биполярных транзисторов (Рис. 6.22). Данные эффекты обусловлены модуляцией сопротивления высокоомного эпитаксиального слоя стока у высоковольтных транзисторов. Основными параметрами, характеризующими режим квазинасыщения, являются сопротивление канала СИТ на границе активного режима и динамическое насыщение, а также временные па-

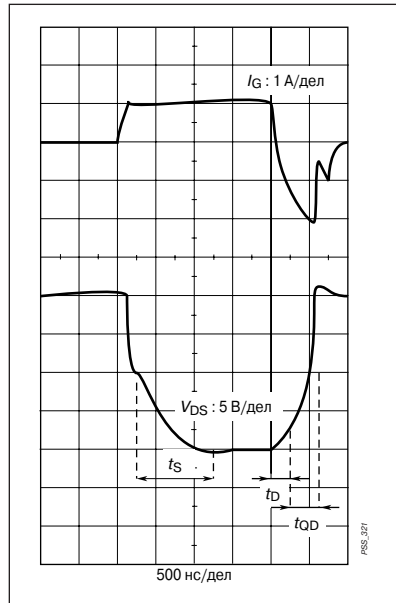


Рис. 6.22

Переходный процесс переключения высоковольтного СИТ

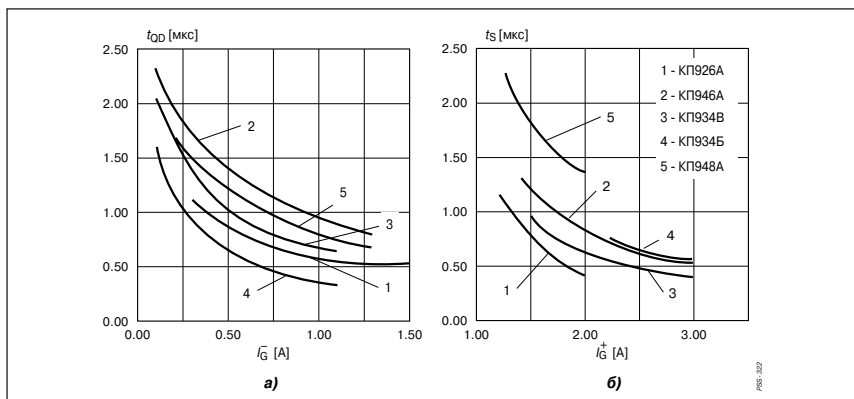


Рис. 6.23

Изменение временных параметров режима квазинасыщения: времени квазирассасывания (а) и времени установления (б) от амплитуды тока управления

параметры — время установления t_S и время квазирассасывания t_{QD} . При низкоомной нагрузке (единицы и доли ом) эффект квазинасыщения увеличивает динамические потери и сильно искажает форму выходных импульсов. Для сглаживания данного эффекта рекомендуется применять параллельные сборки СИТ, количество отдельных ключей в которых выбирается из условия:

$$n \geq \frac{r_{ГР}}{0.1R_L}, \quad (6.52)$$

где $r_{ГР}$ — граничное сопротивление открытого канала при переходе в режим квазинасыщения (0.3...3 Ом);

R_L — сопротивление нагрузки.

Возможна также некоторая регулировка временных параметров по входной цепи транзистора (Рис. 6.23).

6.3. Тиристорные ключи

6.3.1. Ключ на тиристоре с электростатическим управлением

Принцип переключения тиристора с электростатическим управлением или индукционного тиристора (Рис. 6.24) качественно аналогичен биполярному режиму СИТ и основан на явлениях полевого перезаряда входных емкостей и рассасывания накопленных носителей. При этом очевидно, что

источник, поставивший в базовую область ключа неосновные носители, не играет принципиальной роли: был ли это прямой ток по цепи затвора (СИТ) или инжектирующий ток анодного p - n -перехода (индукционный тиристор).

Перезарядка емкостей управляющего электрода, влияющая на задержку включения и выключения, определяется постоянной времени, равной произведению барьерной входной емкости на сопротивление цепи управляющего генератора. Дополнительная задержка после размыкания (или смыкания при выключении) ОПЗ затворов определяется временем пролета носителей от

потенциального барьера до области анодного перехода. Таким образом, времена задержек и фронт включения являются относительно малыми и не превосходят нескольких десятков наносекунд (15...60 нс). Более сложной является картина физических процессов выключения, связанная с рассасыванием накопленного избыточного заряда. В индукционном тиристоре (см. раздел 2.2.4) при прямом смещении анодного перехода и обратном управляющего возникает паразитный биполярный p - n - p -транзистор (с эмиттером в виде анода и коллектором—затвором). Процесс отсекаания базового вывода (истоковой области тиристора) потенциальным барьером, как уже упоминалось, происходит достаточно быстро. Дальнейшее запираение тиристора происходит аналогично запираению p - n - p -транзистора с оборванной базой с постоянной времени, равной времени жизни накопленных дырок. В цепи управляющего электрода при этом протекает значительный по амплитуде импульс обратного тока (**Рис. 6.25**), связанный с процессом экстракции носителей обратносмещенным переходом. Поскольку амплитуда обратного тока примерно равна величине тока нагрузки, в мощных ключах на основе индукционных тиристоров следует учитывать влияние сопротивления в цепи генератора R_{IN} , которое в данном случае должно быть значительно уменьшено. Вытекающий обратный ток затвора создает на p^+ -областях управляющего электрода, имеющих конечное сопротивление, дополнительное падение напряжения, которое совместно с внутренним сопротивлением цепи генератора R_{IN} уменьшает запирающее смещение:

$$V_{DS} = E_{IN}^- - I_G(R_{IN} + R_G), \quad (6.53)$$

где R_G — сопротивление тиристора по цепи управления.

В случае большого значения R_{IN} снижение напряжения V_{DS} может привести к отпиранию потенциального барьера и переводу индукционного

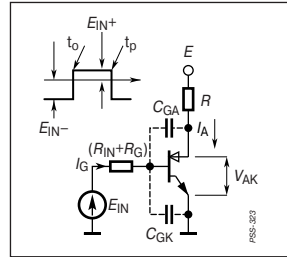


Рис. 6.24

Ключ на тиристоре с электростатическим управлением

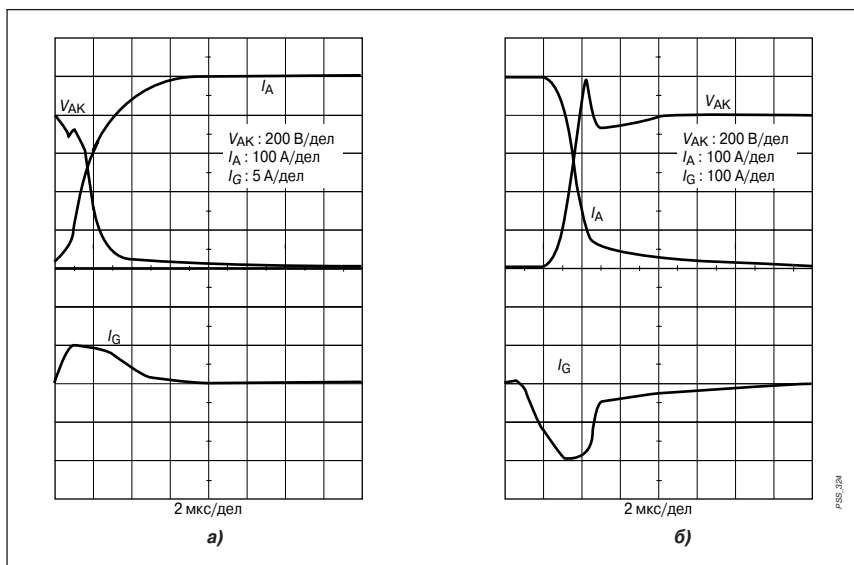


Рис. 6.25

Переходный процесс переключения индукционного тиристора: включение (а) и выключение (б)

тиристора в критический режим, аналогичный вторичному пробую, так как дополнительный ток носителей со стороны истока воспринимается паразитным $p-n-p$ -транзистором как управляющий базовый ток. Таким образом, процесс выключения индукционного тиристора необходимо проводить от источника управления с емкостным характером и минимальным внешним сопротивлением (доли ома).

6.3.2. Ключи на тиристорах с регенеративным включением

Переходный процесс включения в тиристорах с регенеративным механизмом (SCR, GTO, GCT и MCT) практически одинаков для любых структур и состоит из двух главных этапов: стадия регенерации и стадия установления остаточного напряжения (**Рис. 6.26**). Этап задержки включения для тиристорных ключей большой мощности не превышает 100...200 нс и его величиной в сравнении с другими временными составляющими пренебрегают.

Этап лавинообразного нарастания анодного тока (регенерация) характеризуется взаимным влиянием транзисторов, составляющих $p-n-p$ -структуру (**Рис. 6.27**). Для данного интервала в базовых областях ти-

ристора устанавливается баланс зарядов:

$$\frac{dQ_1}{dt} + \frac{Q_1}{\tau_{B1}} = \frac{Q_2}{\tau_{C2}}; \quad (6.54)$$

$$\frac{dQ_2}{dt} + \frac{Q_2}{\tau_{B2}} = \frac{Q_1}{\tau_{C1}} + I_G; \quad (6.55)$$

где Q_1 ; Q_2 — заряд неосновных носителей в n - и p -базе тиристора; τ_{B1} ; τ_{B2} — времена жизни носителей в базах;

τ_{C1} ; τ_{C2} — времена пролета носителей через базовые слои;

I_G — входной ток управляющего электрода (для МСТ тиристора используется аналог тока управления, пропорциональный входному напряжению на затворе).

Решение уравнения при нулевых начальных зарядах в базовых слоях позволяет выразить ток тиристора на этапе регенерации:

$$i_A(t) = B_{\text{REG}} I_G (e^{t/\tau_{\text{REG}}} - 1), \quad (6.56)$$

где B_{REG} — эффективный коэффициент усиления тиристорной структуры; τ_{REG} — постоянная времени регенеративного этапа.

Далее процесс включения протекает в зависимости от режима нагрузки тиристорного ключа, в котором различают режим больших или малых токов. Понятие величины тока связано с уровнем инжекции неосновных носителей в базовых слоях. В низколегированной n -базе тиристора независимо от величины внешней нагрузки

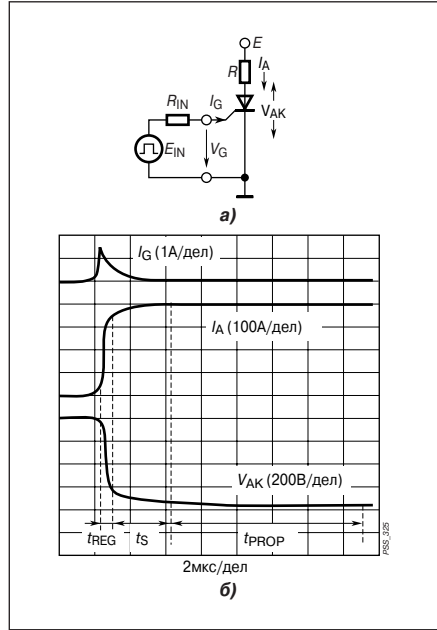


Рис. 6.26

Тиристорный ключ (а) и основные этапы его включения (б)

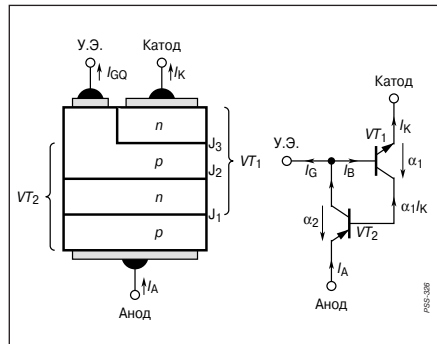


Рис. 6.27

Эквивалентная схема p - n - p - n -структуры на основе двух транзисторов

практически всегда достигается высокий уровень инжекции. Если внешнее сопротивление R_L велико, то в узкой p -базе с сильной степенью легирования высокий уровень инжекции не реализуется. Этап регенерации заканчивается в момент смены знака напряжения на центральном переходе, при этом остаточное напряжение на ключе равно величине падения напряжения на омическом сопротивлении базовых слоев структуры. Стадия дальнейшего установления остаточного напряжения $V_{AK}(t)$ определяется процессом модуляции сопротивления базовых слоев накопленным зарядом:

$$V_{AK}(t) = V_0 e^{-t/\tau_{SL}}, \quad (6.57)$$

где $V_0 = E - R_L I_0$ — начальное напряжение этапа установления;
 $I_0 = i_A(t_{REG})$ — анодный ток в конце этапа регенерации;
 τ_{SL} — постоянная времени этапа установления при низком уровне инжекции в p -базе тиристора;
 t_{REG} — длительность этапа регенерации.

При малых сопротивлениях нагрузки R_L , составляющих единицы Ом и менее, в структуре тиристора реализуются режимы повышенных плотностей тока, достигающих величин от 100 А/см^2 и более. В таких условиях в узкой p -базе также возникает высокий уровень инжекции, приводящий к резкому уменьшению коэффициентов усиления составляющих транзисторов (**Рис.**

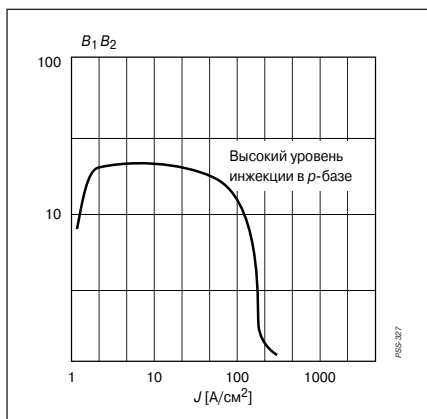


Рис. 6.28

Зависимость коэффициентов усиления транзисторов, составляющих тиристорную структуру, от плотности анодного тока

6.28). На этапе установления, с учетом условия $B_1 B_2 \rightarrow 1$, для переходной характеристики анодного тока на основе решения балансовых уравнений (6.54) и (6.55) можно записать:

$$i_A(t) = I_0 + \left(\frac{E}{R_L} - I_0 \right) \left(1 - e^{-t/\tau_{SH}} \right), \quad (6.58)$$

где $I_0 = i_A(t_{REG})$ — ток в нагрузке в конце регенеративного этапа;
 τ_{SH} — постоянная этапа установления при высоком уровне инжекции, тиристора.

С учетом резистивной нагрузки напряжение установления определяется выражением:

$$V_{AK}(t) = V_0 e^{-t/\tau_{SH}} \quad (6.59)$$

где $V_0 = E - R_L I_0$.

Таким образом, напряжение на этапе установления изменяется по закону, аналогичному для высокоомной нагрузки, но с другой постоянной времени (**Рис. 6.29**).

Для практической оценки длительности регенеративного этапа и расчета напряжения установления необходимо определить величину тока I_0 , а также параметры V_{REG} , τ_{REG} , τ_S . Экспериментальное исследование характеристик переходного процесса для каждого типа тиристора является достаточно трудоемким процессом, а в справочных данных перечисленные па-

раметры не приводятся. В первом приближении можно воспользоваться интегральной характеристикой потерь энергии при включении (**Рис. 6.30**), которая с учетом рассмотренных этапов может быть представлена в виде:

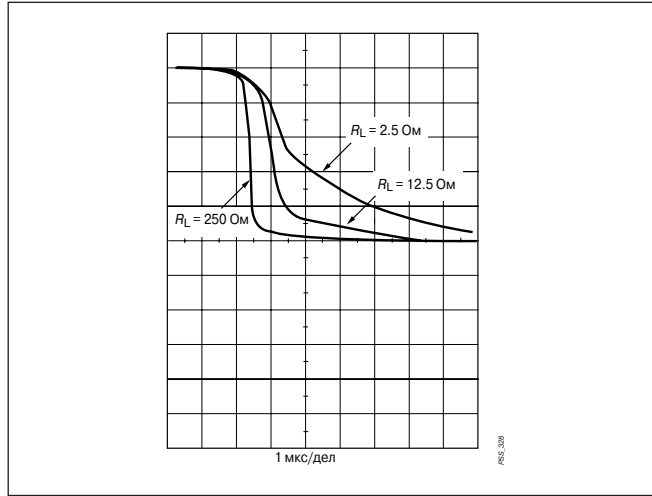


Рис. 6.29

Напряжение на тиристоре на этапе установления при высокоомной и низкоомной нагрузке

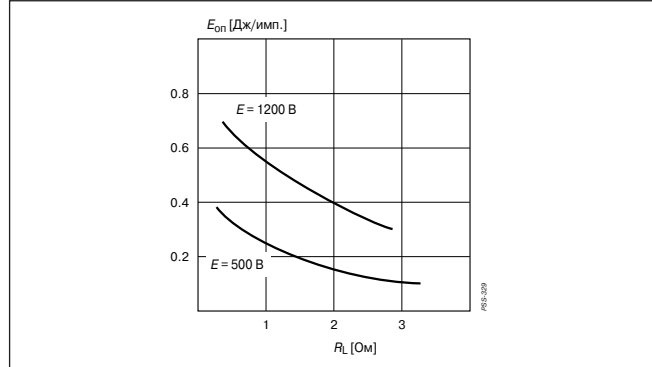


Рис. 6.30

Зависимость энергии потерь в тиристоре при включении от сопротивления нагрузки

$$E_{ON} \approx \int_0^{\infty} i_A(t) v_{AK}(t) dt = \tau_{REG} \left(E \cdot I_0 - \frac{I_0^2 R_L}{2} \right) + \tau_S \frac{\left(\frac{E^2}{R_L} - I_0^2 R_L \right)}{2}. \quad (6.60)$$

Достаточно быстрые процессы переключения тиристорных структур, особенно в цепях низкоомной нагрузки, требуют учета влияния паразитных индуктивностей схемы. Как показывают аналитические расчеты с учетом эффекта обратной связи между входной и выходной цепью тиристорного ключа (**Рис. 6.31**), переходный процесс включения можно рассчитывать по формулам, аналогичным (6.56) и (6.58), заменяя постоянные времени на эквивалентные величины:

$$\tau_{REG.EQV} \approx \tau_{REG} + B_{REG} C_K \left(R_L + \frac{L_S}{\tau_{REG.EQV}} \right); \quad (6.61)$$

$$\tau_{S.EQV} \approx \tau_S + \left(\frac{E}{R_L} - I_0 \right) C_K \left(R_L - \frac{L_S}{\tau_{S.EQV}} \right) I_G^{-1}, \quad (6.62)$$

где L_S — паразитная индуктивность в анодной цепи тиристора;

C_K — барьерная емкость центрального перехода.

Напряжение открытого ключа определяется параметрами прямой ВАХ тиристора:

$$V_{AK} = V_0 + \frac{E}{R_L} r_{DYN}, \quad (6.63)$$

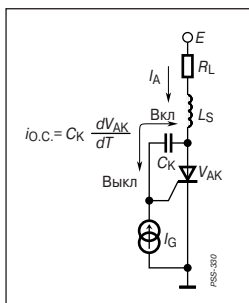


Рис. 6.31

Обратная связь между выходом и входом тиристорного ключа

где V_0 — напряжение на прямосмещенных $p-n$ -переходах;

r_{DYN} — динамическое сопротивление открытого тиристора.

Для однооперационных тиристоров с большой площадью структуры необходимо учитывать эффект распространения области включения. Скорость увеличения данной площади пропорциональна плотности анодного тока:

$$\frac{dS}{dt} \approx K j_A(t) = k \frac{i_A(t)}{S(t)}, \quad (6.64)$$

где k — коэффициент пропорциональности;

$S(t)$ — площадь области включения.

Влияние данного эффекта проявляется в относи-

тельно медленном изменении напряжения на открытом ключе при практически постоянном токе, равном $\frac{E}{R_L}$ (Рис. 6.32).

На стадии переходного процесса, учитывающей эффект распространения, напряжение открытого ключа представляют как функцию изменяющегося во времени динамического сопротивления:

$$V_{AK}(t) \approx V_0 + \frac{E}{R_L} \frac{r_{DYN} S_{ST}}{S(t)}, \quad (6.65)$$

где S_{ST} — площадь области включения в статическом режиме.

С учетом (6.64) для остаточного напряжения тиристора можно записать:

$$V_{AK}(t) \approx V_0 + N \left(\frac{E}{R_L t} \right)^{1/2} \quad (6.66)$$

где $N = \frac{r_{DYN} S_{ST}}{\sqrt{2k}}$ — параметр, зависящий от структуры тиристора.

Значение параметра N можно определить по измененной длительности фазы распространения t_{PROP} , которая составляет несколько десятков микросекунд:

$$N = r_{DYN} \left(\frac{E}{R_L t_{PROP}} \right)^{1/2}. \quad (6.67)$$

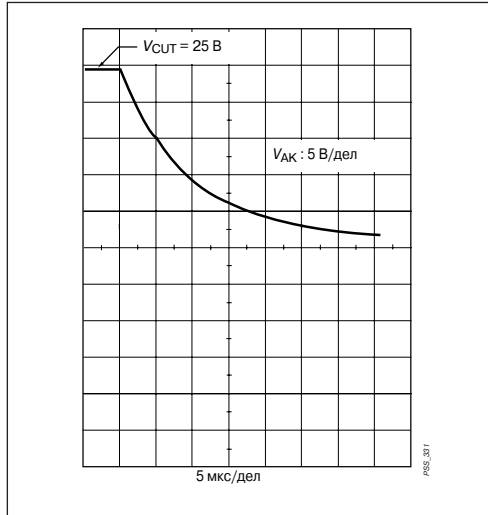


Рис. 6.32

Изменение напряжения на тиристорном ключе на стадии распространения площади включения

6.3.3. Особенности запираания тиристорных ключей

Основные типы тиристорных ключей различаются способами и особенностями выключения, что оказывает существенное влияние на схемотехнику силового устройства и его характеристики. Известны следующие способы запираания:

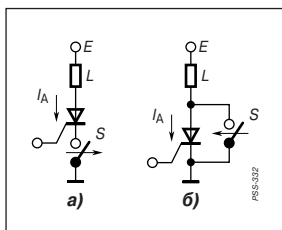


Рис. 6.33

Прерывание силового тока тиристора методом размыкания цепи (а) и шунтировкой (б)

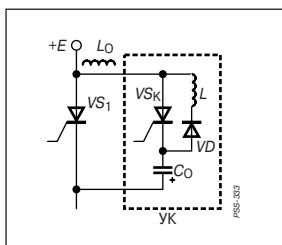


Рис. 6.34

Запирание однооперационного тиристора методом принудительной коммутации

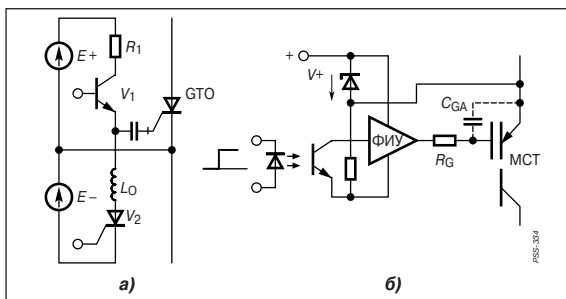


Рис. 6.35

Методы выключения запираемых по электроду управления тиристорov: отрицательным током (а) и положительным смещением (б)

1. Прерывание силового тока путем размыкания цепи или шунтировки ключа (**Рис. 6.33**). Данный метод может быть применен к любому тиристору с регенеративным механизмом включения, однако сопровождается высоким значением dV/dt в схеме.

2. Принудительная коммутация путем подключения дополнительного источника питания, обеспечивающего протекание выходного обратного тока (**Рис. 6.34**). Методы принудительной коммутации подразделяются на несколько классов и применяются к однооперационным тиристорам SCR.

3. Выключение по цепи управления, свойственное только двухоперационным тиристорам. При этом используется либо воздействие импульсов отрицательного тока управления (GTO, GCT), либо положительное смещение в цепи изолированного затвора (MCT с р-проводимостью) (**Рис. 6.35**).

4. Комбинированные методы выключения, осуществляемые совместным воздействием импульсов обратного напряжения и отрицательного тока управления (**Рис. 6.36**). Данные методы применяются для специальных типов тиристорov, называемых GATT (Gate Assisted

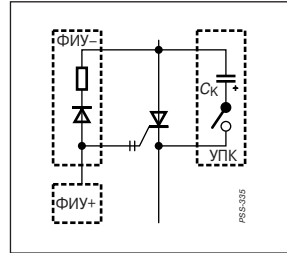
Turn-off Thyristor) (отечественное наименование КВТ — комбинированно выключаемый тиристор), которые, однако, практически полностью заменены на двухоперационные приборы.

Типовая диаграмма выключения однооперационного тиристора методом принудительной коммутации представлена на **Рис. 6.37**.

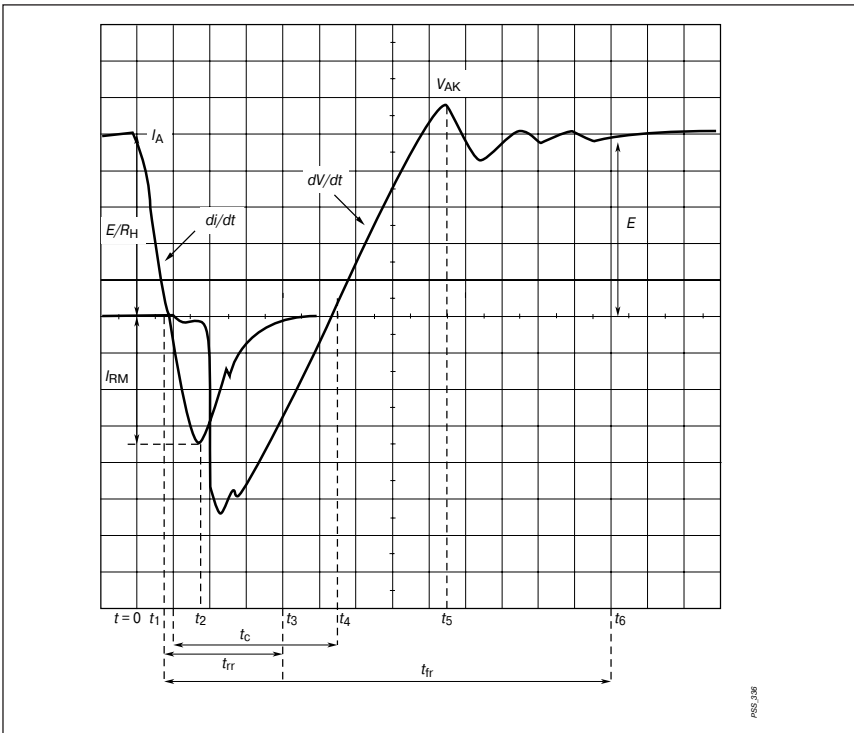
Данный способ коммутации используется в схемах, аналогичных представленной на **Рис. 6.34**. В первый момент времени ($t = 0$) включается вспомогательный ключ, и обратное напряжение конденсатора C_0 прикладывается к индуктивности выключающей цепи L_0 . При этом анодный ток основного тиристора начинает уменьшаться от максимального значения

значения $\frac{E}{R_L}$ со скоростью $\frac{di}{dt} = -\frac{V_C(0)}{L_0}$. В момент

времени t_1 анодный ток проходит через ноль и


Рис. 6.36

Комбинированный способ
выключения тиристора



PMS 336

Рис. 6.37

Переходный процесс выключения однооперационного тиристора методом
принудительной коммутации

меняет знак, что означает начало рассасывания граничных зарядов эмиттерных переходов (см. раздел 2.3.1). При $t = t_2$ обратный анодный ток достигает максимального значения $I_R(\max)$, а к анодному переходу тиристора прикладывается отрицательное напряжение, т.е. переход восстанавливает обратную блокирующую способность. Интервал времени от момента перехода анодного тока через ноль до момента, когда обратный ток снижается до 10% от пикового значения, называется временем восстановления запирающей способности тиристора в обратном направлении t_{rr} . Практически время t_{rr} составляет только часть полного времени восстановления ключа, необходимого для достижения запирающей способности тиристора в прямом направлении t_{fr} .

После момента восстановления блокирующей способности анодного перехода ($t = t_2$) обратное напряжение на тиристоре определяется индуктивностью L_0 и скоростью спада обратного тока. Скорость спада зависит от внутренних параметров прибора и при очень резком восстановлении может приводить к большим всплескам обратного напряжения:

$$\Delta V_{AK} \approx \frac{I_R(\max)}{\tau} L_0, \quad (6.68)$$

где τ — постоянная времени спада обратного тока.

В рассматриваемой схеме коммутации напряжение на тиристоре после восстановления обратной блокирующей способности начинает смещаться в положительное направление за счет процесса перезаряда конденсатора C_0 через сопротивление нагрузки. Интервал времени, в течение которого тиристор находится под обратным напряжением, называется схемным временем восстановления t_C . Время, предоставляемое схемой для восстановления управляемости тиристора, должно быть всегда больше реального времени выключения тиристора t_{OFF} , которое обычно приводится в справочных данных. Чтобы определить влияющие факторы на параметр t_{OFF} и грамотно выбрать величину схемного времени t_C , необходимо провести количественную оценку длительности переходного процесса выключения.

Перед выключением тиристора в его базовых областях накапливается начальный заряд Q_0 , который полагают пропорциональным прямому анодному току:

$$Q_0 = k_1 \frac{E}{R_L} \quad (6.69)$$

где k_1 — коэффициент пропорциональности.

Тиристор полностью восстанавливает управляемость в момент времени, когда накопленный заряд уменьшается до некоторой минимальной

величины, называемой критическим зарядом Q_K . Заряд Q_K определяется из условий возможности развития регенеративного процесса с учетом дополнительных факторов, определяемых схемой применения. В отсутствии внешних воздействий начало регенеративного процесса можно определить минимальным зарядом, который зависит от характеристики цепи управления тиристором:

$$Q_K = Q_{\text{MIN}} = k_2 I_{\text{GST}}, \quad (6.70)$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности;
 I_{GST} — статический ток управления, при котором развивается регенеративный процесс.

При выключении тиристора в режиме малых токов накопленный заряд уменьшается только за счет процесса рекомбинации, так как в данном режиме выключение тиристора эквивалентно запирающему насыщенного транзистора с оборванной базой:

$$Q(t) = Q_0 e^{-t/\tau_L}, \quad (6.71)$$

где τ_L — время жизни носителей в режиме малых токов, при низком уровне инжекции в p -базе.

При выключении в режиме больших токов накопленный заряд частично выводится обратным током, однако этот эффект значительно ослабевает при использовании цепей коммутации с конечным внутренним сопротивлением. На практике режим больших токов учитывается снижением постоянной времени рекомбинации накопленного заряда:

$$Q(t) = Q_0 e^{-t/\tau_H}, \quad (6.72)$$

где τ_H — время жизни носителей в режиме больших токов, при высоком уровне инжекции в p -базе.

Таким образом, время выключения тиристора можно определить из условия $Q(t) = Q_{\text{MIN}}$:

$$t_{\text{OFF}} = \tau \ln \frac{Q_0}{Q_{\text{MIN}}} = \tau \ln \frac{k_1 E / R_L}{k_2 I_{\text{GST}}}. \quad (6.73)$$

Главными критическими факторами, влияющими на запирающие свойства тиристора, являются динамические воздействия тока и напряжения. Их учет сводится к увеличению времени восстановления полной блокирующей способности тиристора, а также применению при расчете максимальной рабочей частоты ключа параметра t_{tr} вместо схемного

времени t_C . При воздействии эффекта dV/dt в базы тиристора вносится дополнительный заряд через емкость обратной связи, что уменьшает величину критического заряда:

$$Q_K = k_2 I_{GST} - \Delta VC, \quad (6.74)$$

где ΔV — полное изменение прямого анодного напряжения;
 C — емкость центрального перехода.

При этом время выключения возрастает:

$$t_{OFF} \approx \tau \ln \frac{k_1 \frac{E}{R_L}}{k_2 I_{GST} - \Delta VC}. \quad (6.75)$$

Воздействие di/dt на интервале включения повышает температуру перехода, что увеличивает накопленный заряд. Скорость уменьшения прямого анодного тока при коммутации влияет на величину начального заряда к моменту времени t_1 ($Q(t_1) < Q_0$).

Общее схемное время восстановления в прямом направлении согласно **Рис. 6.37** можно выразить суммой (при условии $t_C \geq t_{OFF}$):

$$t_{fr} = \frac{E/R_L}{(di/dt)_{OFF}} + \frac{E}{(dV/dt)} + t_{OFF}. \quad (6.76)$$

Тогда максимальная рабочая частота определяется из условия:

$$t_{MAX} \approx \frac{1}{t_P + t_{fr}} = \frac{1-D}{t_{fr}}, \quad (6.77)$$

где t_P — время прямой проводимости ключа;

$D = \frac{t_P}{t_P + t_{fr}}$ — скважность импульсов прямого тока.

Для однооперационных тиристоров максимальная частота обычно не превышает 10...20 кГц и сильно зависит от изменения времени выключения тиристора t_{OFF} . Рассмотренный анализ позволяет определить основные схемные факторы воздействия на параметр t_{OFF} , приводящие к его увеличению и соответственно к ухудшению частотных свойств схемы:

1. Увеличение температуры перехода.
2. Увеличение амплитуды тока нагрузки.
3. Увеличение скорости спада прямого тока.
4. Уменьшение максимального обратного тока.
5. Уменьшение обратного напряжения коммутации.
6. Увеличение скорости нарастания прямого напряжения.

7. Увеличение амплитуды прямого запираемого напряжения.

Диаграммы выключения запираемого тиристора GTO представлены на **Рис. 6.38**.

В переходном процессе можно выделить несколько основных этапов:

1. Интервал $t < t_0$. Тиристор находится в открытом состоянии, и в цепи нагрузки протекает прямой ток I_A .

2. Интервал $t_0 — t_1$. В момент времени t_0 начинается процесс нарастания отрицательного тока управления, скорость изменения которого определяется индуктивностью запирающего канала драйвера. В течение данного интервала напряжение на управляющем электроде близко к нулевому уровню и постепенно возрастает из-за увеличения запирающего тока и поперечного сопротивления базового слоя. Анодный ток и напряжение на ключе практически неизменны.

3. Интервал $t_1 — t_2$. В момент времени t_1 происходит экстракция достаточного заряда по цепи управления для прерывания регенеративного процесса в структуре тиристора. Анодный ток ключа падает достаточно быстро, а ток нагрузки частично переходит в демпфирующую цепь. Наличие паразитной индуктивности в RC -цепи вызывает начальный всплеск анодного напряжения. В момент t_1 также происходит восстановление блокирующей способности управляющего электрода, однако накопленная в индуктивности запирающего канала энергия немедленно переводит p - n -переход в стадию обратного пробоя.

4. Интервал $t_2 — t_3$. На управляющем переходе поддерживается состояние пробоя, при этом отрицательный ток управления плавно спадает. Обратимость состояния пробоя поддерживается максимально допустимым временным интервалом, который устанавливается для каждого типа тиристора (5...20 мкс).

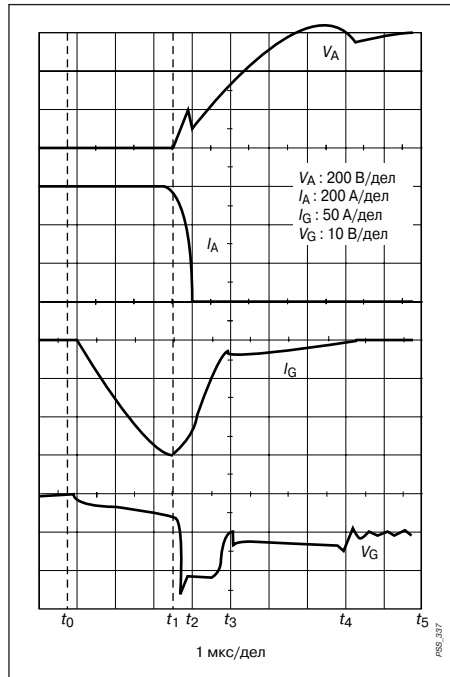


Рис. 6.38

Переходный процесс выключения запираемого тиристора GTO

Если запасенной энергии в индуктивности драйвера недостаточно, интервал пробоя значительно укорачивается, при этом резко падает отрицательный ток управления. Такая ситуация достаточно опасна, с учетом относительно больших интервалов протекания остаточного тока (**Рис. 6.39**). В течение данного периода анодное напряжение нарастает со скоростью заряда конденсатора RC -цепи током нагрузки. Анодный ток падает до значений остаточного тока, который поддерживается носителями заряда из n -базы.

5. Интервал $t_3 - t_4$. Анодное напряжение продолжает увеличиваться при остаточном токе в тиристоре. В момент t_3 энергия индуктивности цепи управления практически полностью рассеивается и напряжение на переходе снижается до величины отрицательного источника запираения. Так как управляющий переход заперт, остаточный ток ключа протекает по цепи анод — управляющий электрод.

6. Интервал $t_4 - t_5$. Анодное напряжение после некоторых колебаний, вызванных паразитной индуктивностью RC -цепи, стабилизируется на уровне источника питания ключа. Ток ключа близок к нулевому значению (с точностью до тока утечки), поскольку накопленные в n -базе носители полностью удалены. При этом отрицательное напряжение на управляющем электроде может быть уменьшено до уровня смещения, поддерживающего прямую блокирующую способность ключа (≈ -2 В).

На основе проведенного анализа остановимся на некоторых моментах схемотехнического применения GTO:

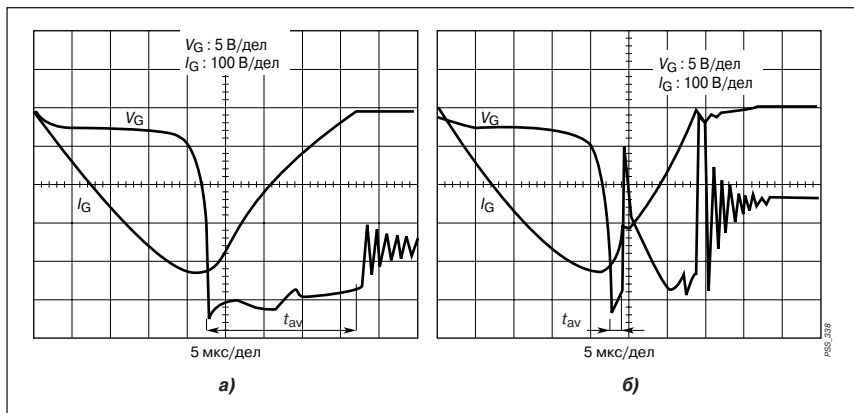


Рис. 6.39

Напряжение и ток на управляющем электроде GTO при выключении с нормальным (а) и укороченным (б) интервалом лавинного пробоя

1. Динамические характеристики схемы определяются главным образом временем выключения тиристора t_{GQ} , большую часть которого составляет время запаздывания по выключению t_{GL} . Данное время фактически представляет собой время нарастания отрицательного тока управления, которое увеличивается с ростом тока нагрузки и температуры (**Рис. 6.40**).

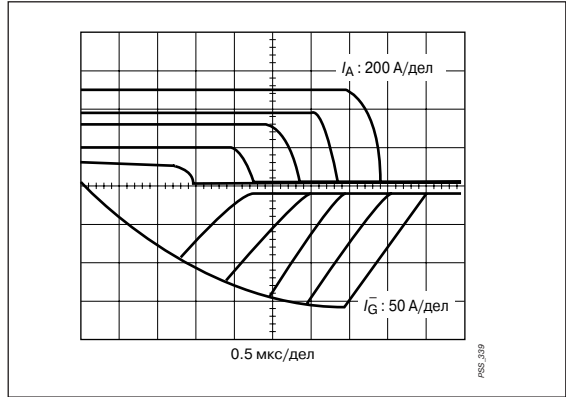


Рис. 6.40

Изменение времени нарастания отрицательного тока управления с увеличением амплитуды анодного тока GTO

2. Для заданного режима нагрузки (анодный ток в открытом состоянии, напряжение питания ключа, температура перехода) величина заряда Q , выносимого по цепи управления в течение времени нарастания отрицательного тока управления, практически не зависит от скорости экстракции заряда. Максимальная величина запирающего тока $I_G^-(\max)$ может быть при этом представлена как функция скорости нарастания отрицательного тока

$\frac{di_G}{dt}$:

$$I_G^-(\max) \approx \sqrt{2Q \frac{di_G}{dt}}. \quad (6.78)$$

Время t_{GL} при этом определяется как

$$t_{GL} \approx \sqrt{2Q \left(\frac{di_G}{dt} \right)^{-1}}. \quad (6.79)$$

Таким образом, коэффициент запираения G_{GQ} уменьшается с ростом скорости нарастания отрицательного управляющего тока при одновременном снижении времени выключения тиристора (**Рис. 6.41**). В некоторых пределах уменьшение параметра G_{GQ} является полезным с точки зрения повышения быстродействия, улучшения динамического распределения тока между ячейками структуры при выключении, снижения общих потерь

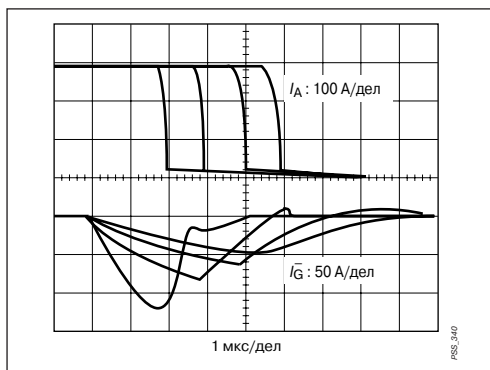


Рис. 6.41

Изменение времени выключения GTO от скорости нарастания отрицательного тока управления

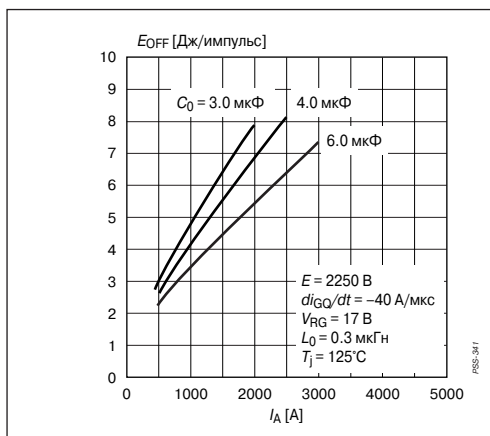


Рис. 6.42

Зависимость энергии потерь в структуре GTO при выключении от тока нагрузки

5. Включение тиристора не должно производиться до истечения интервала времени полного выключения ячеек структуры, что объясняется неравномерным распределением остаточного тока в катодных областях.

6. Время выключения GTO имеет разброс порядка нескольких мкс, что затрудняет динамическое выравнивание напряжений при использовании последовательного соединения ключей.

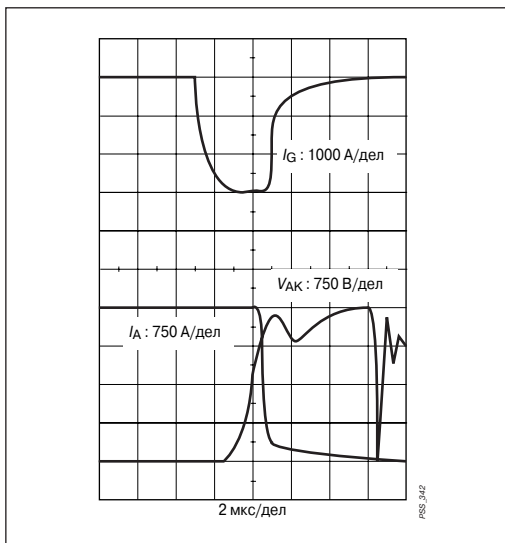
в ключе. Однако при некоторой критической скорости начинает резко увеличиваться хвостовой ток тиристора из-за роста остаточного заряда в n -базе. По этой причине устанавливают минимальную ($\sim 10 \dots 20$ А/мкс) и максимальную ($\sim 80 \dots 120$ А/мкс) скорость изменения тока запирающего.

3. Поскольку использование GTO предполагает применение защитных RC -цепей, энергия потерь при выключении E_{OFF} задается как функция тока нагрузки с использованием в качестве параметра величины емкости демпфирующего конденсатора (Рис. 6.42). Увеличение емкости вызывает уменьшение энергии потерь, поскольку фронт нарастания анодного напряжения становится более медленным.

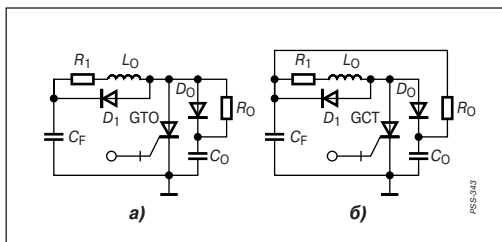
4. При расчете общих энергетических потерь в схеме необходимо добавлять к потерям в ключе потери в самой RC -цепи, которые всегда увеличиваются с ростом величины емкости. При достаточно большом значении C суммарные потери могут оказаться больше.

7. Нельзя осуществлять за-
пираание структуры тиристора,
если превышено допус-
тимое значение максималь-
ного запираемого тока. В
противном случае структура
ячеек может быть повреж-
дена. Таким образом, в ре-
жиме перегрузок необходи-
мо использовать дополни-
тельные схемы защиты
(плавкие предохранители,
быстродействующие вы-
ключатели и т.п.).

Указанные проблемы в
значительной мере преодо-
леваются при использо-
вании запираемых тиристо-
ров с переключением анод-
ного тока в цепь управления
(GCT). Переходный процесс
выключения GCT-ключа
представлен на **Рис. 6.43**.
Энергетические потери на
выключение в данных клю-
чах более чем в два раза мо-
гут превосходить аналоги-
чные потери в GTO-тиристо-
рах. Однако суммарные по-
тери за счет применения бо-
лее экономичных цепей за-
щиты уменьшаются почти на
50% (**Рис. 6.44**).


Рис. 6.43

Переходный процесс выключения GCT


Рис. 6.44

Защитные цепи запираемых тиристоров GTO (а)
и GCT (б)

6.4. Применение ключевых транзисторов в схемах электронных балластов

Для применения в схемах электронных балластов для флюоресцент-
ных ламп компанией ON Semiconductor специально выпускается серия
дискретных ключевых транзисторов (биполярных и IGBT) серии

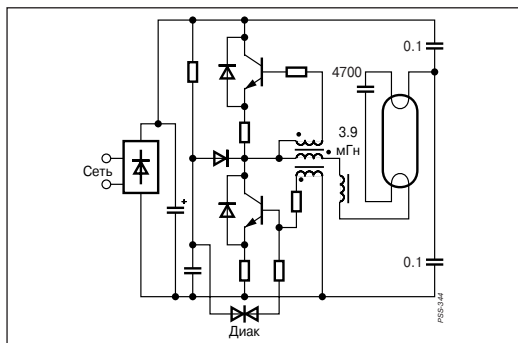


Рис. 6.45

Схема электронного балласта на биполярных транзисторах

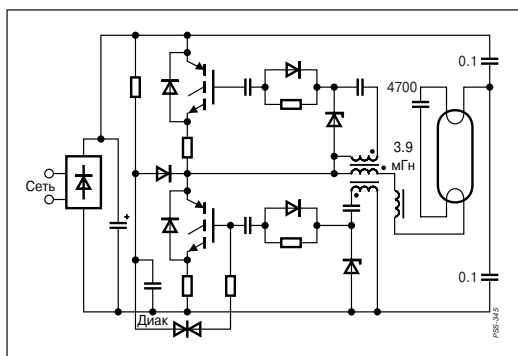


Рис. 6.46

Схема электронного балласта на IGBT

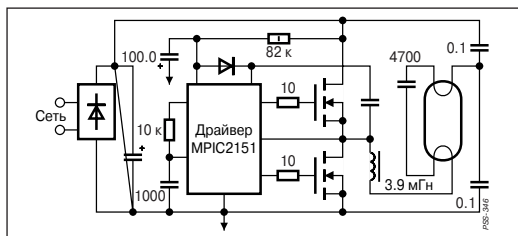


Рис. 6.47

Схема электронного балласта на МДП-транзисторах

PowerLux. Питание ламп дневного света от данных преобразователей обеспечивается переменным током частотой 20...60 кГц, наиболее оптимальной для характеристик светоотдачи и КПД. На сегодняшний день в качестве типовых схем электронных балластов используют обратноходовые инверторы, а также резонансные схемы источников тока и напряжения. По ряду технических (допустимое напряжение ключа, токовая перегрузка) и стоимостных показателей наиболее предпочтительными являются схемы полумостовой конфигурации, в которых используется резонансная последовательная LC-цепь для обеспечения напряжения зажигания лампы (Рис. 6.45 и Рис. 6.46). Главным ограничивающим фактором применения МДП-транзисторов стандартной технологии является относительно высокое сопротивление открытого канала, для уменьшения которого приходится увеличивать относительные размеры полупроводникового кристалла. Поэтому более перспективным выглядит применение ключевых транзисторов типа CoolMOS (Рис. 6.47).

На примере полумостовой схемы с последовательным резонансным LC -контуром рассмотрим особенности применения биполярного транзисторного ключа.

Принцип работы преобразователя определяется характером нагрузки, в данном случае характеристиками флуоресцентной лампы. Для обеспечения ионизации газа внутри лампы и ее зажигания используется последовательный резонанс напряжения, в результате которого возрастает напряжение на конденсаторе, подключенном параллельно лампе. Максимальное напряжение, которое может быть получено на нагрузке, определяется уравнением:

$$V_L(\max) \approx 0.45 E \sqrt{Q^2 + 1}, \quad (6.80)$$

где E — напряжение питания полумостовой схемы;

Q — добротность последовательного RLC -контура.

На **Рис. 6.48** представлена характеристика изменения комплексного сопротивления нагрузки от частоты переключения транзистора. При начальном запуске преобразователя частота управления несколько выше резонансной и точка покоя по переменному току находится в зоне, обозначенной буквой А. Это так называемая область предварительного разогрева накальных нитей лампы. Данный режим необходим для дальнейшего более эффективного запуска режима зажигания лампы, а также для продления срока ее службы. Затем частота понижается, и линия нагрузки перемещается в зону В. Ток схемы растет, и в результате явления резонанса напряжение на емкости C увеличивается до необходимого уровня зажигания лампы. Так как сопротивление лампы после зажигания уменьшается, емкость C оказывается частично шунтированной. Это изменяет характеристику нагрузки (сдвиг влево на **Рис. 6.48**), а точка покоя перемещается в зону установившегося состояния (зона Д). При этом ток в схеме определяется главным образом индуктивностью L и напряжением питания преобразователя. Осциллограммы коллекторного тока и напряжения ключа для режима запуска схемы и ус-

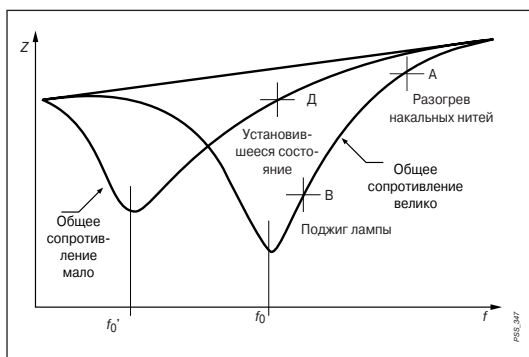


Рис. 6.48

Частотная характеристика сопротивления нагрузки в схеме электронного балласта

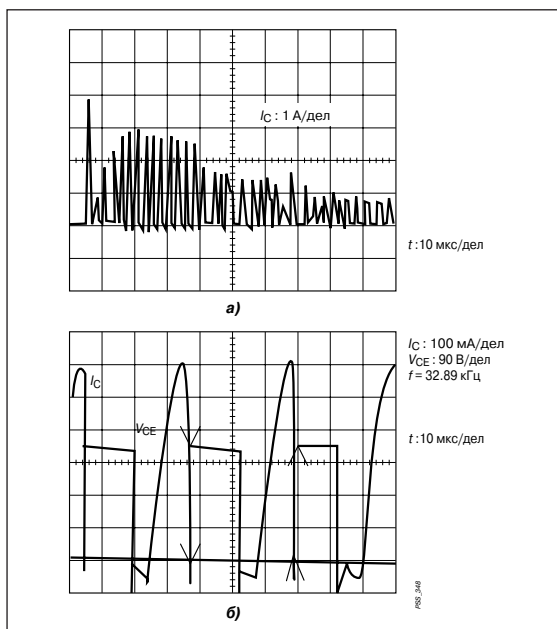


Рис. 6.49

Осциллограммы тока и напряжения ключа в пусковом (а) и установившемся (б) режиме

напряжения сети в пределах 15% и необходимости некоторого запаса минимальный класс рабочего напряжения ключа выбирается равным

$$V_{(BR)CEO} \approx 400 \text{ В}, \quad (6.82)$$

где $V_{(BR)CEO}$ — напряжение пробоя коллектор—эмиттер при оборванной базе.

Поскольку режим оборванной базы на практике не используется, для биполярных транзисторов устанавливается параметр — напряжение пробоя коллектор—эмиттер с учетом смещения базовой цепи ($V_{(BR)CER}$, $V_{(BR)CEV}$ и т.п.), которое значительно больше, чем напряжение $V_{(BR)CEO}$. Для предельного варианта закороченной базы:

$$V_{(BR)CES} \approx 700 \text{ В}. \quad (6.83)$$

При определении токовой нагрузки ключа необходимо учитывать значение тока в установившемся состоянии и в режиме запуска схемы, а так-

тановившегося состояния представлены на **Рис. 6.49**.

Выбор типа ключевого транзистора в данной схеме определяется предельным значением рабочего напряжения, режимом токовой нагрузки, а также максимально допустимой мощностью потерь.

Напряжение питания полумостовой схемы определяется как максимальное напряжение питающей сети:

$$E = \sqrt{2} V_{EF} \approx 311 \text{ В}, \quad (6.81)$$

где $V_{EF} = 220 \text{ В}$ — действующее значение напряжения сети переменного тока.

С учетом изменения

же провести оценку изменения коэффициента усиления тока h_{FE} в заданном диапазоне рабочего тока.

Максимальное значение тока в установившемся режиме $I_C(\max)$ определяется конфигурацией силовой схемы, характером нагрузки и мощностью лампы. Для полумостовой схемы с учетом практически линейного закона изменения тока и для стандартной мощности применяемых на сегодня в Европе ламп $P_L \approx 55$ Вт значение тока $I_C(\max)$ можно рассчитать по формуле:

$$I_C(\max) = 2\sqrt{2} (P_L / V_{EF}) \approx 0.71 \text{ A.} \quad (6.84)$$

В режиме запуска максимальные токи увеличиваются в 4...5 раз по сравнению с установившимся режимом, поэтому необходимо выбирать транзисторы на рабочий ток ≈ 4 А.

Рассчитанным значениям соответствует биполярный транзистор серии PowerLux D2 типа BUL45D2 с параметрами $V_{(BR)CES} \approx 700$ В и $I_C(\max) = 4$ А. Транзисторы данного типа имеют гарантированное минимальное значение параметра $h_{FE} = 20$ с разбросом $\pm 30\%$ для комнатной температуры 25°C и токовой нагрузки 1 А. При управляющем базовом токе $I_B = 0.25$ А это обеспечивает гарантированное насыщение транзистора ($V_{BE}(\text{sat}) = 1$ В, $V_{CE}(\text{sat}) = 0.4$ В) во всем диапазоне токовой нагрузки.

Максимальная температура внутри корпуса электронного балласта устанавливается равной 70°C . Максимально допустимая температура перехода $T_J(\max)$ для приборов типа BUL45D2 равна 150°C . Для заданного режима нагрузки ключа необходимо провести оценку мощности потерь и убедиться, что температура структуры ниже допустимого уровня.

Дополнительные данные для расчета:

Частота переключения $f = 40$ кГц;

Длительность открытого состояния ключа $t_p = 12.5$ мкс;

Время спада тока ключа $t_F = 100$ нс;

Тепловое сопротивление переход—окружающая среда (при работе ключа без охладителя) $R_{ThJA} = 62.5^\circ\text{C}/\text{Вт}$ (тип корпуса TO220);

Мощность потерь на переключение (выключение):

$$P_{OFF} = (EI_C(\max) t_F f) / 2 = 0.44 \text{ Вт;} \quad (6.85)$$

Мощность потерь в открытом состоянии:

$$P_{ON} = (V_{CE}(\text{sat}) I_C(\max) t_p f) / 2 = 0.07 \text{ Вт;} \quad (6.86)$$

Мощность потерь на управление

$$P_G = V_{BE(sat)} I_B t_P f = 0.125 \text{ Вт}; \quad (6.87)$$

Температура перехода

$$T_J = R_{ThJA} (P_{OFF} + P_{ON} + P_G) + T_A = 110^\circ\text{C} < 150^\circ\text{C}. \quad (6.88)$$

6.5. Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных источниках питания

Импульсные источники вторичного электропитания (ИВЭП) можно разделить на следующие типы:

1. Преобразователи постоянного напряжения в постоянное с импульсным преобразователем, питаемым от первичного источника в виде аккумулятора или батареи с гальваническим и без такового разделением входных и выходных цепей.
2. Бестрансформаторные источники с импульсным преобразованием электроэнергии, содержащие питаемый от первичной сети переменного тока выпрямитель, импульсный преобразователь с ВЧ-трансформатором и выпрямители, питающие нагрузку.

В зависимости от требований нагрузки и уровня преобразуемой мощности импульсные преобразователи строятся по одноконтурным и двухконтурным схемам. В первом варианте магнитопровод трансформатора используется в режиме однополярного перемагничивания, ограничивая величину преобразуемой мощности уровнем нескольких сотен Ватт. Для преобразования мощности более 500 Вт необходим двухконтурный принцип переключения, позволяющий существенно снизить объем магнитопровода ВЧ-трансформатора. Однако при этом увеличивается число ключевых транзисторов преобразователя (два или четыре). Применение мощных МДП-транзисторов в импульсных преобразователях позволяет получить следующие преимущества:

1. Уменьшение динамических потерь.
2. Повышение частоты переключения и, как следствие, снижение массогабаритных показателей трансформаторов и фильтров.
3. Упрощение схемы управления.
4. Повышение нагрузочной способности по току и тепловой стабильности.

Повышение частоты переключения до сотен килогерц позволяет снизить удельную мощность ИВЭП до 200...500 Вт/кг при эффективности преобразования 80...95%. В данных режимах процессы переключения МДП-транзисторов зависят от структуры схемы и характера нагрузки.

6.5.1. МДП-транзисторы в одноктактных схемах импульсных преобразователей

Преобразователи постоянного напряжения обеспечивают гальваническое разделение входных и выходных цепей с помощью трансформаторов, преобразование и регулирование уровней выходного напряжения. Основным достоинством одноктактных схем является отсутствие схем симметрирования работы трансформаторов, малое количество ключей, простота схем управления. Наиболее широкое применение находят два типа одноктактных преобразователей: с передачей энергии в нагрузку на этапе замкнутого состояния регулирующего ключа (в импульсе) и с передачей энергии на этапе разомкнутого состояния ключа (в паузе), называемых также прямоходовыми и обратноходовыми преобразователями (**Рис. 6.50**). Регулирование выходного напряжения возможно только при совместной работе собственно преобразователя, содержащего силовой ключ и разделительный трансформатор, и импульсного регулятора напряжения.

Основные варианты схем регуляторов постоянного напряжения с индуктивным накопителем энергии представлены на **Рис. 6.51**. Для индуктивной нагрузки возможными режимами работы являются режим непрерывного и разрывного тока. В режиме прерывистых токов для всех типов регуляторов напряжения нагрузка ключевого транзистора может быть представлена по схеме

Рис. 6.52. Задержка включения транзистора при данной нагрузке $t_{D(on)}$ может быть определена по формуле (6.25), поскольку составляющие входной цепи управления остались неизменными по сравнению с чисто ре-

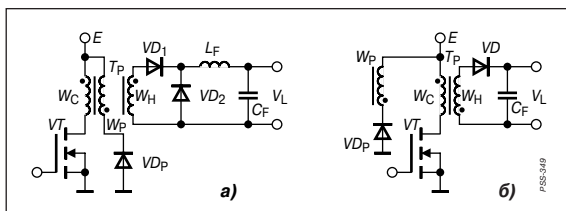


Рис. 6.50

Одноктактные преобразователи напряжения: прямоходовой (а) и обратноходовой (б)

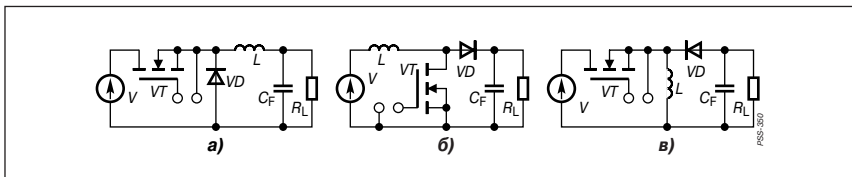


Рис. 6.51

Основные типы регуляторов постоянного напряжения: понижающий (а), повышающий (б) и инвертирующий (в)

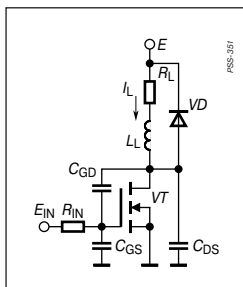


Рис. 6.52

**Эквивалентная нагрузка
ключевого транзистора
в режиме разрывных
токов**

зистивной нагрузкой. На втором этапе включения происходит разряд выходной емкости транзистора C_{OUT} током стока и время включения t_{ON} по напряжению можно оценить по формуле:

$$t_{ON} \approx \frac{EC_{OUT}}{I_{C0}}, \quad (6.89)$$

где E — выходное напряжение в схеме ключа;

$I_{C0} = S(E_{IN} - V_0)$ — ток стока;

S — силовая крутизна транзистора;

E_{IN} — эквивалентное напряжение входного источника;

V_0 — пороговое напряжение отпирания транзистора.

При запираании транзистора этап задержки $t_{D(off)}$ рассчитывается по формуле (6.32), а фронт выключения по напряжению t_{OFF1} определяется формулой:

$$t_{OFF1} \approx \frac{EC_{OUT}}{I_L(t_P)}, \quad (6.90)$$

где $I_L(t_P) \approx \frac{Et_P}{L}$ — ток в индуктивности к моменту t_P окончания положительного входного сигнала.

При $t = t_{OFF1}$ напряжение на транзисторе становится равным E , при этом отпирается диод VD , принимающий ток, накопленный в индуктивности. При постоянном напряжении на ключе, равном E , ток стока уменьшается по закону:

$$i_D(t) = I_L(t_P) e^{-t/R_{IN}C_{IN}}, \quad (6.91)$$

где $C_{IN} = C_{GS} + C_{GD}$ — входная емкость транзистора.

Длительность спада тока определяется по формуле:

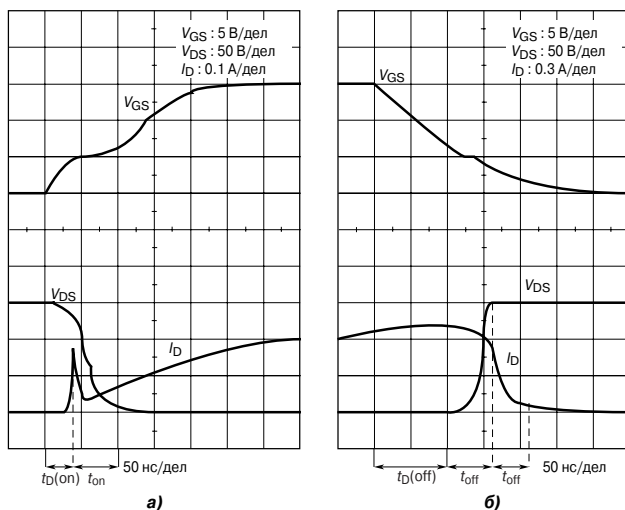
$$t_{OFF2} = (2 \dots 3) R_{IN} C_{IN}. \quad (6.92)$$

Мощность динамических потерь в транзисторе в режиме разрывных токов:

$$P_{ON} \approx \frac{E^2 C_{OUT} f}{2}. \quad (6.93)$$

$$P_{OFF} \approx \frac{E^2 C_{OUT} f}{2} + E I_L(t_P) R_{IN} C_{IN} f, \quad (6.94)$$

где f — частота коммутации силового транзистора.



РЭС-362

Рис. 6.53

Напряжение и ток МДП-транзистора при разрывных токах в индуктивной нагрузке: включение (а), выключение (б)

Напряжение и ток ключевого транзистора при разрывных токах показаны на **Рис. 6.53**.

В режиме непрерывных токов в индуктивности схема ключа преобразуется к виду **Рис. 6.54**. Ток I_0 представляет собой среднее значение тока в нагрузке регулятора за период. К моменту отпирания ключа диод VD открыт током нагрузки, а в его базе накоплен некоторый заряд. Время задержки включения $t_D(on)$ определяется аналогично режиму прерывистых токов. Поскольку в процессе нарастания тока стока к транзистору по-прежнему приложено постоянное напряжение E (из-за открытого состояния обратного диода VD), напряжение во входной цепи прибора продолжает изменяться по закону:

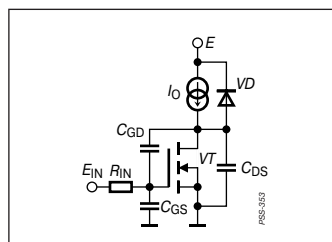


Рис. 6.54

Эквивалентная нагрузка ключевого транзистора в режиме непрерывных токов

$$V_{GS}(t) = E_{IN} \left(1 - e^{-t/R_{IN} C_{IN}} \right). \quad (6.95)$$

Тогда изменение тока стока на этапе нарастания можно представить в виде:

$$i_D(t) \approx S (V_{GS}(t) - V_0). \quad (6.96)$$

Фронт нарастания t_r состоит из двух составляющих: первая t_{r1} определяется изменением тока стока от нуля до непрерывного тока нагрузки I_0 , вторая t_{r2} связана с рассасыванием накопленного в диоде заряда. Время t_{r2} определяется динамическими параметрами демпферного диода Q_{rr} и t_{rr} и характером его восстановления. В первом приближении мощность потерь при включении в режиме непрерывных токов можно определить:

$$P_{ON} \approx 0.5 E I_0 t_{r1} f + E I_0 t_{rr} f + E Q_{rr} f, \quad (6.97)$$

$$\text{где } t_{r1} \approx \frac{I_0 R_{IN} C_{IN}}{S E_{IN}}.$$

Процесс выключения МДП-транзистора в режиме непрерывных токов протекает качественно, аналогично рассмотренному ранее для разрывных токов. Для расчета потерь P_{OFF} можно воспользоваться выражением (6.94), заменив $I_L(t_P)$ на величину I_0 . Диаграммы переходного процесса представлены на **Рис. 6.55**.

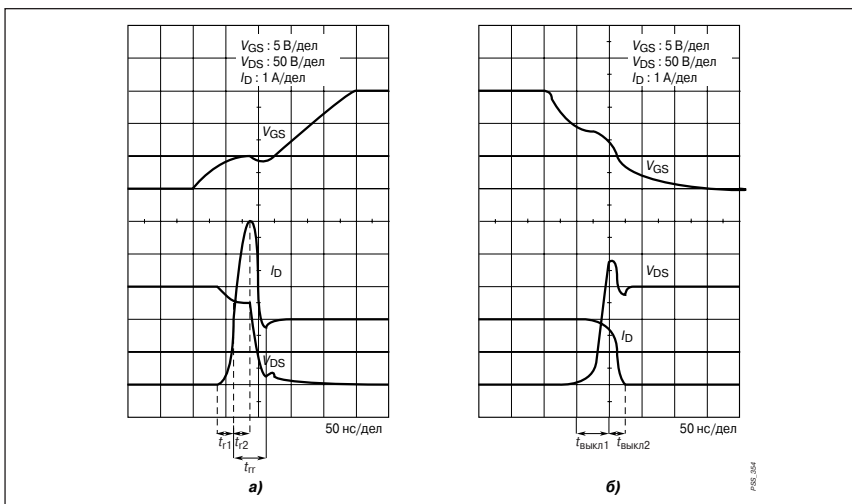


Рис. 6.55

Напряжение и ток МДП-транзистора в режиме непрерывных токов дросселя: включение (а), выключение (б)

6.5.2. МДП-транзисторы в двухтактных схемах импульсных преобразователей

При увеличении выходной мощности в нагрузке свыше 500 Вт используют двухтактные преобразователи, которые обычно строятся по схемам с нулевым выводом, полумостовой и мостовой конфигураций (**Рис. 6.56**). В схеме с нулевым выводом к ключевому транзистору прикладывается двойное напряжение питания. Другим недостатком схемы

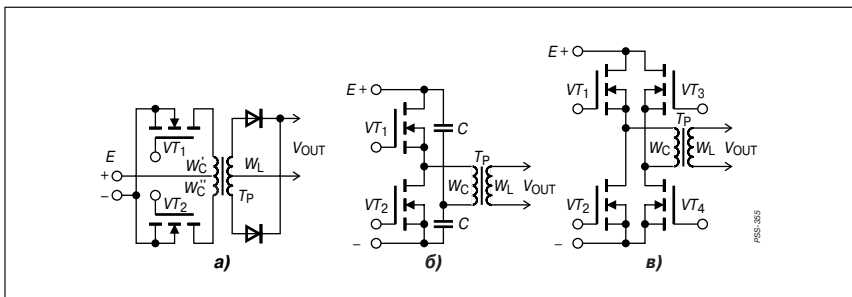


Рис. 6.56

Двухтактные схемы импульсных преобразователей: с нулевым выводом (а), полумостовая (б), мостовая (в)

является возможность насыщения ВЧ транзистора постоянной составляющей тока подмагничивания из-за неидеальности отдельных плеч преобразователя. Это ограничивает применение схемы с нулевым выводом при относительно высоких уровнях (> 100 В) питающего напряжения. Указанных недостатков лишены схемы полумостовой конфигурации, которые находят более широкое практическое применение. При работе на активно-индуктивную нагрузку транзисторы в двухтактных схемах должны быть зашунтированы встречно-параллельными диодами для обеспечения сброса избыточной энергии дросселя. В случае применения мощных МДП-транзисторов в качестве обратных диодов могут быть использованы внутренние диоды структуры основного ключа (**Рис. 6.57**). В мостовых схемах на быстрых МДП-транзисторах следует учитывать высокие скорости изменения напряжения, прикладываемые к закрытому ключу

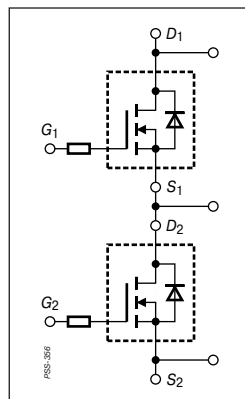


Рис. 6.57

Полумостовая схема с обратными диодами на основе внутренних диодов структуры МДП-транзистора

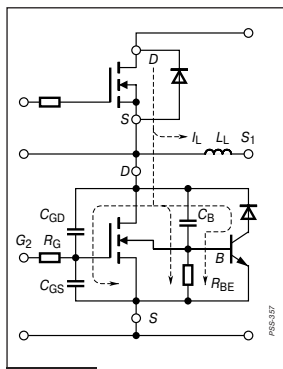


Рис. 6.58

Эффект dv/dt в мостовых схемах на МДП-транзисторах

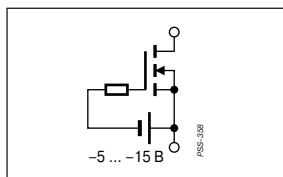


Рис. 6.59

Отрицательное смещение во входной цепи МДП-транзистора для защиты от эффекта dv/dt

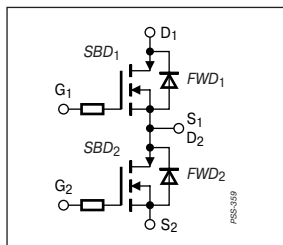


Рис. 6.60

Модуль МДП-транзисторов со встроенными кристаллами обратных диодов

при включении противофазного транзистора. Это может приводить к следующим отказам (**Рис. 6.58**):

1. Включение нижнего транзистора за счет заряда входной емкости выше порогового уровня.
2. Включение паразитного биполярного транзистора за счет емкостной составляющей тока через выходную емкость.
3. Включение паразитного биполярного транзистора при выключении внутреннего обратного диода, что эквивалентно резкому увеличению заряда восстановления.

По указанным причинам рекомендуется применять схемы управления с отрицательным смещением в цепи затвор—исток при закрытом состоянии ключа (**Рис. 6.59**), а также специальные типы МДП-транзисторов, в которых эффект отпирания паразитного биполярного транзистора подавлен технологическими методами управления временем жизни носителей. Более эффективным является применение транзисторных модулей полумостовой конфигурации с отдельно встроенными кристаллами обратных диодов (**Рис. 6.60**), динамические характеристики которых оптимизированы для режима «мягкого» восстановления. На **Рис. 6.61** показаны ограничения, накладываемые на токовую нагрузку ключей при воздействии динамических эффектов напряжения и тока для различных типов МДП-транзисторов.

Дополнительным фактором обеспечения надежной работы преобразователя является строгий алгоритм подключения систем питания. При запуске сначала подается напряжение в схему управления, затем включается силовое питание. При выключении преобразователя первым отключается силовое питание, затем проверяется разряд всех фильтровых конденсаторов и только в последнюю очередь отключается питание цепей смещения транзисторов.

При работе импульсных преобразователей на токи нагрузки в десятки и сотни ампер со

скоростью изменения характерной для МДП-транзисторов от 100 А/мкс и выше необходимо учитывать паразитные индуктивности схемы (**Рис. 6.62**). Данные индуктивности определяются как внутренними индуктивностями корпусов силовых транзисторов (главным образом со стороны цепей разводки истока L_S), так и индуктивностями монтажа L_D . Типовые значения L_S для современных корпусов полумостовой конфигурации МДП-транзисторов 5...15 нГн. При относительно грамотной конструкции силового монтажа внешняя паразитная индуктивность $L_D \approx 20...100$ нГн. Паразитные индуктивности схемы приводят к следующим эффектам:

1. Ухудшают эффективность управления:

$$V_{GS} = E_G - L_S \left(\frac{di_D}{dt} + \frac{di_G}{dt} \right), \quad (6.98)$$

где $\frac{di_D}{dt}$ — скорость изменения выходного тока стока;

$\frac{di_G}{dt}$ — динамическая составляющая тока затвора.

2. Вызывают всплеск напряжения при выключении и провал при включении:

$$V_{DS} = E \pm (L_S + L_D) \frac{di_D}{dt}. \quad (6.99)$$

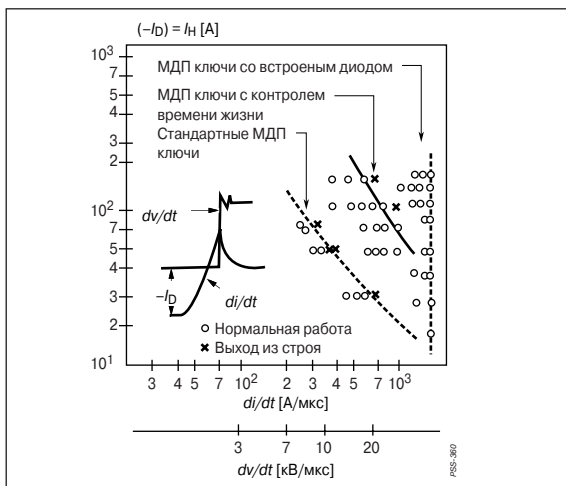


Рис. 6.61

Зависимость допустимой токовой нагрузки для различных типов МДП-ключей в мостовых схемах от динамических воздействий тока (di/dt) и напряжения (dv/dt)

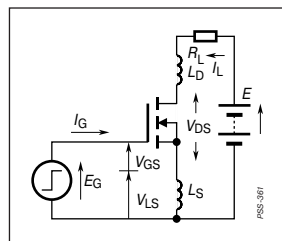


Рис. 6.62

Паразитные индуктивности в схеме на МДП-модуле

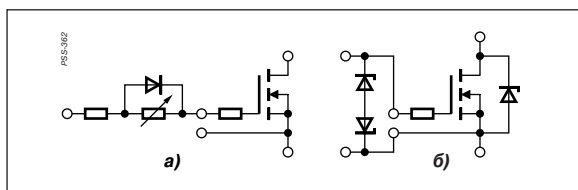


Рис. 6.63

Защитные меры для уменьшения влияния паразитных индуктивностей: уменьшение скорости включения и выключения МДП-ключа (а), защита входной и выходной цепи (б)

Практические рекомендации для уменьшения влияния паразитных индуктивностей сводятся к мерам защитного характера (Рис. 6.63), а также конструктивным приемам уменьшения паразитных эффектов (Рис. 6.64).

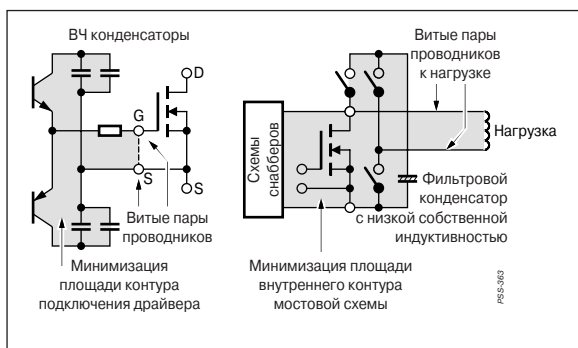


Рис. 6.64

Конструктивные методы снижения паразитных индуктивностей

В переходные процессы переключения МДП-транзисторов в двухтактных схемах с индуктивной нагрузкой качественно аналогичны рассмотренному варианту для отдельного ключа в режиме непрерывных и разрывных токов, при этом роль обратного диода выполняет диод противофазного транзистора. При использо-

вании полумостовых модульных конструкций в схемах преобразователей с широтно-импульсной модуляцией основные динамические потери ключей определяются главным образом потерями на включение. Для отдельного модуля данные потери складываются из потерь на переключение транзистора и потерь при восстановлении противофазного диода. Общую энергию потерь на включение можно рассчитать по формуле:

$$E_{\text{он}} \approx E \left(I_0^2 / \left(2 \frac{di_D}{dt} \right) + I_0 \sqrt{2Q_{rr} / \left(\frac{di_D}{dt} \right)} + Q_{rr} \right), \quad (6.100)$$

где I_0 — непрерывный ток нагрузки;

E — напряжение питания полумостовой схемы;

Q_{rr} — заряд восстановления противофазного диода;

$\frac{di_D}{dt}$ — скорость нарастания тока стока при включении.

При известной паразитной индуктивности модуля L_S скорость di_D/dt на этапе включения с учетом (6.96) и (6.98) можно определить по формуле:

$$\frac{di_D}{dt} \approx \frac{E_G - V_0}{\frac{R_G C_{IN}}{S} + L_S}. \quad (6.101)$$

Уравнение (6.100) показывает, что для минимизации потерь необходимо уменьшать величину обратного заряда Q_{rr} , а также увеличивать скорость di_D/dt .

6.5.3. МДП-транзисторы в схемах синхронных выпрямителей

Эффективность ИВЭП, а также его тепловой режим в значительной мере определяются потерей мощности в диодных элементах выпрямителей, питающих низковольтную нагрузку (**Рис. 6.65**). Падение напряжения на диодах на интервале проводимости определяет статические потери мощности:

$$P_{ST} = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) v_D(t) dt = V_0 I_{AV} + R_{DIF} I_{EF}^2 \quad (6.102)$$

где V_0 , R_{DIF} — пороговое напряжение и дифференциальное сопротивление диода, аппроксимирующие прямую ветвь ВАХ;

I_{AV} — среднее значение тока за период;

I_{EF} — действующее значение тока за период;

T — период рабочего цикла.

Дополнительные потери мощности связаны с динамическими характеристиками диода и пропорциональны рабочей частоте переключения. В выпрямительных схемах ИВЭП с частотой коммутации десятки—сотни кГц применяются только высокочастотные диоды. Обычные ВЧ диоды с *p-n*-переходом, изготовленные на основе кремния, имеют относительно высокие прямые напряжения (0.5...1 В), что для схем с низковольтным выходным напряжением (единицы вольт) и токами нагрузки в десятки ампер создает значительные трудности как по эффективности выпрямления, так и по потерям. Не решает проблемы и использование параллельных сборок, поскольку в ВЧ-диодах прямое напряжение определяется главным образом пороговой составляющей при ма-

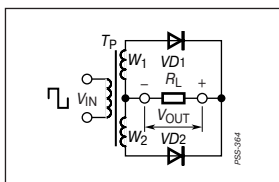


Рис. 6.65

**Выпрямитель на диодах
для питания нагрузки**

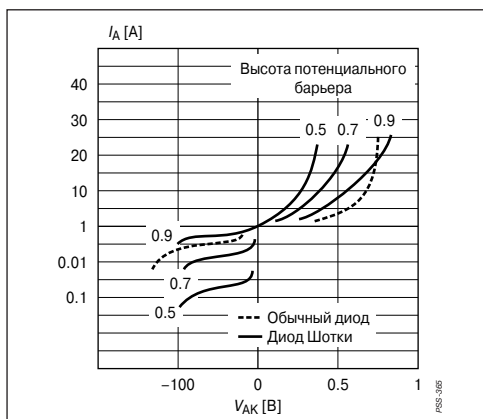


Рис. 6.66

ВАХ обычного диода и диода Шоттки при разной высоте потенциального барьера

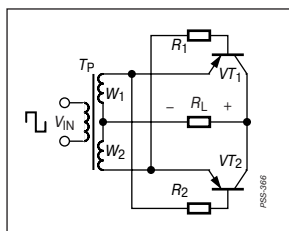


Рис. 6.67

Синхронный выпрямитель на биполярных транзисторах

лых дифференциальных сопротивлений. Большей эффективностью обладают схемы на основе диодов Шоттки, в которых отсутствует явление инжекции. Кроме лучших частотных свойств данные диоды имеют и меньшие прямые напряжения (0.3...0.6 В) из-за пониженной высоты потенциального барьера (Рис. 6.66). Это позволяет увеличивать допустимую плотность прямого тока, чему способствуют и хорошие свойства теплопередачи выпрямляющего металлического контакта диодов Шоттки.

Новым техническим решением является использование в выпрямительных схемах ключевых транзисторов с пониженным выходным напряжением до долей вольта и синхронным переключением в такт с высокочастотным входным сигналом (так называемые синхронные выпрямители). На Рис. 6.67 представлена схема выпрямителя на биполярных транзисторах.

Ограничением применения биполярных транзисторов является условие:

$$V_{BE(max)} > 2V_{OUT}, \quad (6.103)$$

где $V_{BE(max)}$ — максимально допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе (для современных транзисторов 3...7 В); V_{OUT} — выходное напряжение выпрямителя.

Наиболее эффективным для выпрямителей с выходным напряжением 5 В; 3.3 В и менее оказалось применение низковольтных силовых МДП-транзисторов, когда в качестве выпрямляющего диода используется внутренний обратный p - n -переход структуры ключа. Встроенный диод обладает предельными параметрами тока и напряжения, соответствующими основному ключу. Прямое падение напряжения на диоде может быть существенно уменьшено при одновременной подаче положительного сме-

щения на затвор транзистора (**Рис. 6.68**). По частотным характеристикам встроенные диоды приближаются к современным ВЧ-аналогам дискретного типа. Поскольку прямое напряжение на внутреннем обратном диоде пропорционально омическому сопротивлению проводящего канала наименьшие значения достигаются в низковольтных структурах МДП-транзисторов типа OptiMOS (фирма Infineon Technologies) или «StripFET» (фирма IR).

Основной проблемой при построении синхронных выпрямителей является правильное формирование управляющих напряжений на затворах силовых МДП-ключей. Обычным решением является режим самосинхронизации с использованием напряжения на вторичных обмотках ВЧ-трансформатора. На **Рис. 6.69** показана структурная схема импульсного источника питания частотой 200 кГц на выходную мощность 200 Вт (разработка фирмы Infineon Technologies, использующая схему обычного и синхронного выпрямления).

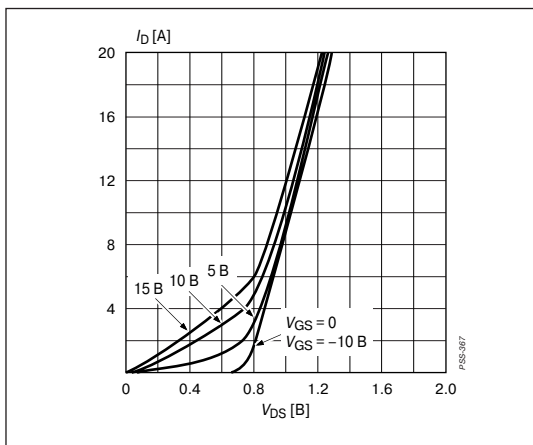


Рис. 6.68

ВАХ внутреннего диода МДП-транзистора при разных напряжениях на затворе

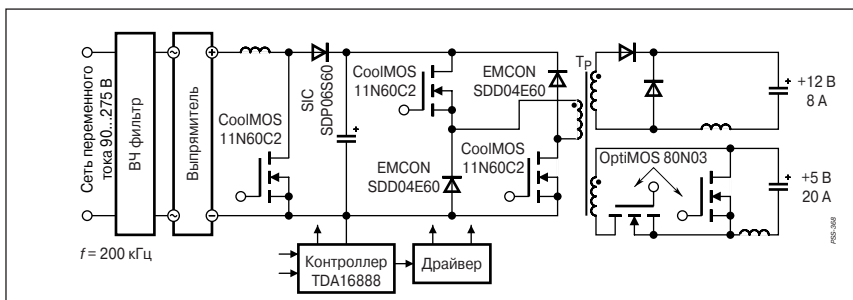


Рис. 6.69

Структурная схема импульсного источника питания с обычным и синхронным выпрямителем для питания нагрузки

6.6. Применение мощных ключей в схемах управления электродвигателями переменного тока

6.6.1. Основные режимы работы силовых ключей в ШИМ-инверторах для асинхронных электродвигателей

Главной особенностью применения ключевых приборов в устройствах управления электродвигателями является их способность выдерживать большие напряжения и токи, зачастую действующие одновременно. Это может приводить к уходу режима работы силового ключа за пределы границ области безопасной работы, если не обеспечить достаточного запаса по предельным параметрам. Другая особенность применения

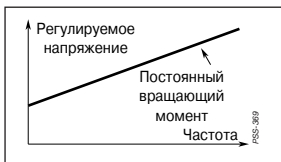


Рис. 6.70

Зависимость напряжения на обмотке асинхронного двигателя от частоты для поддержания постоянного момента вращения



Рис. 6.71

Зависимость скорости от вращающего момента и тока в обмотке для асинхронного электродвигателя

заключается в воздействии на ключ высокого уровня помех, способных приводить к ложному срабатыванию без соответствующих мер защиты.

Обмотка асинхронного электродвигателя представляет собой RL-нагрузку. Для управления скоростью вращения двигателя изменяют частоту источника питания, при этом изменяется индуктивное сопротивление обмотки и соответственно ток. Чтобы поддерживать ток в обмотке постоянным для сохранения неизменным вращающего момента, используют соот-

ветствующее регулирование выходного напряжения от частоты (Рис. 6.70). Нарушение линейности регулировки вызывает изменение вращающего момента. При этом резкое уменьшение скорости двигателя может вызвать увеличение тока возбуждения и вращающего момента, что в свою очередь может привести к насыщению поля в обмотке и повреждению электродвигателя или перегрузке силовых вентилях. Скорость асинхронного двигателя почти не зависит от его нагрузки, а значит, от вращающего момента вплоть до критических значений, при которых возникает эффект скольжения (Рис. 6.71). Это может привести к

потере скорости и увеличению тока ключа при одновременно высоком напряжении.

Таким образом, для управления асинхронным электродвигателем более всего подходит схема инвертора напряжения, построенная на основе полностью управляемых мощных ключевых приборов (IGBT, МСТ, GTO и их разновидности), способных выдерживать большие токовые перегрузки. Данный инвертор должен преобразовывать энергию источника постоянного тока в энергию сигнала переменной частоты с низкочастотным гармоническим составом и регулируемым выходным напряжением и частотой. Выполнение этих требований обеспечивает применение инверторов напряжения с ШИМ. Общепринятой является конфигурация автономного инвертора со звеном постоянного тока (VVF-инвертор) (**Рис. 6.72**). Данная схема содержит входной неуправляемый выпрямитель, емкостной фильтр и собственно трехфазный мостовой инвертор. Мостовое соединение ключей позволяет получать двухполярное напряжение на обмотке двигателя при однополярном источнике питания. Индуктивный характер нагрузки учитывается подключением к основным ключам встречно-параллельных диодов, обеспечивающих непрерывность протекания тока в обмотке при отключении ее от источника и возврат запасенной магнитной энергии в конденсатор фильтра. Так как входной выпрямитель не проводит ток в обратном направлении для двигателей с высокой интенсивностью тормозных режимов, предусмотрена специальная схема рассеивания рекуперированной электрической энергии (цепь «слива»).

Для анализа режимов работы силовых ключей в ШИМ-инверторах конфигурации преобразователей со связью по цепи постоянного тока могут быть приведены к полумостовой структуре, представленной на **Рис. 6.73**. В данной схеме применяется поочередная коммутация вентилей при модулируемом по ширине сигнале управления. В результате выходной сигнал инвертора состоит из прямоугольных импульсов

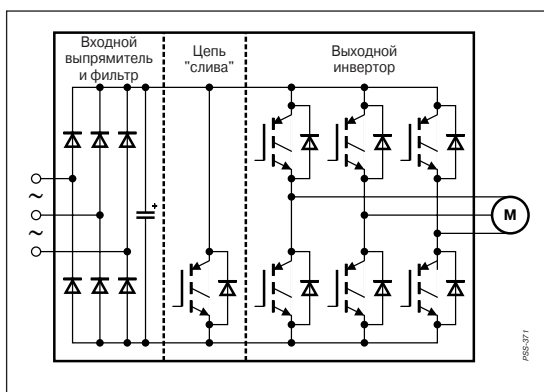


Рис. 6.72

Автономный инвертор напряжения со звеном постоянного тока

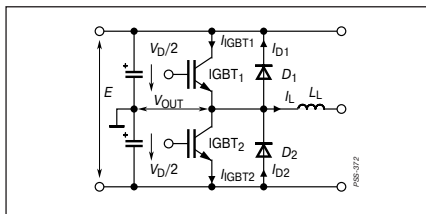


Рис. 6.73

Полумостовая схема для анализа режимов работы силовых ключей в ШИМ-инверторах

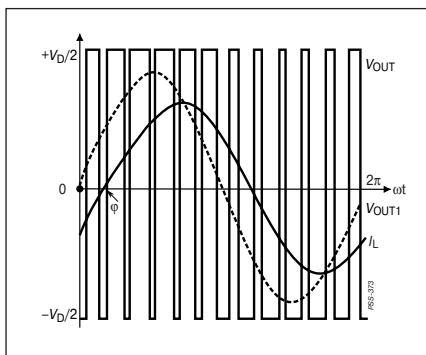


Рис. 6.74

Выходное напряжение ШИМ-инвертора

Для формирования синусоидального тока нагрузки:

$$i_L(\omega t) = I_L(\max) \sin \omega t, \quad (6.105)$$

где $\omega = 2\pi f_{\text{OUT}}$;

f_{OUT} — частота выходного напряжения и тока, требуется синусоидальное выходное напряжение инвертора:

$$v_L(\omega t) = V_L(\max) \sin(\omega t + \varphi) = I_L(\max) Z_L \sin(\omega t + \varphi), \quad (6.106)$$

где $Z_L = \sqrt{R_L^2 + \omega L^2}$ — модуль комплексного сопротивления нагрузки

обмотки двигателя;

$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R_L}$ — угол сдвига фаз между напряжением и током нагрузки.

сов напряжения различной ширины V_{OUT} (Рис. 6.74). При резистивно-индуктивном характере обмотки асинхронного двигателя протекающий через нее ток I_L имеет синусоидальную форму, которая сдвинута по фазе относительно основной гармоники выходного напряжения V_{OUT1} .

Определение потерь мощности в ключевых элементах инвертора с ШИМ регулированием отличается от обычного метода, основанного на постоянстве коэффициента скважности D . Для двухтактной схемы среднее за период частоты коммутации напряжение на нагрузке:

$$V_L = E(2D - 1), \quad (6.104)$$

где E — напряжение питания инвертора;

$D = t_p/T = ft_p$ — скважность;

t_p — длительность открытого состояния ключа;

$f = 1/T$ — частота коммутации.

При выполнении условия $f \gg f_{\text{OUT}}$ можно считать

$$V_L = v_L(\omega t). \quad (6.107)$$

Тогда значение коэффициента D при ШИМ-регулировании с учетом (6.104) и (6.106) можно представить выражением:

$$D(\omega t) = 0.5 (1 + m \sin(\omega t + \varphi)) \sin \omega t, \quad (6.108)$$

где $m = \frac{Z_L I_L(\max)}{E}$ — коэффициент модуляции.

При этом среднюю мощность потерь в ключевых элементах инвертора можно рассчитать по следующей методике:

1. Динамические потери в управляемом ключе:

$$P_{\text{ON}} + P_{\text{OFF}} = (E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}) \cdot f \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d(\omega t) = (E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}) \cdot f \frac{1}{\pi}, \quad (6.109)$$

где E_{ON} и E_{OFF} — энергии потерь при переключении силового ключа в схеме с индуктивной нагрузкой, приведенные к заданной амплитуде тока нагрузки и напряжению питания инвертора (см. раздел 3.4.1).

2. Статические потери в управляемом ключе:

$$P_{\text{COND}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot V_{\text{COND}} D(\omega t) d(\omega t) = I_L(\max) V_{\text{COND}} \left(0.125 + \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (6.110)$$

где V_{COND} — напряжения ключа в открытом состоянии.

3. Статические потери в обратном диоде:

$$P_D(\text{cond}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot V_D(\text{cond}) (1 - D(\omega t)) d(\omega t) = I_L(\max) V_D(\text{cond}) \left(0.125 - \frac{m}{3\pi} \cos \varphi \right), \quad (6.111)$$

где $V_D(\text{cond})$ — напряжение на открытом диоде.

4. Динамические потери в обратном диоде (для диодов с мягким выключением $t_A = t_B = t_{\text{rr}}/2$):

$$P_{\text{rr}} = \frac{E}{2} \cdot \frac{Q_{\text{rr}}}{2} f = 0.125 \cdot I_{\text{rr}} E t_{\text{rr}} f, \quad (6.112)$$

где Q_{rr} , I_{rr} , t_{rr} — динамические характеристики диода.

Оценка реальных потерь в схемах преобразователей для асинхронных двигателей показывает, что при относительно невысокой частоте коммутации основную долю составляют потери мощности в открытом состоянии ключа и диода, которые в свою очередь зависят от максимального тока нагрузки, напряжения насыщения, а также произведения $A = (m \cos \varphi)$, учитывающего эффективность преобразователя по напряжению (m) и характер нагрузки ($\cos \varphi$). При регулировании скорости двигателя с изменением частоты и амплитуды выходного сигнала параметр A также изменяется. Максимум мощности потерь в ключе определяется при $A \rightarrow 1$. Рабочий цикл силового ключа при этом максимален, а увеличение коэффициента мощности означает сближение максимумов открытого состояния t_r и тока нагрузки. Максимальные потери в диоде возникают при отрицательных коэффициентах мощности ($\cos \varphi < 0$), при этом преобразователь представляет собой источник с реверсированной мощностью.

На **Рис. 6.75** представлено изменение мгновенной мощности потерь и ее среднее значение для отдельного IGBT-ключа трехфазного мостового модуля BSM50GD120DN2 в корпусе Econopack 2 фирмы Infineon Technologies, предназначенного для применения в диапазоне 50 А 1200 В.

Параметры схемы преобразователя и режима нагрузки:

Напряжение питания инвертора
Действующее значение тока нагрузки
Частота коммутации
Коэффициент мощности
Коэффициент модуляции

$E = 540$ В.
 I_L (действ.) = 25 А.
 $f = 4$ кГц.
 $\cos \varphi = 0.8$.
 $m = 0.8$.

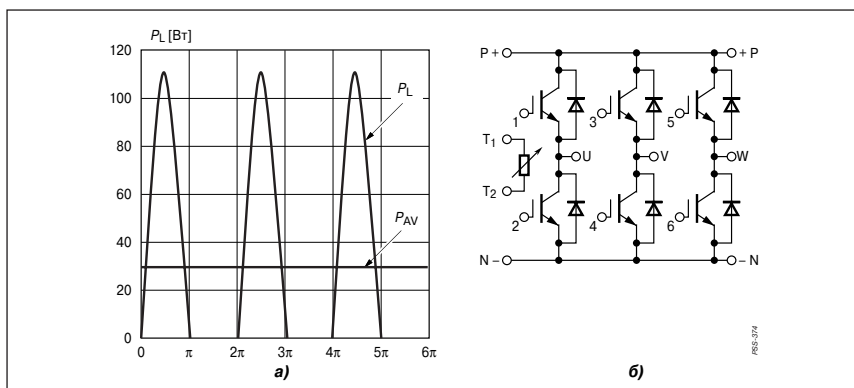


Рис. 6.75

Мгновенная и средняя мощность потерь: в IGBT-ключе (а), в силовом модуле BSM50GD120DN2 (б)

Изменение температуры кристалла ключа с учетом тепловых сопротивлений и мощности потерь представлено на **Рис. 6.76** для нескольких частот выходного напряжения. Анализ полученных данных позволяет сделать следующие выводы:

1. С ростом частоты f_{OUT} максимальная температура перехода приближается к среднему значению, что позволяет на частотах в несколько десятков герц оценивать тепловой режим ключа на основе средних потерь.

2. Максимальная температура ключа резко возрастает при уменьшении f_{OUT} до единиц герц, что соответствует величине частоты скольжения асинхронного двигателя. Запуск электродвигателя также требует использования низких частот при большом вращающем моменте (см. **Рис. 6.71**), который сопровождается увеличением тока нагрузки, что определяет наихудшие условия теплового режима ключа.

Приведенные данные показывают, что относительно сложные законы управления с различными вариантами ШИМ, позволяющие получать качественные характеристики преобразователя, могут быть реализованы на основе полностью управляемых ключей, имеющих минимальное напряжение насыщения и способных выдерживать большие токовые перегрузки. Мощные МДП-транзисторы могут рассматриваться в качестве конкурентоспособных ключей для данной сферы применения только при относительно низких напряжениях (менее 200 В). Наиболее предпочтительными в системах управления двигателями переменного тока являются транзисторы IGBT и тиристорные ключи. Выбор конкретного типа ключа определяется сферой применения асинхронного двигателя, которые различаются уровнем токовой нагрузки. Например, в сфере промышленного электропривода на токи до 200 А преимущественно применяются IGBT- и МСТ-ключи с рабочим напряжением 600, 1200 и 1700 В. Для применения в системах городского электротранспорта при токах нагрузки в несколько сотен ампер эффективны сборки модульных конструкций IGBT- и GTO-тиристоры. В системах электроподвижного

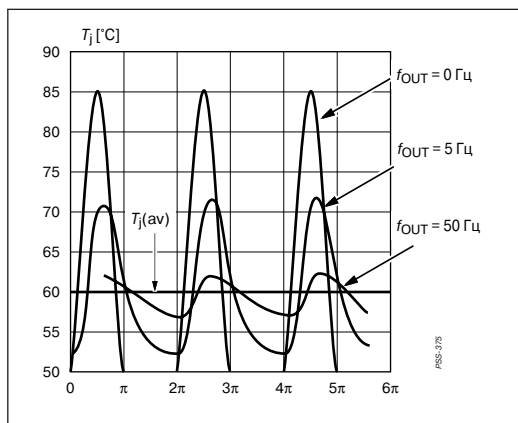


Рис. 6.76

Изменение температуры кристалла IGBT при разных частотах выходного напряжения

железнодорожного транспорта и метрополитена должны применяться ключи с повышенной плотностью выходного тока, так как токи нагрузки здесь достигают нескольких тысяч ампер.

Рассмотрим особенности переключения основных типов ключей (IGBT, МСТ и GTO) в режимах, соответствующих двигательной нагрузке.

6.6.2. Особенности применения IGBT в схемах с индуктивной нагрузкой

Осциллограммы переключения IGBT для мостовой схемы в режиме непрерывного тока в обмотке двигателя представлены на **Рис. 6.77**. Качественно картина процессов коммутации аналогична рассмотренному ранее варианту переключения мощного МДП-транзистора при индуктивной нагрузке (см. раздел 6.5.1). Для практических расчетов использу-

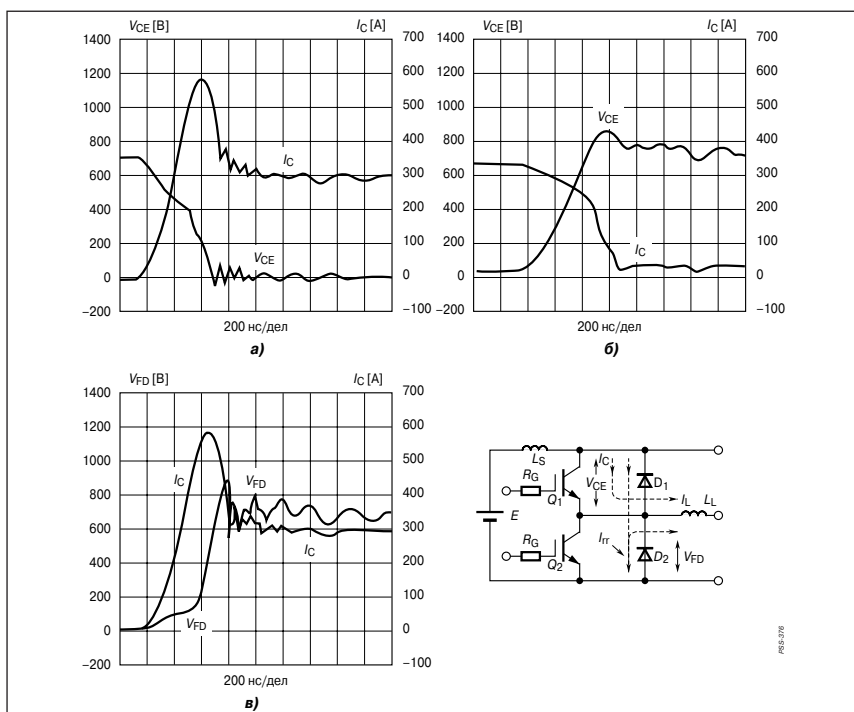


Рис. 6.77

Переключение IGBT в мостовых схемах с индуктивной нагрузкой: включение (а), выключение (б), выключение противофазного диода (в)

ют интегральные характеристики потерь в виде энергетических параметров E_{ON} и E_{OFF} . Нарастание тока ключа при открытом демпферном диоде определяется скоростью заряда входной емкости и силовой крутизной:

$$i_C(t) = S v_{GE}(t) = S E_{IN} \left(1 - e^{-t/R_{IN} C_{IN}}\right). \quad (6.113)$$

Для относительно больших значений параметра крутизны, свойственных IGBT, скорость изменения коллекторного тока может достигать тысяч ампер на микросекунду. При данных скоростях значительно усиливается роль паразитных индуктивностей монтажа схемы. Это приводит, во-первых, к заметному провалу в кривой напряжения коллектор—эмиттер включающегося IGBT на этапе нарастания тока и, во-вторых, к всплеску обратного напряжения на демпферном диоде и закрытом IGBT. Если первый эффект можно рассматривать как положительный, уменьшающий энергию потерь при включении, то второй способен привести к пробоем структуры диода, особенно при его резком выключении (Рис. 6.78). Кроме того, высокочастотный колебательный процесс генерирует электромагнитные помехи, ухудшающие работу отдельных блоков электронных систем. Увеличение температуры перехода ключа, свойственное режиму двигательной нагрузки в переходном процессе включения, проявляется следующим образом:

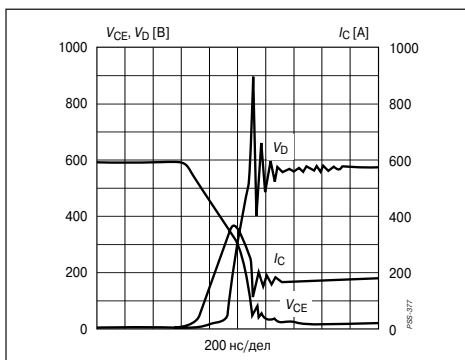


Рис. 6.78

Переходные процессы в плече мостовой схемы при резком выключении демпферного диода

1. Практически не влияет на скорость включения IGBT.
2. Увеличивает обратный заряд восстановления (при одновременном увеличении обратного тока I_{rr} и времени восстановления t_{rr}), что увеличивает мощность потерь (Рис. 6.79).

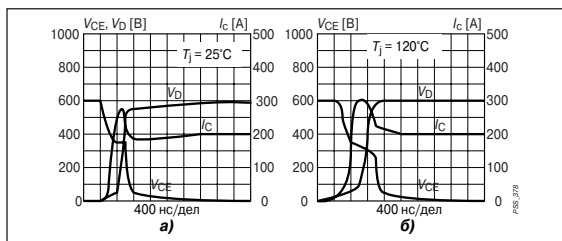


Рис. 6.79

Влияние температуры на переходный процесс включения IGBT на индуктивную нагрузку: $T_j = 25^\circ\text{C}$ (а), $T_j = 120^\circ\text{C}$ (б)

Коммутация тока в демпферный диод в переходном процессе выключения начинается в момент, когда напряжение на его аноде достигает величины напряжения питания плеча схемы моста. Перенапряжение в схеме обусловлено конечной скоростью включения диода и пропорционально величине паразитной индуктивности L_S . В момент времени, при котором входное напряжение запираемого ключа уменьшается до порогового значения, стадия быстрого уменьшения тока коллектора переходит в рекомбинационную фазу, сопровождающуюся характерным «хвостом» тока. Влияние увеличения температуры структуры при выключении проявляется следующим образом:

1. Увеличивает амплитуду и длительность хвостовой части тока (особенно заметно для приборов РТ-технологии) (**Рис. 6.80**).

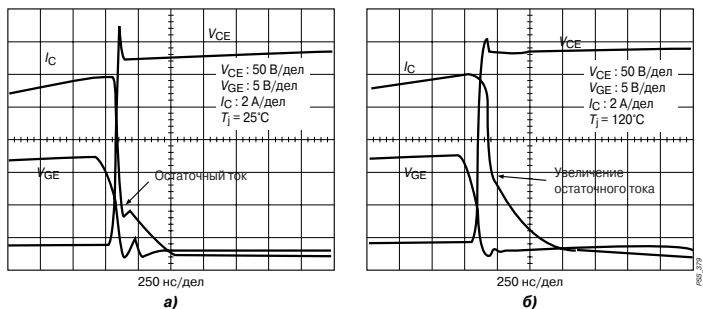


Рис. 6.80

Влияние температуры на остаточный ток IGBT при выключении на индуктивную нагрузку: $T_j = 25^\circ\text{C}$ (а), $T_j = 120^\circ\text{C}$ (б)

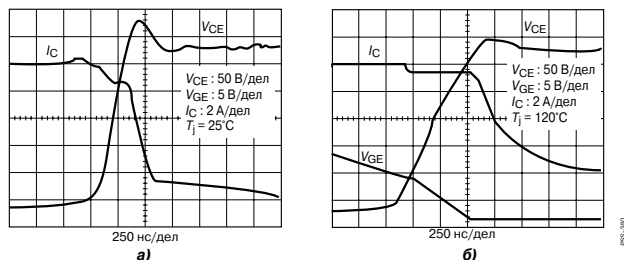


Рис. 6.81

Влияние температуры на скорость изменения напряжения IGBT при выключении на индуктивную нагрузку: $T_j = 25^\circ\text{C}$ (а), $T_j = 120^\circ\text{C}$ (б)

2. Замедляет скорость нарастания напряжения на запираемом ключе (**Рис. 6.81**).

Обе зависимости определяются увеличением накопленного заряда носителей с ростом температуры.

Рассмотренные режимы переключения IGBT при двигательной нагрузке определяют следующий перечень требований на применение:

1. Критическим фактором, определяющим предельный режим при включении, является перенапряжение на демпферном диоде. Всплеск перенапряжения необходимо фиксировать в пределах ОБР применением последовательного резистора R_G в цепи затвора IGBT (**Рис. 6.82**).

2. Рекомендуется снижать паразитную индуктивность монтажа схемы до уровня 100..150 нГн (**Рис. 6.83**).

3. Рекомендуется применение обратных диодов с «мягким» режимом восстановления (**Рис. 6.84**).

4. Критическим фактором, определяющим предельный режим при запираании IGBT, является перенапряжение на ключе, что также требует снижения паразитных индуктивностей и возможно дополнительных цепей защиты (**Рис. 6.85**).

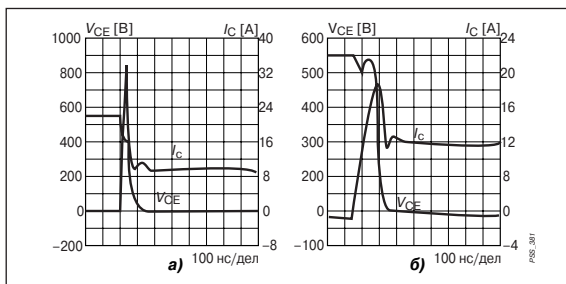


Рис. 6.82

Переходный процесс включения IGBT на индуктивную нагрузку: быстрый, при $R_G < 1 \text{ Ом}$ (а), медленный, при $R_G > 1 \text{ Ом}$ (б)

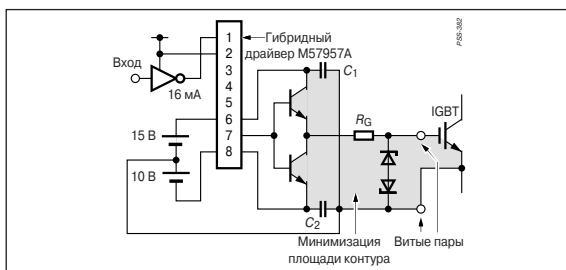


Рис. 6.83

Методы снижения паразитной индуктивности монтажа

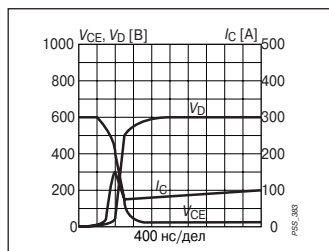


Рис. 6.84

Переходный процесс включения IGBT на индуктивную нагрузку с «мягким» режимом восстановления демпферного диода

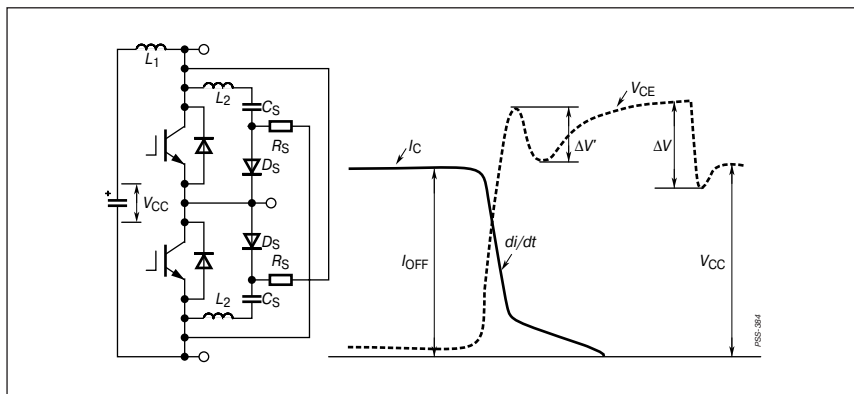


Рис. 6.85

Дополнительные защитные цепи в схеме инвертора на IGBT

6.6.3. Переключение полевых тириستоров MCT в мостовых схемах

Применение тириستоров MCT типа MCTA75P60E1 в схемах мостовой конфигурации с индуктивной нагрузкой иллюстрируется осциллограммами **Рис. 6.86**. В переходном процессе включения тиристора на открытый противофазный диод наблюдается значительно более сильный спад анодного напряжения на этапе нарастания силового тока. Это объясняет-

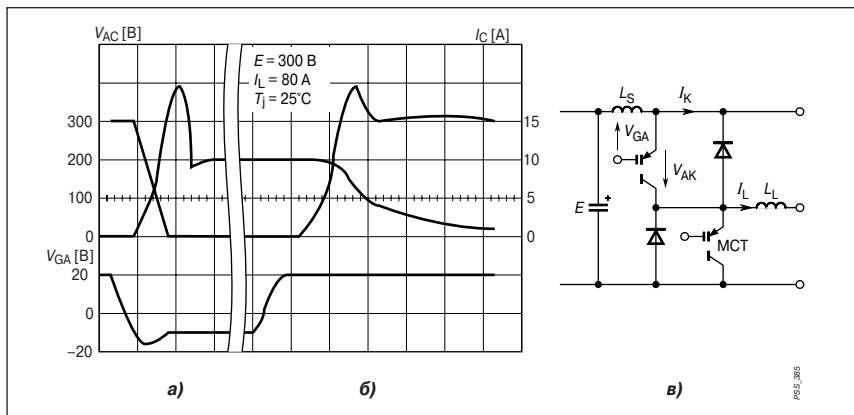


Рис. 6.86

Переключение MCT (включение (а) и выключение (б)) в мостовой схеме с индуктивной нагрузкой (в)

ся более высоким значением паразитной индуктивности монтажа L_S , которая составляет 150...450 нГн, в сравнении с ранее рассмотренной конфигурацией на IGBT-ключях. Данная величина L_S устанавливается специально, так как в МСТ отсутствует принципиальная возможность регулирования скорости включения по цепи затвора управления:

$$L_S(\min) \geq \frac{E}{(di/dt)_{кр}}, \quad (6.114)$$

где $\left(\frac{di}{dt}\right)_{кр}$ — предельно допустимая (критическая) скорость нарастания анодного тока.

Это накладывает дополнительные требования на частотные характеристики обратного диода, выбирать которые рекомендуется с минимальным значением накопленного заряда.

При уменьшении тока нагрузки в МСТ начинает резко увеличиваться время задержки по выключению $t_D(\text{off})$ (**Рис. 6.87**). Это может сопровождаться эффектом сквозных токов в плечах моста при недостаточной паузе между импульсами управления противофазных ключей (**Рис. 6.88**). При этом резко увеличивается скорость нарастания анодного напряжения на запираемом тиристоре (эффект dV/dt). С учетом ограниченной ОБР выключения для p -канальных МСТ требуется применение специальных методов формирования траектории выключения, например с помощью RC -цепи (**Рис. 6.89**). При этом изменяются динамические характеристики переключения и увеличиваются общие потери в схеме (**Рис. 6.90**). При малых токах нагрузки фронт нарастания напряжения может значительно увеличиться. Скорость нарастания можно изменить включением противофазного тиристора (**Рис. 6.91**).

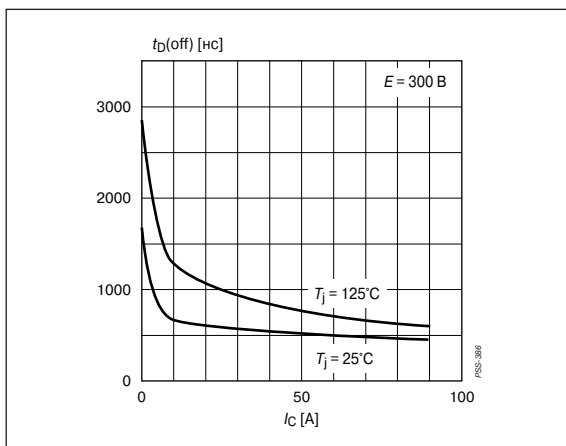


Рис. 6.87

Зависимость времени задержки по выключению от тока нагрузки для МСТ

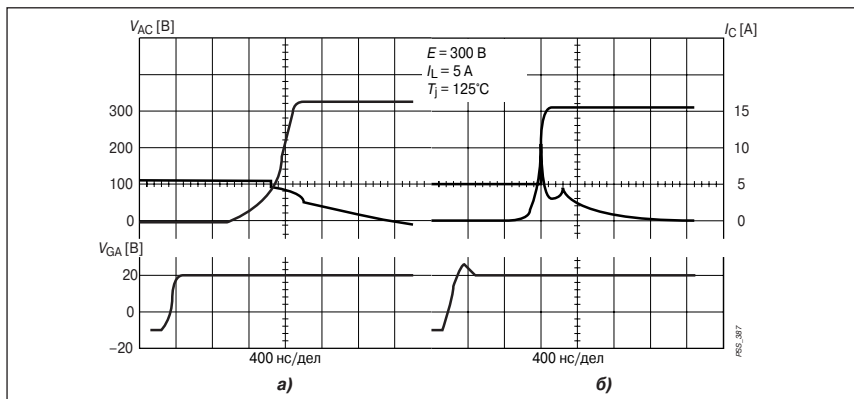


Рис. 6.88

Эффект сквозных токов в мостовой схеме на МСТ: выключение нижнего ключа до включения верхнего (а) и выключение нижнего ключа при перекрытии с включением верхнего (б)

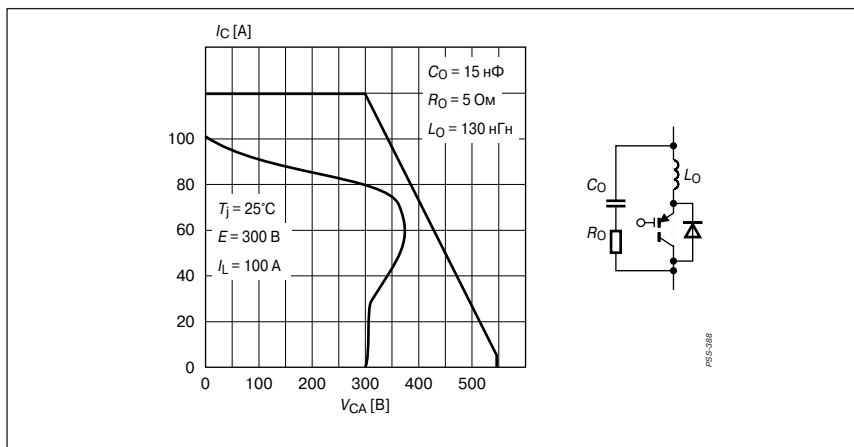


Рис. 6.89

Обратная ОБР МСТ и траектория его выключения с применением защитной RC-цепи

Таким образом, применение МСТ-тириستоров характеризуется прежде всего необходимостью ограничения скорости нарастания анодного тока при включении и обеспечением безопасной траектории выключения в рамках заданной ОБР.

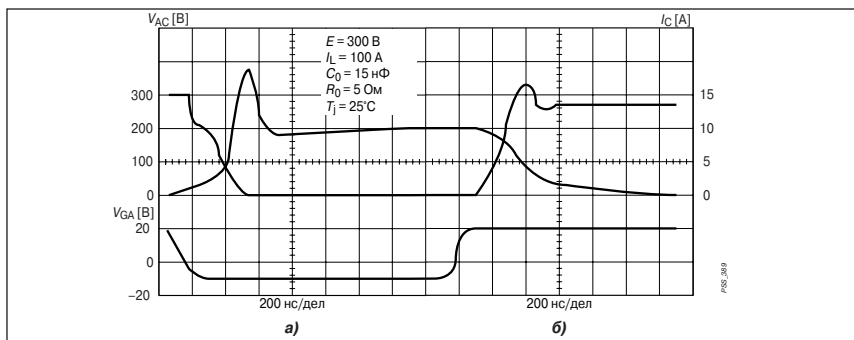


Рис. 6.90

Переходный процесс включения (а) и выключения (б) МСТ на индуктивную нагрузку с использованием дополнительной защитной RC -цепи

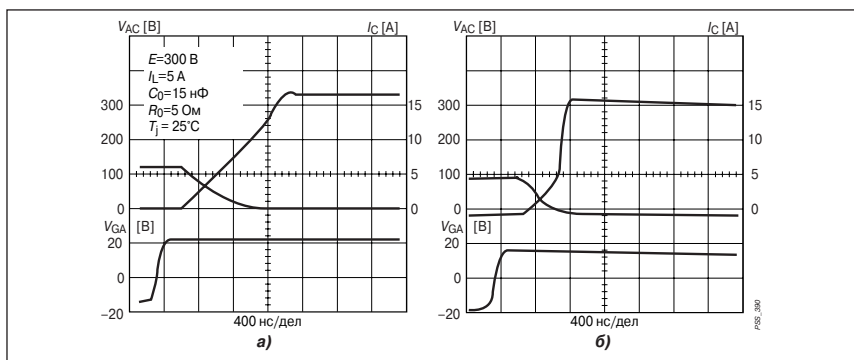


Рис. 6.91

Скорость нарастания напряжения на запираемом МСТ с защитной RC -цепью при малом токе нагрузки: при включении противофазного ключа с большой (а) и малой (б) задержкой

6.6.4. GTO- и GCT-ключи в силовых инверторах с двигательной нагрузкой

Токковая перегрузочная способность GTO намного превосходит аналогичные параметры других приборов. Однако включение на противофазный диод в режиме индуктивной нагрузки может увеличивать di/dt до значений в несколько сотен ампер на микросекунду, при которых начинают резко возрастать энергетические потери и ухудшаться динамические и частотные свойства тиристора (Рис. 6.92). Таким образом, и в данном случае необходимо использовать индуктивное ограничение при включении.

Нежелательным свойством GTO в состоянии проводимости является относительно большой ток удержания ($I_{\text{HOLD}} = 0.1 \dots 0.8 \text{ A}$). Поэтому применение GTO в режимах двигательной нагрузки с широким изменением анодного тока должно сопровождаться постоянным положительным управляющим током, несколько превышающим статический отпирающий ток. В противном случае это может приводить к неравномерности повторного включения ячеек структуры, их перегрузке и невозможности дальнейшего прерывания тока.

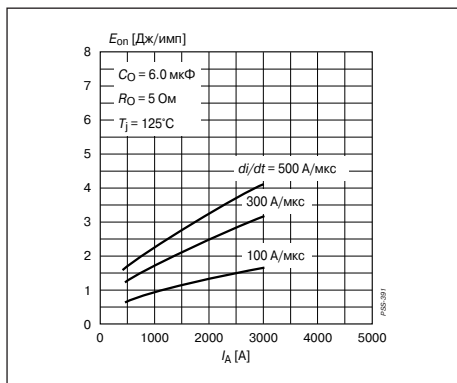


Рис. 6.92

Зависимость энергии потерь при включении GTO от тока нагрузки при различных скоростях изменения тока

Важнейшая задача при использовании GTO — защита тиристора от перенапряжения. В инверторах с большим значением анодного тока энергия, запасаемая в паразитных и ограничивающих анодных индуктивностях, резко увеличивается:

$$W_{\text{LS}} = L_S I_A^2 / 2.$$

Сброс данной энергии при выключении GTO и ограниченное значение коэффициента запирания может явиться причиной значительных перенапряжений и даже разрушения

структуры ключа. Во избежание этого параллельно тиристору включают защитные цепи, которые выполняют следующие задачи:

1. Ограничение скорости нарастания напряжения и всплесков перенапряжений.
2. Ускорение процесса спада анодного тока.
3. Разнесение во времени процессов спада тока и нарастания напряжения на GTO (Рис. 6.93).

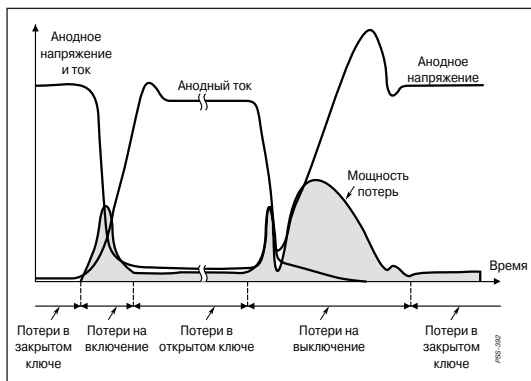


Рис. 6.93

Переходный процесс в GTO с защитной RCD-цепью

Применение обычных RCD -цепей в преобразователе с широким изменением тока нагрузки приводит к нестабильности времени заряда демпфирующего конденсатора и ухудшает характеристики схемы. Одним из способов решения указанной проблемы является применение специальных снабберов, например, с инерционными диодами (**Рис. 6.94**).

Однако использование защитных RC -цепей ухудшает массогабаритные и динамические показатели преобразователя, а также снижает КПД схемы. Значительной экономии общих потерь удастся добиться при использовании GCT-тириستоров с полной коммутацией анодного тока в электроде управления при выключении. При этом оказывается возможным применение более простых и экономичных схем ограничения перенапряжений (**Рис. 6.95**).

В качестве примера применения мощных GTO в системах управления асинхронными двигателями на **Рис. 6.96** представлена схема многоступенчатого инвертора и алгоритм переключения его силовых вентилялей. Данный преобразователь находит широкое применение в электротранспорте, поскольку позволяет значительно минимизировать пульсации момента и уровень шумовых помех по сравнению с другими схемными решениями. Осциллограмма выходного напряжения данного преобразователя показана на **Рис. 6.97**.

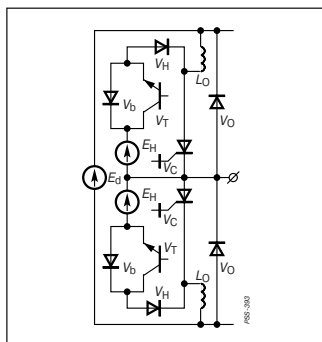


Рис. 6.94

Защитная схема с инерционным диодом для тириستоров GTO

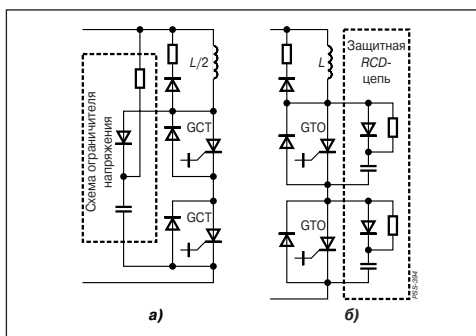


Рис. 6.95

Защитные цепи в схеме инвертора на GCT (а) и GTO (б) ключах

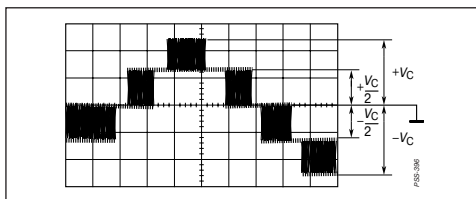


Рис. 6.97

Осциллограмма выходного напряжения многоступенчатого инвертора

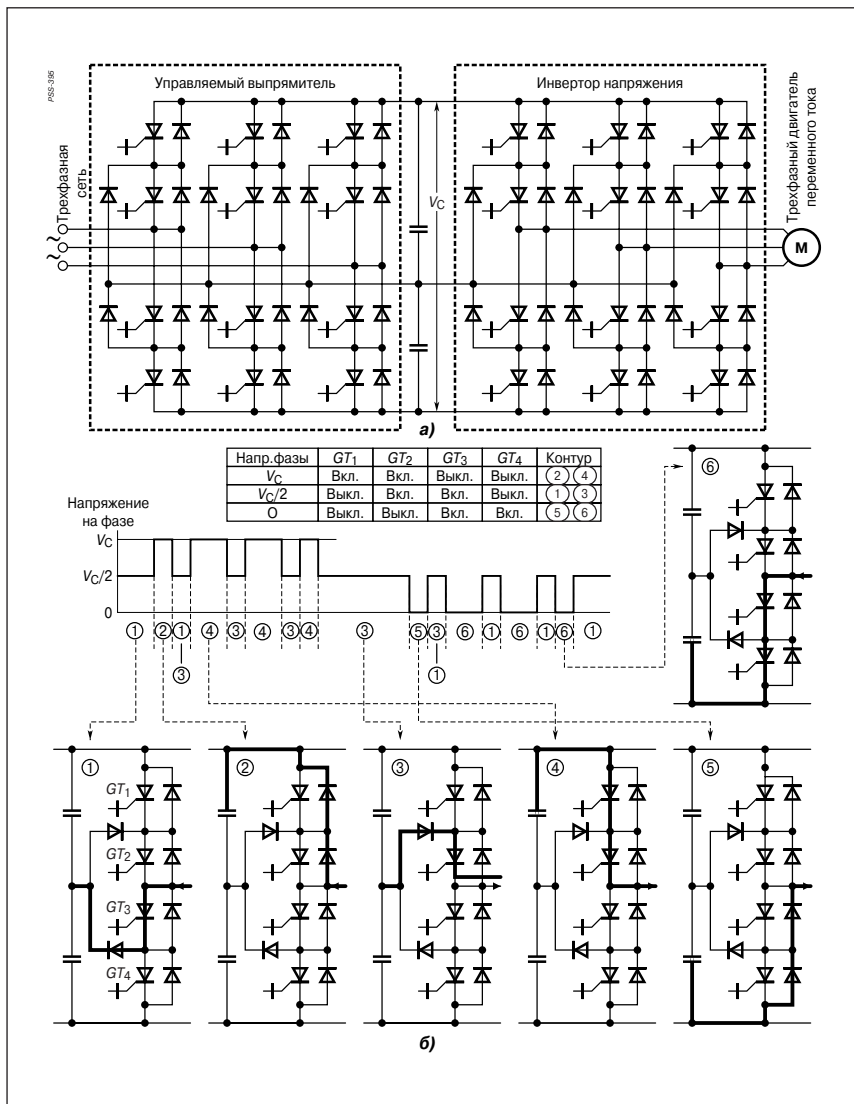


Рис. 6.96

Схема многоступенчатого преобразователя для управления асинхронным двигателем на GTO-тиристорах (а) и алгоритм переключения вентилей (б)

ПРИЛОЖЕНИЯ

**Биполярные транзисторы
с интегрированной схемой
ограничения насыщения**

**Мощные низковольтные
МДП-транзисторы**

**Мощные высоковольтные
МДП-транзисторы**

**Высокочастотные биполярные
транзисторы с изолированным затвором**

**Мощные полупроводниковые
ключи технологии Trench Gate**

**IGBT-модули
с улучшенной конструкцией корпуса**

**Сверхмощные полупроводниковые
ключи новых технологий**

**Интегральные оптроны
для драйверов дискретных ключей**

Интегральные драйверы транзисторов

**Интегральные драйверы
силовых модулей**

В данном разделе представлены характеристики силовых полупроводниковых ключей самых современных технологий, о которых упоминалось в книге, а также характеристики драйверов дискретных приборов и модулей. Материалы раздела представлены в виде сводных таблиц справочных данных, которые помогут читателю при практическом применении различных силовых ключей. Ниже приводится перечень всех приложений:

1. Силовые биполярные транзисторы с интегрированной схемой ограничения насыщения фирмы ON Semiconductor (Motorola) (H2BIP-технология).
2. Мощные низковольтные МДП-транзисторы серии OptiMOS (SFET2-технология) фирмы Infineon Technologies и серии HEXFET (StripFET-технология) фирмы IR.
3. Мощные высоковольтные МДП-транзисторы (фирмы IR, ST Microelectronics, Siemens, Toshiba, Fuji, ON Semiconductor) и их ближайшие эквиваленты технологии CoolMOS (фирма Infineon).
4. Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) (фирм Fairchild, ST Microelectronics, Intersil, IR, Motorola, IXYS) и их ближайшие эквиваленты на основе высокочастотных S-IGBT-транзисторов (фирма Infineon).
5. Мощные полупроводниковые ключи технологии Trench Gate (МДП-модули фирмы Semikron и IGBT-модули фирмы Mitsubishi Electric).
6. IGBT-модули с улучшенной конструкцией корпуса (U-Series IGBT фирмы Mitsubishi Electric).
7. Сверхмощные полупроводниковые ключи новых технологий (высоковольтные однооперационные оптотиристоры, мощные запираемые тиристоры и тиристоры с коммутацией по управляющему электроду (GCT), высоковольтные IGBT и IGBT с усиленной инжекцией — IEGT).
8. Интегральные оптроны фирмы Toshiba для драйверов дискретных биполярных и полевых транзисторов.
9. Интегральные драйверы МДП- и IGBT-ключей фирмы ON Semiconductor (Motorola).
10. Интегральные драйверы силовых транзисторных модулей (гибридная технология (Hybrid), технология поверхностного монтажа (Surface Mounted Technology) и высоковольтная МДП-технология (High Voltage MOSFET)).

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Силовые биполярные *п-р-п*-транзисторы с интегрированной схемой ограничения насыщения фирмы ON Semiconductor (Motorola) (H2BIP-технология)

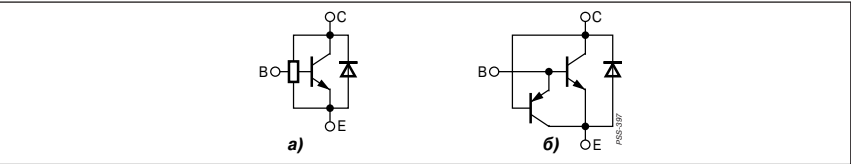


Рис. 1

Биполярный *п-р-п*-транзистор с интегрированной схемой ограничения насыщения: условное обозначение (а) и эквивалентная схема (б)

Таблица 1. Характеристики биполярных транзисторов технологии H2BIP

Тип транзистора	Класс по напряжению	Класс по току		Рабочий ток	Коэффициент передачи тока (1)	Напряжение насыщения (1)	Напряжение динамического насыщения (1)		Временные параметры ¹⁾				Тепловое сопротивление переход—корпус		Максимальная рассеиваемая мощность
		Пост.	Имп.												
	V_{CES} [В]	I_C [А]	I_{CM} [А]	I_C [А]	h_{FE}	$V_{CE(sat)}$ [В]	$t = 1$ мкс	$t = 3$ мкс	Время вкл.	Время выкл.	Время рас-сасывания	Время спада тока			
									t_{ON} [мкс]	t_{OFF} [мкс]					
									R_{ThJC} [°C/Вт]	P_D [Вт]					
Корпус TO 220 AB															
BUL44D2	700	2	5	0.8	20	0.25	3.3	0.5	0.45	0.85	0.55	0.11	2.5	50	
BUL45D2	700	5	10	2	10	0.32	3.9	0.4	0.09	1.15	2.0	0.08	1.65	75	
MJE18002 D2	1000	2	5	1	10	0.4	11.7	1.3	0.1	1.0	1.05	0.1	2.5	50	
MJE1800 4D2	1000	5	10	2	6	0.45	11	1.4	0.1	1.15	2.2	0.09 5	1.65	75	
MJE1860 4D2	1600	3	8	0.5	15	2.1	9.7	6.4	0.55	4.8	3	0.16 5	1.25	100	
Корпус DPAK															
BUD44D2	700	2	5	0.8	20	0.25	3.3	0.5	0.45	0.85	0.55	0.11	5	25	

¹⁾ Параметры указаны для рабочего тока I_C при температуре 25°C.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Мощные низковольтные МДП-транзисторы серии OptiMOS (SFET2-технология) фирмы Infineon Technologies и серии HEXFET (StripFET-технология) фирмы IR

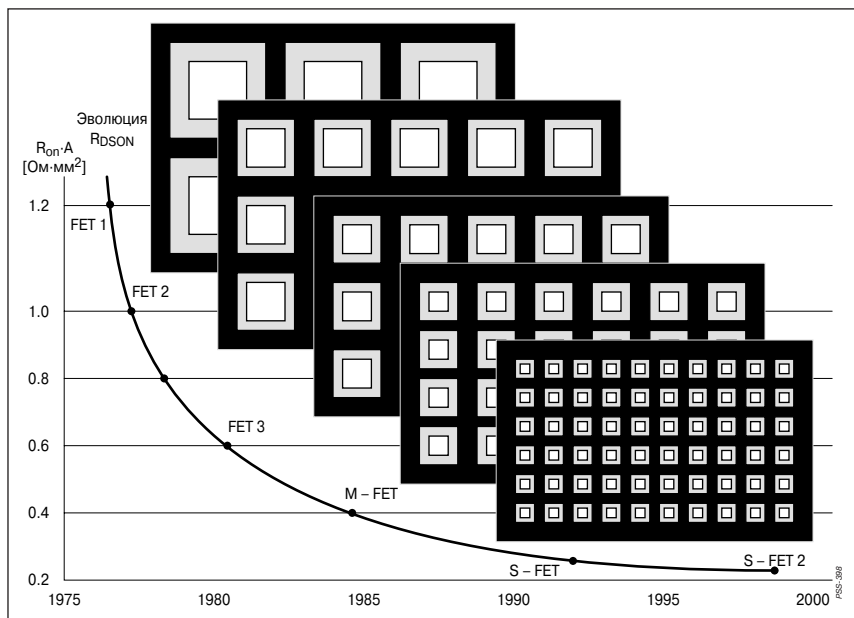


Рис. 2

Эволюция технологии транзисторов OptiMOS

Таблица 2. Характеристики МДП-транзисторов серии OptiMOS

Тип транзистора	Тип корпуса	Сопротивление канала в открытом состоянии (при $V_{GS} = 10 \text{ В}$)	Ток стока	Тепловое сопротивление переход—корпус
		$R_{DS(on)}$ [мОм]	I_D [А]	R_{ThJC} [°C/Вт]
1. Класс напряжения 30 В (V_{DSS})				
SPB80N03S2L-03 SPP80N03S2L-03	D2PAK/TO220	3.1	80	0.45
SPB80N03S2-03 SPP80N03S2-03	D2PAK/TO220	3.4	80	0.45
SPP80N03S2L-05 SPB80N03S2L-05	D2PAK	5.5	80	0.97

Таблица 2 (окончание)

Тип транзистора	Тип корпуса	Сопротивление канала в открытом состоянии (при $V_{GS} = 10$ В)	Ток стока	Тепловое сопротивление переход–корпус
		$R_{DS(on)}$ [мОм]	I_D [А]	R_{THJC} [°C/Вт]
SPD30N03S2L-09	D2PAK	7.5	30	1.2
SPP73N03S2L-10 SPB73N03S2L-10	D2PAK	10	73	1.6
SPD30N03S2L-12	D2PAK	12	30	1.8
SPP42N03S2L-15 SPB42N03S2L-15	D2PAK	15	42	2.3
2. Класс напряжения 40 В (V_{DSS})				
SPP80N04S2L-04 SPB80N04S2L-04	D2PAK/TO220	3.6	80	0.45
SPP80N04S2-04 SPB80N04S2-04	D2PAK/TO220	3.9	80	0.45
3. Класс напряжения 55 В (V_{DSS})				
SPP80N06S2L-05 SPB80N06S2L-05	D2PAK/TO220	4.8	80	0.45
SPP80N06S2-05 SPB80N06S2-05	D2PAK/TO220	5.1	80	0.45
SPP80N06S2L-07 SPB80N06S2L-07	D2PAK/TO220	7	80	0.6
SPP80N06S2-08 SPB80N06S2-08	D2PAK/TO220	8	80	0.6
SPD30N06S2L-13	DPAK	13	30	1.2
SPD30N06S2-15	DPAK	14.7	30	1.2
SPD30N06S2L-23	DPAK	23	30	1.8
4. Класс напряжения 75 В (V_{DSS})				
SPP80N08S2L-07 SPB80N08S2L-07	D2PAK/TO220	7.1	80	0.45
SPP80N08S2-07 SPB80N08S2-07	D2PAK/TO220	7.4	80	0.45
SPD80N06S2L-23	DPAK	23	80	1.2
SPD80N06S2-24	DPAK	24	80	1.2

Таблица 3. HEXFET-транзисторы (StripFET)

Тип транзистора	Тип корпуса	Сопротивление канала в открытом состоянии (при $V_{GS} = 10\text{ В}$)	Ток стока
		$R_{DS(on)}$ [мОм]	I_D [А]
1. Класс напряжения 40 В (V_{DSS})			
IRF1404	TO220	4	162
IRL1404	TO220	4	162
IRFC1404	Die	2.9	162
IRF1404S	D2PAK	4	162
IRF1404L	TO262	4	162
IRFBA1404P	Super220™	3.7	212
2. Класс напряжения 55 В (V_{DSS})			
IRF1405	TO220	5.3	133
IRFR2405	DPAK	16	56
IRF1405S	D2PAK	5.2	133
IRF1405L	TO262	5.3	133
3. Класс напряжения 75 В (V_{DSS})			
IRFC2907	Die	3.3	174
IRFR2407	DPAK	26	42
IRFP2907	TO247	4.5	174

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Мощные высоковольтные МДП-транзисторы (фирмы IR, ST, Siemens, Toshiba, Fuji, ON) и их ближайшие эквиваленты технологии CoolMOS (фирма Infineon)

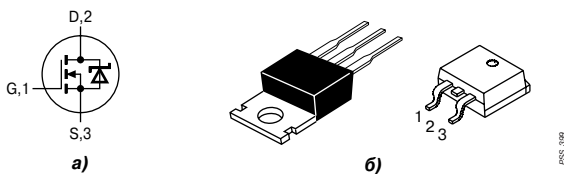


Рис. 3

МДП-транзисторы технологии CoolMOS: условное обозначение (а) и корпуса приборов (б)

**Таблица 4. Характеристики МДП-транзисторов разных фирм
и их эквиваленты технологии CoolMOS**

Фирма	Прибор	V_{DS} [В]	$R_{DS(on)}$ @ $V_{GS} = 10$ В [Ом]	Корпус	I_D @ 25°C [А]	Эквивалент фирмы Infineon
IR	IRF820	500	3	P-TO220AB	2.5	SPP02N60S5
IR	IRF820A	500	3	P-TO220AB	2.5	SPP02N60S5
IR	IRF820AS	500	3	D ² PAK	2.5	SPB02N60S5
IR	IRF820S	500	3	D ² PAK	2.5	SPB02N60S5
IR	IRF830A	500	1.4	P-TO220AB	5	SPP03N60S5
IR	IRF830AS	500	1.4	D ² PAK	5	SPB03N60S5
IR	IRF830S	500	1.5	D ² PAK	4.5	SPB03N60S5
IR	IRF840	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP07N60C2
IR	IRF840A	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP04N60C2
IR	IRF840AS	500	0.85	P-TO220AB	8	SPP04N60C2
IR	IRF840LCS	500	0.85	D ² PAK	8	SPB04N60C2
IR	IRF840S	500	0.85	D ² PAK	8	SPB04N60C2
IR	IRFB11N50A	500	0.52	P-TO220AB	11	SPP07N60C2
IR	IRFP22N50A	500	0.23	TO-3P	22	SPW20N60C2
IR	IRFP440	500	0.85	TO-3P	8.8	SPP04N60C2
IR	IRFP448	500	0.6	TO-3P	11	SPP07N60C2
IR	IRFP450	500	0.4	TO-3P	14	SPW11N60C2
IR	IRFP450A	500	0.4	P-TO247AC	14	SPW11N60C2
IR	IRFP450LC	500	0.4	TO-3P	16	SPW11N60C2
IR	IRFP460	500	0.27	TO-3P	20	SPW20N60C2
IR	IRFP460A	500	0.27	P-TO247AC	20	SPW20N60C2
IR	IRFP460LC	500	0.27	TO-3P	20	SPW20N60C2
IR	IRFB420	500	3	D-PAK	2.4	SPD02N60S5
IR	IRFS11N50A	500	0.52	D ² PAK	11	SPB07N60C2
IR	IRFU420	500	3	I-PAK	2.4	SPU02N60S5
IR	IRFB9N60A	600	0.75	P-TO220AB	9.2	SPP07N60C2
IR	IRFBC 20	600	4.4	P-TO220	2.2	SPP02N60S5
IR	IRFBC20 S/L	600	4.4	D ² PAK	2.2	SPD01N60S5
IR	IRFBC 30	600	2.2	P-TO220	3.6	SPP02N60S5
IR	IRFBC30A	600	2.2	P-TO220AB	3.6	SPP02N60S5
IR	1RFBC30AS	600	2.2	D ² PAK	3.6	SPB02N60S5
IR	IRFBC30S	600	2.2	D ² PAK	3.6	SPB02N60S5
IR	IRFBC40A	600	1.2	P-TO220AB	6.1	SPP03N60S5
IR	IRFBC40AS	600	1.2	D ² PAK	6.2	SPB03N60S5
IR	IRFBL10N60A	600	0.61	Super D ² PAK	11	SPB07N60C2
IR	IRFC 20	600	4.4	D-PAK	2	SPD01N60S5
IR	IRFPC 30	600	2.2	P-TO247	4.3	SPP02N60S5
IR	IRFPC 40	600	1.2	P-TO247	6.8	SPP03N60S5

Таблица 4 (продолжение)

Фирма	Прибор	V_{DS} [В]	$R_{DS(on)} @$ $V_{GS} = 10 \text{ В}$ [Ом]	Корпус	$I_D @ 25^\circ\text{C}$ [А]	Эквивалент фирмы Infineon
IR	IRFPC 48	600	0.82	P-TO247	8.9	SPP04N60C2
IR	IRFPC 50	600	0.6	P-TO247	11	SPP07N60C2
IR	IRFPC 50 LC	600	0.6	P-TO247	11	SPP07N60C2
IR	IRFPC 60	600	0.4	P-TO247	16	SPW11N60C2
IR	IRFPC50A	600	0.58	TO-3P	11	SPP07N60C2
IR	IRFPS59NSCC	600	0.045	Super 247	59	SPW47N60C2
IR	IRFR1N6CA	600	7	D-PAK	1.4	SPD01N60S5
IR	IRFRC 20	600	4.4	D-PAK	2	SPD01N60S5
IR	IRFS9N60A	600	0.75	D ² PAK	9.2	SPB07N60C2
IR	IRFUC 20	600	4.4	I-PAK	2	SPU01N60S5
IR	IRFBE30	800	3	P-TO220AB	4.1	SPP06N80C2
IR	IRFPE50	800	1.2	TO-3P	7.8	SPP06N80C2
ST	STB10NB50	500	0.75	D ² PAK	10	SPB04N60C2
ST	STB6NB50	500	1.5	D ² PAK	6	SPB03N60S5
ST	STB9NB50	500	0.85	D ² PAK	8.6	SPB04N60C2
ST	STD1NB50-1	500	9	D-PAK	1.5	SPD01N60S5
ST	STD2MA50	500	4	D-PAK	2.2	SPD01N60S5
ST	STD3NB50	500	2.8	D-PAK	3	SPD02N60S5
ST	STP10NB50	500	0.6	P-TO220	10	SPP07N60C2
ST	STP4NB50	500	2.8	P-TO220	3.8	SPP02N60S5
ST	STP6NE50	500	1.5	P-TO220	5.8	SPP03N60S5
ST	STP9NB50	500	0.85	P-TO220	8.6	SPP04N60C2
ST	STU13NB50	500	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STU13NB50I	500	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STU16NB50	500	0.33	P-TO220 MAX	15.6	SPP11N60C2
ST	STU16NB50I	500	0.33	P-TO220 MAX	16	SPP11N60C2
ST	STW14NB50	500	0.45	P-TO247	14	SPW11N60C2
ST	STW15NB50	500	0.36	P-TO247	14.6	SPW11N60C2
ST	STW20NB50	500	0.27	P-TO247	20	SPW20N60C2
ST	STY34NB50	500	0.13	P-TO247 MAX	34	SPW20N60C2
ST	STP9NB60	600	0.75	P-TO220	9	SPP04N60C2
ST	STB3NB60	600	3.6	D ² PAK	3	SPB03N60S5
ST	STB5NECC	600	2	D ² PAK	5	SPB03N60S5
ST	STB7NB6C	600	1.2	D ² PAK	72	SPB03N60S5
ST	STB9NB6C-1	600	0.75	D ² PAK	9	SPB04N60C2
ST	STD1NA6C-1	600	8	D-PAK	1.6	SPD01N60S5
ST	STD2NB60	600	3.6	D-PAK	2	SPD02N60S5
ST	STE40NA60	600	0.12	ISOTOP	40	SPW20N60C2
ST	STH13NB60FI	600	0.55	ISOWATT P-TO218	7	SPP07N60S5

Таблица 4 (окончание)

Фирма	Прибор	V_{DS} [В]	$R_{DS(on)} @ V_{GS} = 10 \text{ В}$ [Ом]	Корпус	$I_D @ 25^\circ\text{C}$ [А]	Эквивалент фирмы Infineon
ST	STP3NB60	600	3.6	P-TO220	3.3	SPP02N60S5
ST	STP5NB60	600	2	P-TO220	5.3	SPP03N60S5
ST	STP7NB60	600	1.2	P-TO220	7.2	SPP03N60S5
ST	STU11NB60	600	0.65	P-TO220 MAX	10.7	SPP07N60C2
ST	STU11NB60I	600	0.65	P-TO220 MAX	11.5	SPP07N60C2
ST	STU13NB60	600	0.45	P-TO220 MAX	12.6	SPP11N60C2
ST	STU13NB60I	600	0.45	P-TO220 MAX	13	SPP11N60C2
ST	STW10NB60	600	0.8	P-TO247 MAX	10	SPP04N60S5
ST	STW12NB60	600	0.65	P-TO247 MAX	12	SPP07N60S5
ST	STW13NB60	600	0.55	P-TO247 MAX	12.5	SPP07N60S5
ST	STW16NA60I	600	0.4	P-TO247 MAX	16	SPW11N60C2
ST	STY25NA60	600	0.24	P-TO247 MAX	25	SPW20N60C2
ST	STP7NB80	800	1.6	P-TO220	6.5	SPP06N80C2
ST	STU10NB80	800	0.8	TO MAX 220	9.7	SPP06N80C2
ST	STU10NB80I	800	0.8	TO MAX 220	10	SPP06N80C2
ST	STU9NB80	800	1.6	TO MAX 220	8.5	SPP06N80C2
ST	STW10NB80	800	0.8	P-TO247	10	SPP06N80C2
ST	STW11NB80	800	0.8	P-TO247	10.6	SPP06N80C2
ST	STW7NB80	800	1.9	P-TO247	6.5	SPP06N80C2
ST	STW8NB80	800	1.6	P-TO247	7.2	SPP06N80C2
ST	STW9NB80	800	1.1	P-TO247	9.1	SPP06N80C2
Siemens	BUZ330	500	0.6	P-TO218	9.5	SPP07N60C2
Siemens	BUZ331	500	0.8	P-TO218	8	SPP04 + G314N60C2
Siemens	BUZ338	500	0.4	P-TO218	13.5	SPP11N60C2
Siemens	BUZ40B	500	0.8	P-TO220	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ41A	500	1.5	P-TO220	4.5	SPP03N60S5
Siemens	BUZ42	500	2	P-TO220	4	SPP03N60S5
Siemens	BUZ74	500	3	P-TO220	2.4	SPP02N60S5
Siemens	BUZ74A	500	4	P-TO220	2.1	SPP02N60S5
Siemens	BUZ91A	600	0.9	P-TO220	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ332A	600	0.9	P-TO218	8	SPP04N60C2
Siemens	BUZ334	600	0.5	P-TO218	12	SPP07N60C2
Siemens	BUZ77A	600	4	P-TO220	2.1	SPP02N60S5
Siemens	BUZ77B	600	3.5	P-TO220	2.9	SPP02N60S5
Siemens	BUZ90	600	1.6	P-TO220	4.5	SPP03N60S5
Siemens	BUZ90A	600	2	P-TO220	4	SPP03N60S5
Siemens	BUZ92	600	3	P-TO220	3.2	SPP02N60S5
Siemens	BUZ93	600	2.5	P-TO220	3.6	SPP02N60S5
Siemens	SPD02N60	600	5.5	D-PAK	2	SPD01N60S5
Siemens	SPU02N60	600	5.5	I-PAK	2	SPU01N60S5
Siemens	BUZ305	800	1	P-TO218	7.5	SPP06N80C2

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) и их ближайшие эквиваленты на основе высокочастотных S-IGBT-транзисторов (фирмы Infineon)

Представлены компоненты фирм Fairchild (ранее выпускались фирмой Samsung), ST Microelectronics, Intersil (ранее Harris), International Rectifier, ON Semiconductor (ранее выпускались фирмой Motorola), IXYS

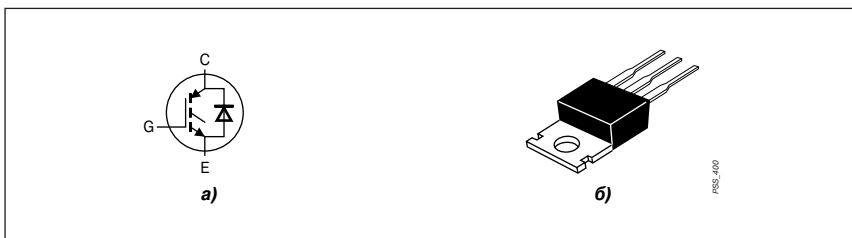


Рис. 4

IGBT-транзистор: условное обозначение (а) и типовой корпус дискретного прибора (б)

Таблица 5. Характеристики IGBT разных фирм и их эквиваленты серии S-IGBT

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Fairchild	SGR2N60UFD	600	2.0	D-PAK	1.2 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKB02N60
Fairchild	SGP10N60RUF	600	2.2	P-TO220	10 @ 100		SGP10N60
Fairchild	SGP10N60RUFD	600	2.2	P-TO220	10 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP10N60
Fairchild	SGH10N60RUFD	600	2.2	TO-3P	10 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP10N60
Fairchild	SGW10N60RUFD	600	2.2	P-TO220SMD	10 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKB10N60
Fairchild	SGL10N60RUFD	600	2.0	TO-264	10 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW10N60
Fairchild	SGS10N60RUFD	600	2.0	P-TO220FP	10 @ 100	Встречно-параллельный диод	—
Fairchild	SGP23N60UF	600	2.0	P-TO220	12 @ 100		SGP15N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [B]	$V_{CE(sat)}$ [B] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [A]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Fairchild	SGW23N60UFD	600	2.0	P-TO220	2 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Fairchild	SGH23N60UFD	600	2.0	TO-3P	12 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Fairchild	SGW23N60UF	600	2.0	P-TO220SMD	12 @ 100		SGB15N60
Fairchild	SGH23N60UF	600	2.0	TO-3P	12 @ 100		SGW15N60
Fairchild	SGP23N60UFD	600	2.0	P-TO220	12 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Fairchild	SGS23N60UF	600	2.0	P-TO220FP	12 @ 100		—
Fairchild	SGP15N60RUF	600	2.2	P-TO220	15 @ 100		SGP15N60
Fairchild	SGH23N60UFD	600	2.0	TO-3P	15 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Fairchild	SGH15N60RUF	600	2.2	TO-3P	15 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Fairchild	SGL15N60RUF	600	2.0	TO-264	15 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW15N60
Fairchild	SGP20N60RUF	600	2.2	P-TO220	20 @ 100		SGP20N60
Fairchild	SGH20N60RUF	600	2.2	TO-3P	20 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
Fairchild	SGH40N60UFD	600	2.0	TO-3P	20 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
Fairchild	SHG40N60UF	600	2.0	TO-3P	20 @ 100		SGP20N60
Fairchild	SGP20N60RUF	600	2.2	P-TO220	20 @ 100		SGP20N60
Fairchild	SGP40N60UF	600	2.0	P-TO220	20 @ 100		SGP20N60
Fairchild	SGW20N60RUF	600	2.2	P-TO220SMD	20 @ 100		SGB20N60
Fairchild	SGL20N60RUF	600	2.0	TO-264	20 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
Fairchild	SGH30N60UFD	600	2.0	TO-3P	30 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW30N60
Fairchild	SGH30N60RUF	600	2.2	TO-3P	30 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW30N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Fairchild	SGL30N60RUF	600	2.0	TO-264	30 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW30N60
Fairchild	SGP6N60UF	600	2.0	P-TO220	3 @ 100		SGP04N60
Fairchild	SGP6N60UFD	600	2.0	P-TO220	3 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP04N60
Fairchild	SGW6N60UF	600	2.0	P-TO220SMD	3 @ 100		SGB04N60
Fairchild	SGW6N60UFD	600	2.0	P-TO220SMD	3 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKB04N60
Fairchild	SGU6N600F	600	2.0	I-PAK	3 @ 100		SGU04N6&
Fairchild	SGH80N60U	600	2.0	TO-3P	40 @ 100		—
Fairchild	SGH80N60RUF	600	2.2	TO-3P	40 @ 100	Встречно-параллельный диод	—
Fairchild	SGH80N60UFD	600	2.0	TO-3P	40 @ 100		—
Fairchild	SGL50N60RUF	600	2.0	TO-264	50 @ 100	Встречно-параллельный диод	—
Fairchild	SGP5N60RUF	600	2.2	P-TO220	5 @ 100		SGP06N60
Fairchild	SGP5N60RUF	600	2.2	P-TO220	5 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP06N60
Fairchild	SGW5N60RUF	600	2.2	P-TO220SMD	5 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKB06N60
Fairchild	SGU5N60RUF	600	2.2	I-PAK	5 @ 100		SGU06N60
Fairchild	SGW5N60RUF	600	2.2	P-TO220SMD	5 @ 100		SGB06N60
Fairchild	SGL5N60RUF	600	2.0	TO-264	5 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP06N60
Fairchild	SGR5N60RUF	600	2.0	D-PAK	5 @ 100		SGD06N60
Fairchild	SGP13N60UF	600	2.0	P-TO220	7 @ 100		SGP06N60
Fairchild	SGP13N60UFD	600	2.0	P-TO220	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP10N60
Fairchild	SGW13N60UFD	600	2.0	P-TO220SMD	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SGB10N60
Fairchild	SGW13N60UF	600	2.0	P-TO220SMD	7 @ 100		SKB10N60
Fairchild	SGH13N60UFD	600	2.0	TO-3P	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP10N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
ST	STGP10NB60S	600	1.35	P-TO220	10 @ 100		SGP10N60
ST	STGP20NB60H	600	2.3	P-TO220	20 @ 100		SGP20N60
ST	STQW20NB60H	600	2.3	P-TO247	20 @ 100		SGW20N60
ST	STGW20NB60HD	600	2.3	P-TO247	20 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
ST	STGD7NB60H	600	2.3	D-PAK	7 @ 100		SGD06N60
ST	STQP7NB60H	600	2.3	P-TO220	7 @ 100		SGP06N60
ST	STQP7NB60HD	600	2.3	P-TO220	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKP06N60
ST	STGB7NB60HD	600	2.3	D-PAK	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKB06N60
ST	STQP7NB60HDFP	600	2.3	P-TO220PP	7 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKA06N60
Intersil	HGTP3N60B3S	600	1.8	P-TO220	3 @ 110	Quantum Speed	SGP04N60
Intersil	HGT1S3N60B3	600	1.8	P-TO262	3 @ 110	Quantum Speed	—
Intersil	HGTD3N60B3	600	1.8	I-PAK	3 @ 110	Quantum Speed	SGU04N60
Intersil	HGTP3N60B3S	600	1.8	D-PAK	3 @ 110	Quantum Speed	SGD04N60
Intersil	HGT1S3N60B3S	600	1.8	P-TO220SMD	3 @ 110	Quantum Speed	SGB04N60
Intersil	HGTP7N60B3	600	1.8	P-TO220	7 @ 110	Quantum Speed	SGP06N60 SGP10N60
Intersil	HGT1S7N60B3	600	1.8	P-TO26S	7 @ 110	Quantum Speed	—
Intersil	HGTD7N60B3	600	1.8	I-PAK	7 @ 110	Quantum Speed	SGU06N60 SGP10N60
Intersil	HGTD7N60B3S	600	1.8	D-PAK	7 @ 110	Quantum Speed	SGD06N60 SGB10N60
Intersil	HGT1S7N60B3S	600	1.8	P-TO220SMD	7 @ 110	Quantum Speed	SGB06N60 SGB10N60
Intersil	HGTP12N60B3	600	1.6	P-TO220	12 @ 110	Quantum Speed	SGP15N60
Intersil	HGT1S12N60B3	600	1.6	P-TO262	12 @ 110	Quantum Speed	—
Intersil	HGT1S12N60B3S	600	1.6	P-TO220SMD	12 @ 110	Quantum Speed	SGB15N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Intersil	HGTG20N60B3	600	1.8	P-TO247	20 @ 110	Quantum Speed	SGW20N60
Intersil	HGTP20N60B3	600		P-TO220	20 @ 110	Quantum Speed	SGP20N60
Intersil	HGTG30N60B3	600	1.45	P-TOS47	30 @ 110	Quantum Speed	SGW30N60
Intersil	HGTG40N60B3	600	1.4	P-TO247	40 @ 110	Quantum Speed	—
Intersil	HGTP3N60C3D	600	1.65	P-TO220	3 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP04N60
Intersil	HGT1S3N60C3D	600	1.65	P-TO262	3 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S3N60C3DS	600	1.65	P-TO220SMD	3 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB04N60
Intersil	HGTP7N60C3D	600	1.6	P-TO220	7 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP06N60 SKP10N60
Intersil	HGT1S7N60C3D	600	1.6	P-TO262	7 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S7N60C3DS	600	1.6	P-TO220SMD	7 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB06N60 SKB10N60
Intersil	HGTP12N60B3D	600	1.65	P-TO220	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Intersil	HGT1S12N60C3D	600	1.65	P-TO262	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S12N60C3DS	600	1.65	P-TO220SMD	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB15N60
Intersil	HGTG20N60B3DR	600	1.8	P-TO247	20 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
Intersil	HGTG27N60B3DR	600	1.8	P-TO247	27 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW30N60
Intersil	HGTG30N60B3D	600	1.5	P-TO247	30 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW30N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Intersil	HGTD3N60C3S	600	1.65	D-PAK	3 @ 110	Быстродействующий	SGD02N60 SGD04N60
Intersil	HGTG20N60C3	600	1.4	P-TO247	20 @ 110	Быстродействующий	SGW20N60
Intersil	HGTP20N60C3	600	1.4	P-TO220	20 @ 110	Быстродействующий	SGP20N60
Intersil	HGT1S20N60C3	600	1.4	P-TO262	20 @ 110	Быстродействующий	—
Intersil	HGT1S20N60C3S	600	1.4	P-TO220SMD	20 @ 110	Быстродействующий	SGB20N60
Intersil	HGTG20N60C3D	600	1.4	P-TO247	20 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW20N60
Intersil	HGTD7N60C3	600	1.6	I-PAK	7 @ 110	Быстродействующий	SGU06N60
Intersil	HGTD7N60C3S	600	1.6	D-PAK	7 @ 110	Быстродействующий	SGD06N60
Intersil	HGTP7N60C3	600	1.6	P-TO220	7 @ 110	Быстродействующий	SGP06N60
Intersil	HGTP12N60C3	600	1.65	P-TO220	12 @ 110	Быстродействующий	ISGP15N60
Intersil	HGT1S12N60C3	600	1.65	P-TO262	12 @ 110	Быстродействующий	—
Intersil	HGT1S12N60C3S	600	1.65	P-TO220SMD	12 @ 110	Быстродействующий	JSGB15N60
Intersil	JHGTG12N60C3D	600	1.65	P-TO247	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW15N60
Intersil	HGTP12N60C3D	600	1.65	P-TO220	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP15N60
Intersil	HGT1S12N60C3D	600	1.65	P-TO262	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	GT1S12N60C3DS	600	1.65	P-TO220SMD	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	3KB15N60
Intersil	H3TG30N60C3	600	1.5	P-TO247	30 @ 110	Быстродействующий	E3W30N60
Intersil	HGTG30N60C3D	600	1.5	P-TO247	30 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW30N60
Intersil	HGTD1N120BNS	1200	2.5 @ 1 А	P-TO252AA	2.7 @ 110	NPT	SGD02N120
Intersil	HGTD1N120BN	1200	2.5 @ 1 А	P-TO220AB	2.7 @ 110	NPT	SGP02N12

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Intersil	HGTP1N120BND	1200	2.5 @ 1 А	P-TO220AB	2.7 @ 110	Встречно-параллельный диод	3KP02N120
Intersil	HGT1S1N120BNDS	1200	2.5 @ 1 А	P-TO263AB	2.7 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB02N120
Intersil	HGTP1N120CND	1200	2.05 @ 1 А	P-TO220AB	3.2 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP02N120
Intersil	HGT1S1N120CNDS	1200	2.05 @ 1 А	P-TO263AB	3.2 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB02N120
Intersil	HGTD1N120CNS	1200	2.05 @ 1 А	P-TO252AA	3.2 @ 110	NPT	SGD02N120
Intersil	HGTP1N120CN	1200	2.05 @ 1 А	P-TO220AB	3.2 @ 110	NPT	SGP02N120
Intersil	HGTP2N120BN	1200	2.45 @ 2.3 А	P-TO220AB	5.6 @ 110	NPT	SGP07N120
Intersil	HGTD2N120BNS	1200	2.45 @ 2.3 А	P-TO252AA	5.6 @ 110	NPT	—
Intersil	HGT1S2N120BNS	1200	2.45 @ 2.3 А	P-TO263AB	5.6 @ 110	NPT	SGB07N120
Intersil	HGTP2N120BND	1200	2.45 @ 2.3 А	P-TO220AB	5.6 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKP07N120
Intersil	HGT1S2N120BNDS	1200	2.45 @ 2.3 А	P-TO263AB	5.6 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKB07N120
Intersil	HGTD2N120CNS	1200	2.05 @ 2.6 А	P-TO220AB	7 @ 110	NPT	SGP07N120
Intersil	HGTP2N120CN	1200	2.05 @ 2.6 А	P-TO252AA	7 @ 110	NPT	—
Intersil	HGT1S2N120CNS	1200	2.05 @ 2.6 А	P-TO263AB	7 @ 110	NPT	SGB07N120
Intersil	HGTP2N120CND	1200	2.05 @ 2.6 А	P-TO220AB	7 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S2N120CNDS	1200	2.05 @ 2.6 А	P-TO263AB	7 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGTP5N120BN	1200	2.45 @ 5 А	P-TO220AB	10 @ 110	NPT	SGP07N120 SGP15N120
Intersil	HGT1S5N120BNS	1200	2.45 @ 5 А	P-TO263AB	10 @ 110	NPT	SGB07N120 SGBT5N120
Intersil	HGTG5N120BND	1200	2.45 @ 5 А	P-TO247	10 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW07N120 SKW15N120

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Intersil	HGTP5N120BND	1200	2.45 @ 5 A	P-TO220AB	10 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S5N120BND	1200	2.45 @ 5 A	P-TO263AB	10 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGTP5N120CN	1200	2.1 @ 5.5 A	P-TO220AB	12 @ 110	NPT	SGP15N120
Intersil	HGT1S5N120CNS	1200	2.1 @ 5.5 A	P-TO263AB	12 @ 110	NPT	SGB15N120
Intersil	HGTG5N120CND	1200	2.1 @ 5.5 A	P-TO247	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW15N120
Intersil	HGTP5N120CND	1200	2.1 @ 5.5 A	P-TO220AB	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGT1S5N120CND	1200	2.1 @ 5.5 A	P-TO263AB	12 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGTG10N120BND	1200	2.45 @ 10 A	P-TO247	17 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW15N120
Intersil	HGTG10N120BN	1200	2.45 @ 10 A	P-TO247	17 @ 110	NPT	SGW15N120
Intersil	HGTP10N120BN	1200	2.45 @ 10 A	P-TO220AB	17 @ 110	NPT	SGP15N120
Intersil	HGT1S10N120BNS	1200	2.45 @ 10 A	P-TO263AB	17 @ 110	NPT	SGB15N120
Intersil	HGTG11N120CND	1200	2.1 @ 11 A	P-TO247	22 @ 110	Встречно-параллельный диод	SKW25N120
Intersil	HGTG11N120CN	1200	2.1 @ 11 A	P-TO247	22 @ 110	NPT	SGW25N120
Intersil	HGTP11N120CN	1200	2.1 @ 11 A	P-TO223AB	22 @ 110	NPT	—
Intersil	HGT1S11N120CNS	1200	2.1 @ 11 A	P-TO263AB	22 @ 110	NPT	—
Intersil	HGTG18N120BN	1200	2.45 @ 18 A	P-TO247	26 @ 110	NPT	SGW25N120
Intersil	HGTG18N120BND	1200	2.45 @ 18 A	P-TO247	26 @ 110	Встречно-параллельный диод	SGW25N120
Intersil	HGTG20N120CN	1200	2.1 @ 20 A	P-TO247	30 @ 110	NPT	—
Intersil	HGTG20N120CND	1200	2.1 @ 20 A	P-TO247	30 @ 110	Встречно-параллельный диод	—
Intersil	HGTG27N120BN	1200	2.45 @ 27 A	P-TO247	27 @ 110	NPT	—
Intersil	HGTG30N120CN	1200	2.1 @ 40 A	P-TO247	40 @ 110	NPT	—
IR	IRG4BC20W	600	2.16	P-TO220	6.5 @ 100	Warp	SGP06N60
IR	IRG4BC30W	600	2.70	P-TO220	12 @ 100	Warp	SGP10N60 SGP15N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
IR	IRG4BC40W	600	2.05	P-TO220	20 @ 100	Warp	SGP20N60
IR	IRG4PC50W	600	2.3	P-TO247	27 @ 100	Warp	SGW30N60
IR	IRG4PC30W	600	2.7	P-TO247	12 @ 100	Warp	SGW10N60 SGW15N60
IR	IRG4BC30W-S	600	2.7	P-TO220SMD	12 @ 100	Warp	SGB10N60 SGB15N60
IR	IRG4PC40W	600	2.05	P-TO247	20 @ 100	Warp	SGW20N60
IR	IRG4RC10UD	600	2.15	D-PAK	5 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	—
IR	IRG4RC10U	600	2.15	D-PAK	5 @ 100	Быстродействующ- ий	SGD06N60
IR	IRG4BC10UD	600	2.15	P-TO220	5 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKP06N60
IR	IRG4BC20UD	600	1.85	P-TO220	6.5 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKP06N60
IR	IRG4BC20U	600	1.85	P-TO220	6.5 @ 100	Быстродействующ- ий	SGD06N60
IR	IRG4BC30UD	600	1.95	P-TO220	12 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKP10N60 SKP15N60
IR	IRG4BC30U	600	1.95	P-TO220	12 @ 100	Быстродействующ- ий	SGP10N60 SGP15N60
IR	IRG4PC30UD	600	1.95	P-TO247	12 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKW10N60 SKW15N60
IR	IRG4PC30U	600	1.95	P-TO247	12 @ 100	Быстродействующ- ий	SGW10N60 SGW15N60
IR	IRG4PC40UD	600	1.72	P-TO247	20 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKW20N60
IR	IRG4PC40U	600	1.72	P-TO247	20 @ 100	Быстродействующ- ий	SGW20N60
IR	IRG4PC40U	600	1.72	P-TO220	20 @ 100	Быстродействующ- ий	SGP20N60
IR	IRG4PC50UD	600	1.65	P-TO247	27 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKW30N60
IR	IRG4PC50U	600	1.65	P-TO247	27 @ 100	Быстродействующ- ий	SGW30N60
IR	IRG4ZC70UD	600	1.5	SMD-10	50 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	—
IR	IRG4PSC71UD	600	1.67	Super 247	60 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	—
IR	IRG4PSC71U	600	1.67	Super 247	60 @ 100	Быстродействующ- ий	—
IR	IRG4IBC10UD	600	2.15	P-TO220 Fullpak	5 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKA06N60
IR	IRG4IBC20UD	600	1.85	P-TO220 Fullpak	6.5 @ 100	Встречно-парал- лельный диод	SKA06N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [B]	$V_{CE(sat)}$ [B] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [A]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
IR	IRG4BC30U-S	600	1.95	P-TO220SMD	12 @ 100	Быстродействующий	SGB10N60
IR	IRG4PH40UD	1200	2.65	P-TO247	16 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW15N120
IR	IRG4PH40U	1200	2.65	P-TO247	16 @ 100	Быстродействующий	SGW15N120
IR	IRG4PH5QUD	1200	2.78	P-TO247	24 @ 100	Встречно-параллельный диод	SKW25N120
IR	IRG4PH50U	1200	2.78	P-TO247	24 @ 100	Быстродействующий	SGW25N120
Motorola	MGW12N120	1200	3.5 @ 5 A, 125°C	P-TO247	12 @ 90		SGW15N120 BUP314S
Motorola	MGW12N120D	1200	3.8 @ 5 A, 125°C	P-TO247	12 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW15N120 BUP311D
Motorola	MGW20N120	1200	2.4 @ 10 A, 125°C	P-TO247	20 @ 90		SGW25N120 BUP314
Motorola	MGY20N120D	1200	2.4 @ 10 A, 125°C	TO-264	20 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP314D
Motorola	MGY25N120	1200	2.2 @ 12.5 A, 125°C	TO-264	25 @ 90		SGW25N120 BUP314
Motorola	MGY25N120D	1200	2.2 @ 12.5 A, 125°C	TO-264	25 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP314D
Motorola	MGP11N60E	600	2.0 @ 8 A, 125°C	P-TO220	11 @ 90		SGP10N60
Motorola	MGP11N60ED	600	2.0 @ 8 A, 125°C	P-TO220	11 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKP10N60
Motorola	MGP14N60E	600	2.0 @ 10 A, 125°C	P-TO220	14 @ 90		SGP15N60
Motorola	MGP15N60U	600	1.7 @ 8 A, 125°C	P-TO220	15 @ 90		SGP15N60
Motorola	MGP20N60U	600	1.7 @ 10 A, 125°C	P-TO220	20 @ 90		SGP20N60
Motorola	MGP21N60E	600	2.1 @ 20 A, 125°C	P-TO220	21 @ 90		SGP20N60
Motorola	MGP4N60E	600	2.0 @ 3 A 125°C	P-TO220	4 @ 90		SGP04N60
Motorola	MGP4N60ED	600	2.0 @ 3 A, 125°C	P-TO220	4 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKP04N60
Motorola	MGP7N60E	600	2.0 @ 5 A, 125°C	P-TO220	7 @ 90		SGP06N60

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
Motorola	MGP7N60EO	600	2.0 @ 5 A, 125°C	P-TO220	7 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKP06N60
Motorola	MGW14N60ED	600	2.0 @ 10 A, 125°C	P-TO247	14 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKW15N60
Motorola	MGW21N60ED	600	2.1 @ 20 A, 125°C	P-TO247	21 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKW20N60
Motorola	MGW30N60	600	2.0 @ 125°C	P-TO247	30 @ 90		SGW30N60
Motorola	MGY40N60	600	2.1 @ 125°C	TO-264	40 @ 90		—
IXYS	IXGA10N60	600	2.5	P-TO263	10 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGB10N60 BUP 400
IXYS	IXGA12N60C	600	2.1	P-TO263	12 @ 90		SGB10N60 BUP 400
IXYS	IXGA12N60CD1	600	2.1	P-TO263	12 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKB10N60
IXYS	IXGA20N60B	600	1.7	P-TO263	20 @ 90		SGB20N60 BUP 402
IXYS	IXGA7N60B	600	1.5	P-TO263	7 @ 90		SGB06N60
IXYS	IXGA7N60C	600	2	P-TO263	7 @ 90		SGB06N60
IXYS	IXGH10N60	600	2.5	P-TO247	10 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGW10N60
IXYS	IXGH12N60C	600	2.1	P-TO247	12 @ 90		SGW10N60
IXYS	IXGH20N60	600	2.5	P-TO247	20 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGB20N60 BUP 402
IXYS	IXGH20N60A	600	3	P-TO247	20 @ 90		SGW20N60 BUP 313
IXYS	IXGH20N60B	600	1.7	P-TO247	20 @ 90		SGW20N60 BUP 313
IXYS	IXGH20NSOBD1	600	1.7	P-TO247	20 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKW20N60
IXYS	IXGH28N60B	600	2	P-TO247	28 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGB30NSO BUP 403
IXYS	IXGH28N60D1	600	2	P-TO247	28 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKW30N50 BUP 603D
IXYS	IXGH30N60	600	1.8	P-TO247	30 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGW30N60
IXYS	IXGH31N60	600	1.7	P-TO247	31 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	SGW30N60
IXYS	IXGH31N60D1	600	1.7	P-TO247	31 @ 90	Встречно-парал- лельный диод	SKW30N60 BUP 603D
IXYS	IXGH38N60	600	1.8	P-TO247	38 @ 90	Быстродействую- щий-IGBT	BUP 604

Таблица 5 (продолжение)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
IXYS	IXGH40N60	600	2.5	P-TO247	40 @ 90	Быстродействующий-IGBT	BUP 604
IXYS	IXQH41N60	600	1.6	P-TO247	41 @ 90	Быстродействующий-IGBT	BUP 604
IXYS	IXGH50N60B	600		P-TO247	50 @ 90		BUP 604
IXYS	IXGH60N60	600	1.6	P-TO247	60 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGK60N60	600	1.6	TO-264	60 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGM20N60	600	2.5	TO-204	20 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGM20N60A	600	3	TO-204	20 @ 90		—
IXYS	IXGM28N60B	600	2	TO-204	28 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGM30N60	600	1.8	TO-204	30 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGM40N60	600	2.5	TO-204	40 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGP10N60	600	2.5	P-TO220	10 @ 90	Быстродействующий-IGBT	SGP10N60 BUP 400
IXYS	IXGP12N60C	600	2.1	P-TO220	12 @ 90		SGP10N60 BUP 400
IXYS	IXGP12N60CD1	600	2.1	P-TO220	12 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKP10N60
IXYS	IXGP20N60B	600	1.7	P-TO220	20 @ 90		SGP20N60 BUP 402
IXYS	IXGP7N60B	600	1.5	P-TO220	7 @ 90		SGP06N60
IXYS	IXGP7N60C	600	2	P-TO220	7 @ 90		SGP06N60
IXYS	IXGT20N60BD1	600	1.7	TO-268	20 @ 90	Встречно-параллельный диод	—
IXYS	IXGT28N60D1	600	2	TO-268	28 @ 90	Встречно-параллельный диод	—
IXYS	IXGT31N60	600	1.7	TO-268	31 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXGT31N60D1	600	1.7	TO-268	31 @ 90	Встречно-параллельный диод	—
IXYS	IXGT60N60	600	1.6	TO-268	60 @ 90	Быстродействующий-IGBT	—
IXYS	IXSA12N60AU1	600	2.5	P-TO263	12 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKB10N60 BUP 4000
IXYS	IXSA16N60	600	1.8	P-TO263	16 @ 90		SGB1SN60 BUP 401
IXYS	IXSH10N60A	600	3	P-TO247	10 @ 90		SGW10N60
IXYS	IXSH16N60U1	600	1.8	P-TO247	16 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW15N60

Таблица 5 (окончание)

Фирма	Название прибора	V_{CE} [В]	$V_{CE(sat)}$ [В] @ 25°C	Корпус	I_C @ T_C °C [А]	Примечания	Эквивалент фирмы Infineon (S-IGBT)
		max	typ				
IXYS	IXSH20N60AU1	600	3	P-TO247	20 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW20N60 SUP 6C2D
IXYS	IXSH24N60	600	2.2	P-TO247	24 @ 90	Быстродействующий-IGBT	SGW20N60
IXYS	IXSH24N60A	600	2.7	P-TO247	24 @ 90	Быстродействующий-IGBT	SGW20N60
IXYS	IXSH24N60U1	600	2.2	P-TO247	24 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW2GNSO BUP 6C2D
IXYS	IXSK30N60	600	2.5	P-TO247	30 @ 90		SGW30N60
IXYS	IXSK30N60U1	600	2.5	P-TO247	30 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW3JN60 BUP 603D
IXYS	IXSH40N60	600	2.5	P-TO247	40 @ 90		BUP 604
IXYS	IXSP16N60	600	1.8	P-TO220	16 @ 90		SGP15N60 BUP 401
IXYS	IXDA20N120AS	1200	2.8	P-TO263	21 @ 90°C		SGW25N120
IXYS	1XDH20N120	1200	2.4	P-TO247	25 @ 90		SGW25N120 BUP 314
IXYS	1XDH20N120D1	1200	2.4	P-TO247	25 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP314D
IXYS	1XDH30N120AU1	1200	2.5	P-TO247	31 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP 3140
IXYS	1XDT30N120AU1	1200	2.5	TO-268	31 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP 314D
IXYS	IXGH25N120	1200	3.5	P-TO247	25 @ 90		SGW25N120
IXYS	IXGH25N120A	1200	4	P-TO247	25 @ 90		SGW25N120
IXYS	IXGH25N120AU1	1200	—	P-TO247	25 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120
IXYS	IXSH10N120A	1200	—	P-TO247	30 @ 90		SGW30N60
IXYS	IXSH10N120AU1	1200	4	P-TO247	10 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW07N120
IXYS	IXSH15N120A	1200	4	P-TO247	15 @ 90		SGW15N120 BUP 314S
IXYS	IXSH15N120AU1	1200	4	P-TO247	15 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW15N120 BUP 313D
IXYS	IXSH25N120A	1200	4	P-TO247	25 @ 90		SGW25N120 BUP 314
IXYS	IXSH25N120AU1	1200	4	P-TO247	25 @ 90	Встречно-параллельный диод	SKW25N120 BUP 314D
IXYS	IXSH45N120	1200	3	P-TO247	45 @ 90		—

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Мощные полупроводниковые ключи технологии Trench Gate (МДП-модули фирмы Semikron и IGBT-модули фирмы Mitsubishi Electric)

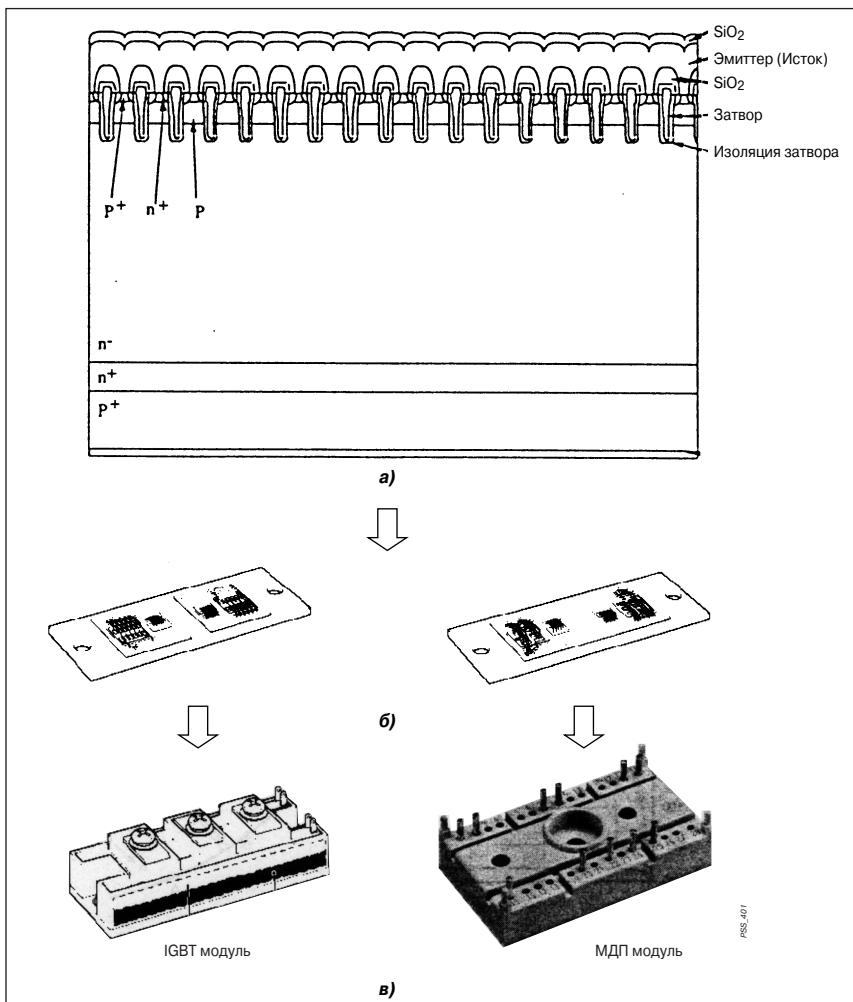


Рис. 5

Базовая ячейка ключа технологии «Trench Gate (а), размещение кристаллов приборов на плате модулей (б) и корпуса модулей (в)

Таблица 6. Характеристики силовых ключей технологии Trench Gate

1. МДП-модули технологии Trench Gate (полумостовая конфигурация)

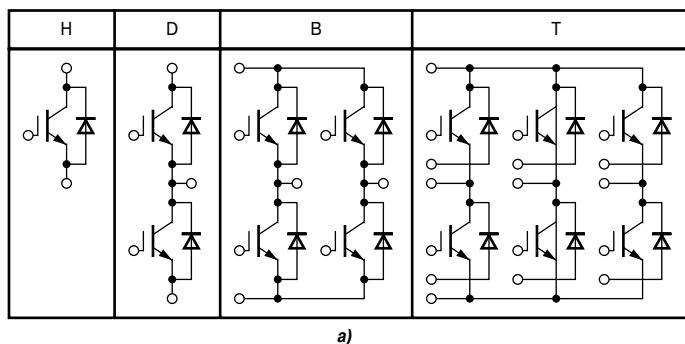
Тип транзисторного модуля	Класс по напряжению	Класс по току		Сопротивление канала в открытом состоянии (при $V_{GS} = 10\text{ В}$)	Емкостные составляющие			Временные параметры				Тепловое сопротивление переход—охладитель
								Вкл.		Выкл.		
Полумост	V_{DSS}	I_D	I_{DM}	$R_{DS(on)}$	C_{ISS}	C_{OSS}	C_{RSS}	$t_D(on)$	t_R	$t_D(off)$	t_F	R_{THJH}
	[В]	[А]	[А]	[мОм]	[нФ]	[нФ]	[нФ]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[°C/Вт]
SK300MB075	75	180	360	1.6	18.9	3.6	1.1	350	620	1250	400	0.45
SK260MB10	100	180	360	2.5	27.6	2.9	2.8	410	450	1490	430	0.45

2. IGBT-модули технологии Trench Gate (отдельный ключ)

Тип транзисторного модуля	Класс по напряжению	Класс по току		Сопротивление канала в открытом состоянии (при $V_{GS} = 10\text{ В}$)	Емкостные составляющие			Временные параметры				Тепловое сопротивление переход—охладитель
								Вкл.		Выкл.		
Отдельный ключ	V_{CES}	I_C	I_{CM}	$V_{CE(sat)}$	C_{IES}	C_{OES}	C_{RES}	$t_D\text{ (on)}$	t_R	$t_D\text{ (off)}$	t_F	R_{THJH}
	[В]	[А]	[А]	[В]	[нФ]	[нФ]	[нФ]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[°C/Вт]
CM450HA-5F	250	450	900	1.2	132	6	4.5	1200	2700	900	500	0.09
CM600HA-5F	250	600	1200	1.2	165	7.5	5.6	1000	4000	1000	500	0.04

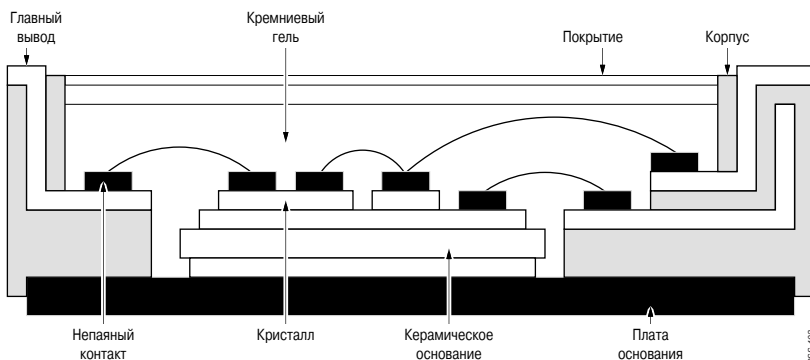
ПРИЛОЖЕНИЕ 6

IGBT-модули с улучшенной конструкцией корпуса (U-Series IGBT фирмы Mitsubishi Electric)



а)

Конструкция корпуса серии U



б)

PSS-402

Рис. 6

IGBT-модули серии U: основные конфигурации ключей (а) и структура корпуса (б)

Таблица 7. Характеристики IGBT-модулей серии U

Тип транзисторного модуля	Конфигурация схемы	Класс по напряжению	Класс по току	Напряжение насыщения (при $V_{GE} = 10\text{ В}$ и I_C)	Временные параметры				Время восстановления демпферного диода	Тепловое сопротивление — охладитель
					Вкл.		Выкл.			
		V_{CES}	I_C	$V_{CE(sat)}$	$t_D\text{ (on)}$	t_R	$t_D\text{ (off)}$	t_F		
		[В]	[А]	[В]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[°C/Вт]
		[В]	[А]	[В]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[нс]	[°C/Вт]
CM350DU-5F	Полумост	250	350	1.2	1100	2400	900	500	300	0.13
CM600HU-12H	Отд. ключ	600	600	2.4	300	600	350	350	160	0.08
CM300DU-12H	Полумост	600	300	2.4	250	500	350	300	160	0.14
CM400DU-12H	Полумост	600	400	2.4	250	500	350	300	160	0.11
CM75BU-12H	Мост	600	75	2.4	100	250	200	300	160	0.4
CM100BU-12H	Мост	600	100	2.4	100	250	200	300	160	0.31
CM75TU-12H	Трехфазный мост	600	75	2.4	100	250	200	300	160	0.4
CM100TU-12H	Трехфазный мост	600	100	2.4	100	250	200	300	160	0.31
CM150TU-12H	Трехфазный мост	600	150	2.4	100	350	300	300	160	0.27
CM200TU-12H	Трехфазный мост	600	200	2.4	150	400	300	300	160	0.19
CM400HU-24H	Отд. ключ	1200	400	2.9	250	350	350	350	300	0.06
CM600HU-24H	Отд. ключ	1200	600	2.9	300	700	450	350	300	0.04
CM150DU-24H	Полумост	1200	150	2.9	200	250	300	350	300	0.14
CM200DU-24H	Полумост	1200	200	2.9	200	300	300	350	300	0.11
CM300DU-24H	Полумост	1200	300	2.9	200	300	300	350	300	0.08
CM50TU-24H	Трехфазный мост	1200	50	2.9	80	200	150	350	300	0.31
CM75TU-24H	Трехфазный мост	1200	75	2.9	100	200	250	350	300	0.27
CM100TU-24H	Трехфазный мост	1200	100	2.9	100	200	300	350	300	0.19

ПРИЛОЖЕНИЕ 7

Сверхмощные полупроводниковые ключи новых технологий (высоковольтные однооперационные оптотиристоры, мощные запираемые тиристоры и тиристоры с коммутацией по управляющему электроду (GCT), высоковольтные IGBT и IGBT с усиленной инжекцией — IEGT)

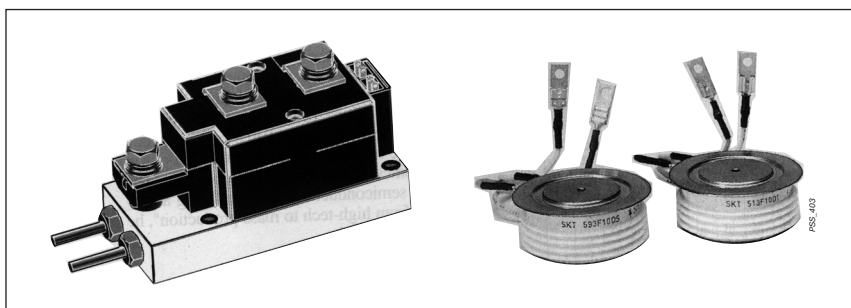


Рис. 7

Сверхмощные полупроводниковые ключи

Таблица 8. Характеристики высоковольтных однооперационных оптотиристоров

Название силового ключа		UHV-тиристор	Сверхмощный тиристор, управляемый квантами света	Ед. измерения
Тип ключа		FT1500AU-240	FT4000GU-160	—
Фирма-изготовитель		Mitsubishi Electric	Mitsubishi Electric	—
Класс по напряжению	V_{RRM} V_{DRM}	12	8	кВ
Средний ток в открытом состоянии	$I_{T(AV)}$	1500	3600	А
Ударный ток	I_{TSM}	40	54	кА
Напряжение в открытом состоянии (при токе 3 кА)	V_{TM}	4.2	2.8	В
Критическая скорость нарастания напряжения в выключенном состоянии	dv/dt	2000	2300	В/мкс
Критическая скорость нарастания тока при включении	di/dt	200	200	А/мкс
Время выключения	t_Q	500	400	мкс
Тепловое сопротивление переход — корпус	R_{ThJC}	0.005	0.004	°С/Вт

Таблица 9. Характеристики двухоперационных (запираемых) тириستоров

Название силового ключа		Ultra High Power GTO	Запираемый тиристор с анодной шунтировкой (серия LowSnubber, LowLoss GTO)	Запираемый тиристор с прозрачным (тонким) анодом (Т-GTO)	Ед. измерения
Тип ключа		FG6000AU-120D	FG4000GX-90DA	—	
Фирма-изготовитель		Mitsubishi Electric	Mitsubishi Electric	ABB Semiconductors AG	
Класс по напряжению	V_{RRM} V_{DRM}	6	4.5	4.5	кВ
Средний ток в открытом состоянии	$I_{T(AV)}$	2	1.2	1.2	кА
Импульсный запираемый ток	I_{TORM}	6	4	3	кА
Напряжение в открытом состоянии (при I_{TORM})	V_{TM}	6	4.3	2.2	В
Критическая скорость нарастания напряжения в выключенном состоянии	dv/dt	1000	1000	1000	В/мкс
Критическая скорость нарастания тока при включении	di/dt	500	500	500	А/мкс
Время запираания по электроду управления	t_{GQ}	30	30	30	мкс
Тепловое сопротивление переход—корпус	R_{ThJC}	0.0044	0.011	0.011	°C/Вт

Таблица 10. Характеристики тириستоров с коммутацией по электроду управления

Название силового ключа	GCT-тиристор (Hard Drive GTO)	GCT-тиристор с прозрачным (тонким) анодом (Т-GCT)	Ед. измерения
Тип ключа	FG4000HX-900S	—	
Фирма-изготовитель	Mitsubishi Electric	ABB Semiconductors AG	
Класс по напряжению	4.5	4.5	кВ
Средний ток в открытом состоянии	1000	1000	А
Импульсный запираемый ток	3	3	кА
Напряжение в открытом состоянии (при I_{TORM})	3.8	2.2	В
Критическая скорость нарастания напряжения в выключенном состоянии	3500	3000	В/мкс
Критическая скорость нарастания тока при включении	3000	3000	А/мкс
Время запираания по электроду управления	10	10	мкс
Тепловое сопротивление переход—корпус	0.011	0.011	°C/Вт

Таблица 11. Сравнительная характеристика мощных запираемых тиристоров (класс напряжения 4.5 кВ, класс тока 3 кА, диаметр корпуса 91 мм)

Параметр	Обозначение	GTO с анодной шунтировкой	GCT (HD-GTO)	GTO с тонким анодом (T-GTO)	GCT с тонким анодом (T-GCT)	Ед. измерения
Напряжение в открытом состоянии	V_{TM}	3.8	3.8	2.2	2.2	В
Энергия потерь при выключении	E_{OFF}	10 (при $C_O = 4$ мкФ)	13 (при $C_O = 0$)	9 (при $C_O = 4$ мкФ)	14 (при $C_O = 0$)	Дж
Энергия потерь при включении	E_{ON}	5 (при $di/dt = 500$ А/мкс)	1 (при $di/dt = 3000$ А/мкс)	0.2 (при $di/dt = 500$ А/мкс)	1 (при $di/dt = 3000$ А/мкс)	Дж
Рекомендуемая емкость снаббера	C_O	3...6	0...3	3...6	0...3	мкФ
Действующее значение анодного тока (при $T_C = 85^\circ\text{C}$)	I_{TRMS}	1570	1570	2200	2200	А
Потери в открытом состоянии (на постоянном токе 1 кА)	P_O	2900	2900	1450	1450	Вт
Импульсный запираемый ток	I_{TORM}	4000	3000...6000	3000	3000...6000	А
Мощность потерь в цепи управления при $f = 500$ Гц	P_G	80	35	30	30	Вт
Отпирающий ток	I_{GT}	4	4	0.4	0.4	А
Максимальная скорость нарастания напряжения	dV/dt	1000	3500	1000	3000	В/мкс

Таблица 12. Характеристики высоковольтных IGBT- и IEGT-ключей

Название силового ключа		High Voltage IGBT (HV-IGBT)	IGBT с усиленной инжекцией (IEGT)	IEGT (Trench Tecnology)	Ед. измерения
Тип ключа		CM1200HA-66H	ST1500GXH21	—	—
Фирма-изготовитель		Mitsubishi Electric, Eupec, Toshiba	Toshiba	Toshiba	—
Класс по напряжению	V_{CES}	3.3	4.5	4.5	кВ
Постоянный коллекторный ток	I_C	1200	1500	1500	А
Импульсный коллекторный ток	I_{CM}	2400	3000	3000	А
Напряжение насыщения (при I_C ; $V_{GE} = 10$ В)	$V_{CE}(\text{sat})$	4.4	5.5	3.8	В

Таблица 12 (окончание)

Название силового ключа		High Voltage IGBT (HV-IGBT)	IGBT с усиленной инжекцией (IEGT)	IEGT (Trench Technology)	Ед. измерения
Тип ключа		CM1200HA-66H	ST1500GXH21	—	—
Фирма-изготовитель		Mitsubishi Electric, Eupec, Toshiba	Toshiba	Toshiba	—
Пороговое напряжение по затвору	V_{TH}	6	5.1	5.1	В
Задержка по включению	$t_{D(on)}$	1	0.5	0.8	мкс
Время нарастания тока	t_R	2	0.8	0.8	мкс
Задержка по выключению	$t_{D(off)}$	2	2	3.8	мкс
Время спада тока	t_F	1	0.6	0.6	мкс
Тепловое сопротивление переход—корпус	R_{THJC}	0.012	—	—	°C/Вт

ПРИЛОЖЕНИЕ 8

Интегральные оптроны фирмы Toshiba для драйверов дискретных биполярных и полевых транзисторов

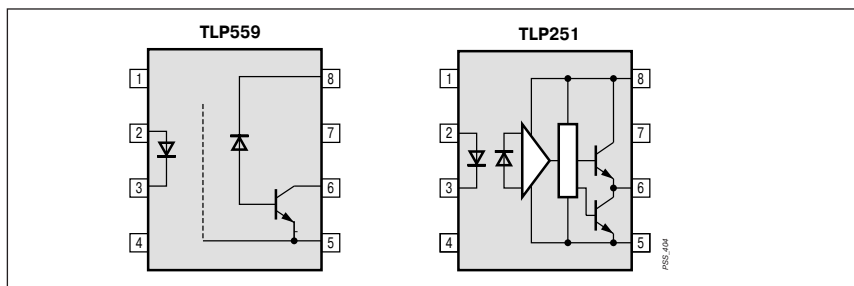


Рис. 8

Типовые корпуса интегральных оптронов фирмы Toshiba

Таблица 13. Характеристики оптронов фирмы Toshiba

Тип оптрона	Характеристика входного узла	Нагрузочная способность входной цепи	Характеристика выходного узла	Нагрузочная способность выходной цепи	Задержка передачи сигнала	Напряжение питания
TLP582	Светодиод	5 мА	Парафазная схема	8 мА	0.2 мкс	4.5...20 В
TLP114A	Светодиод	16 мА	Открытый коллектор	8 мА	0.7 мкс	< 30 В
TLP559	Светодиод	16 мА	Открытый коллектор	8 мА	0.7 мкс	< 15 В

Таблица 13 (окончание)

Тип оптрона	Характеристика входного узла	Нагрузочная способность входной цепи	Характеристика выходного узла	Нагрузочная способность выходной цепи	Задержка передачи сигнала	Напряжение питания
TLP759	Светодиод	16 мА	Открытый коллектор	8 мА	0.7 мкс	< 30 В
TLP557	Светодиод	5 мА	Парафазная схема	0.5 А/0.25 А	1 мкс	< 16 В
TLP250	Светодиод	5 мА	Эмиттерные повторители	0.5 А/0.5 А	0.2 мкс	10...35 В
TLP251	Светодиод	5 мА	Парафазная схема	0.1 А/0.1 А	0.3 мкс	10...35 В

**Применение интегральных оптронов в схемах драйверов
дискретных транзисторов:**

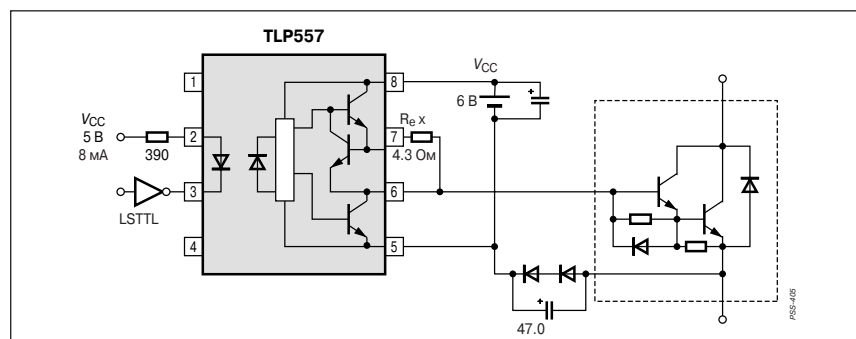


Рис. 8.1

Драйвер биполярных транзисторов на ток до 15 А

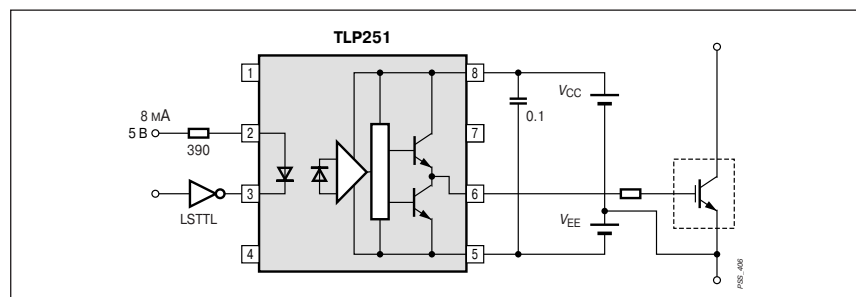


Рис. 8.2

Драйвер транзисторов с изолированным затвором на ток до 15 А

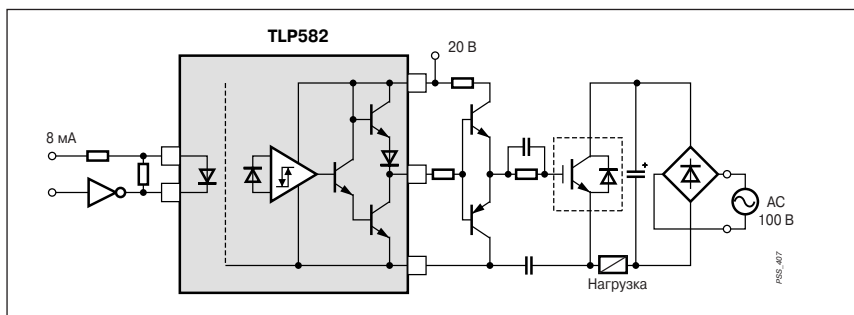


Рис. 8.3

Высокоскоростной драйвер транзисторов с изолированным затвором

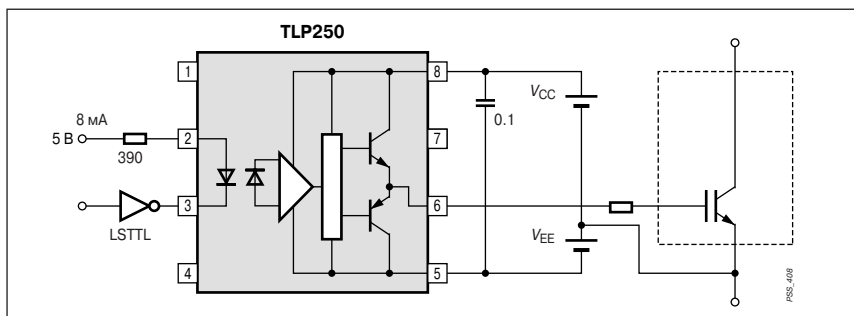


Рис. 8.4

Драйвер транзисторов с изолированным затвором на ток до 50 А

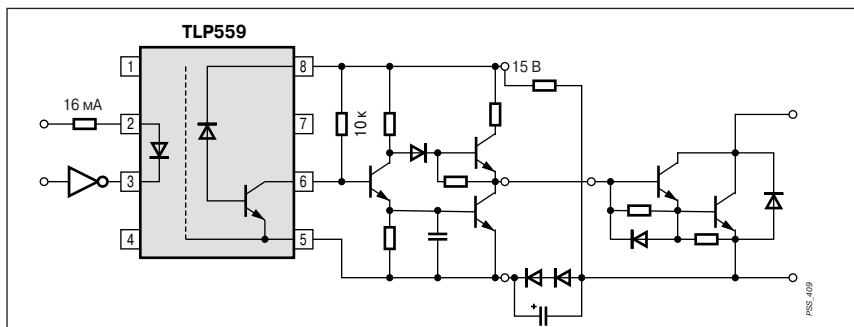


Рис. 8.5

Высокоскоростной драйвер биполярных транзисторов

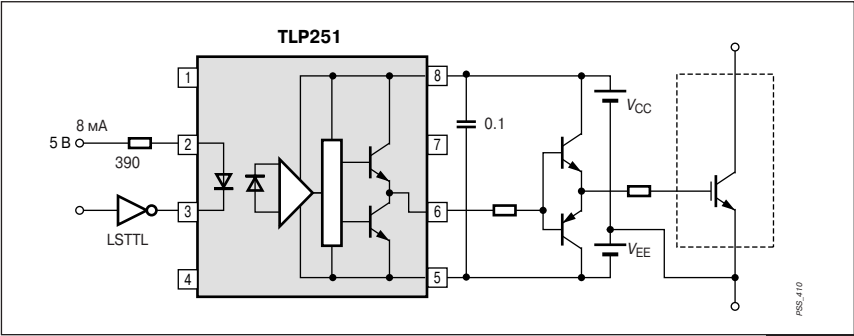


Рис. 8.6

Драйвер транзисторов с изолированным затвором на ток до 400 А

ПРИЛОЖЕНИЕ 9

Интегральные драйверы МДП- и IGBT-ключей фирмы ON Semiconductor (Motorola)

Таблица 14. Характеристики интегральных драйверов фирмы ON Semiconductor для МДП- и IGBT-ключей

Тип драйвера	Топология силового ключа	Мощность управляемого ключа (напряжение/ток)	Токвая нагрузочная способность драйвера	Напряжение питания
MC33153D(P)	Отдельный ключ верхнего или нижнего уровня	600 В / 100 А	1 А (верхний ключ) 2 А (нижний ключ)	23 В
MPIC2111D(P)	Полумост	600 В/100 А	420 мА	15 В
MPIC2112DW(P)	Полумост	600 В/100 А	420 мА	15 В
MPIC2113DW(P)	Полумост	600 В/100 А	2 мА	15 В
MPIC2117D(P)	Отдельный ключ верхнего уровня	600 В/100 А	420 мА	15 В
MPIC2130P	3-фазный мост	600 В/100 А	420 мА	15 В
MPIC2131P	3-фазный мост	600 В/100 А	420 мА	15 В
MPIC2151D(P)	Полумост, режим автогенератора	600 В/100 А	210 мА	15 В

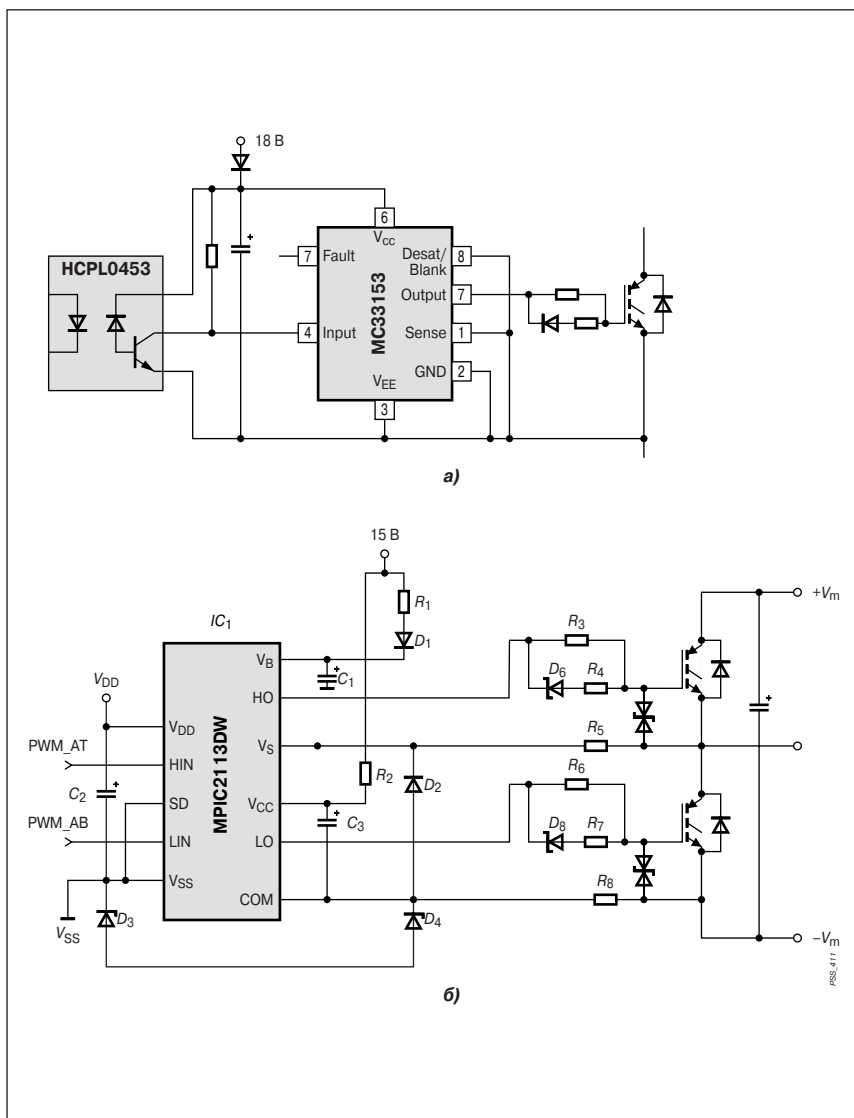


Рис. 9

Типовое подключение интегральных драйверов к силовым транзисторам: отдельный ключ (а), схема полумостовой конфигурации (б)

ПРИЛОЖЕНИЕ 10

Интегральные драйверы силовых транзисторных модулей (Hybrid — гибридная технология), технология поверхностного монтажа (Surface Mounted Technology) и высоковольтная МДП-технология (High Voltage MOSFET Technology)

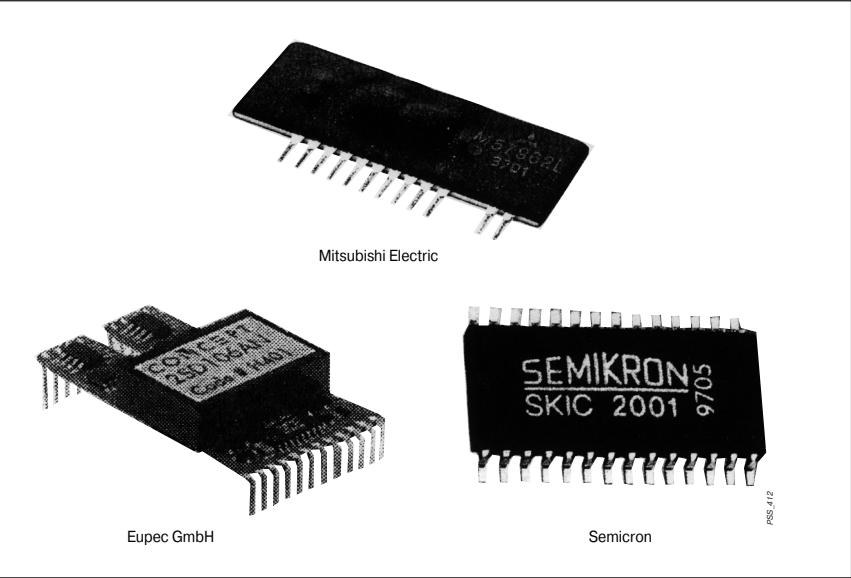


Рис. 10

Интегральные драйверы транзисторных модулей

Таблица 15. Характеристики интегральных драйверов транзисторных модулей

Тип драйвера	Технология изготовления	Топология силового ключа	Параметры управляемого ключа (напряжение, ток)	Характеристика входного сигнала	Напряжение выходного сигнала (верх./нижн.)	Максимальный выходной ток (выт./втек.)	Время задержки сигнала управления	Напряжение изоляции	Напряжение питания драйвера (макс.)
					[В]	[А]	[мкс]	[В]	[В]
1. Интегральные драйверы для модулей биполярных транзисторов фирмы Mitsubishi Electric									
M57903L	Н	Отд. ключ	50 А	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	8	2500	14
M57904L	Н	3-фазный мост	50 А	Подкл. внешнего оптрона	—	0.65/2	8	2500	14
M57215L	Н	Отд. ключ	75 А	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	8	2500	+14/-5

Таблица 15 (продолжение)

Тип драйвера	Технология изготовления	Топология силового ключа	Параметры управляемого ключа (напряжение, ток)	Характеристика входного сигнала	Напряжение выходного сигнала (верх./нижн.)	Максимальный выходной ток (вытек./втек.)	Время задержки сигнала управления	Напряжение изоляции	Напряжение питания драйвера (макс.)
					[В]	[А]	[мкс]	[В]	[В]
1. Интегральные драйверы для модулей биполярных транзисторов фирмы Mitsubishi Electric									
M57915L	Н	Отд. ключ	20 А	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	8	2500	14
M57916L	Н	Полумост	20 А	ТТЛ-уровень	—	0.65/2	8	2500	14
M57917L	Н	Отд. ключ	50 А	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	8	2500	14
M57925L	Н	Отд. ключ	50	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	4	2500	+14/-5
M57950L	Н	Отд. ключ	50	ТТЛ-уровень	—	0.9/2	8	2500	+14/-5
M57951L	Н	3-фазный мост	50	ТТЛ-уровень	—	0.3/2	8	2500	14
M57955L	Н	Отд. ключ	50	ТТЛ-уровень	—	0.3/1	8	2500	+14/-5
2. Интегральные драйверы для модулей МДП- и IGBT-ключей фирмы Mitsubishi Electric									
M57918L	Н	Отд. ключ	50	ТТЛ-уровень	24/ 0.2	3/2	1	2500	28
M57919L	Н	3-фазный мост	30	ТТЛ-уровень	24/0.2	3/2	1	2500	28
M57924L	Н	Полумост	30	ТТЛ-уровень	24/0.2	3/2	1	2500	28
M57956L	Н	Отд. ключ	50	ТТЛ-уровень	14/0.5	3/2	1	2500	24
M57957L	Н	Отд. ключ	100/1200 В	ТТЛ-уровень	14/-9	2/2	1	2500	+18/-12
M57958L	Н	Отд. ключ	400/1200 В	ТТЛ-уровень	14/-9	5/5	1	2500	+18/-12
M57959L ⁽¹⁾	Н	Отд. ключ	100/1200 В	ТТЛ-уровень	14/-9	2/2	1	2500	+18/-10
M57962L ⁽¹⁾	Н	Отд. ключ	200/1200 В	ТТЛ-уровень	14/-9	5/5	1	2500	+18/-10
M57963L ⁽¹⁾	Н	Отд. ключ	200/1200 В	ТТЛ-уровень	19.5/0.5	2/2	8	2500	25
3. Интегральные драйверы для модулей МДП- и IGBT-ключей фирмы Semikron									
SKHI10 (SKHI10/17)	SMT	Отд. ключ	1200 В/ 1700 В	КМОП/ ТТЛ-уровни	15/-8	8	1.4	4000	15
SKHI21 (SKHI21H4)	Н	Полумост	1200 В	КМОП-уровень	15/0	3.3	1	2500	15
SKHI21A (SKHI21AH4)	Н	Полумост	1200 В	КМОП-уровень	15/0	8	1	2500	15
SKHI22 (SKHI22H4)	Н	Полумост	1700 В	КМОП-уровень	15/ -15	3.3	1	2500	15
SKHI22A/B (SKHI22A/ BH4)	Н	Полумост	1700 В	КМОП/ТТЛ- уровни	15/-8	8	1	2500	15
SKHI23/12 (SKHI23/17)	SMT	Полумост	1200 В/ 1700 В	КМОП/ТТЛ- уровни	15/-8	8	1.4	4000	15

Таблица 15 (окончание)

Тип драйвера	Технология изготовления	Топология силового ключа	Параметры управляемого ключа (напряжение, ток)	Характеристика входного сигнала	Напряжение выходного сигнала (верх./нижн.)	Максимальный выходной ток (вытек./втек.)	Время задержки сигнала управления	Напряжение изоляции	Напряжение питания драйвера (макс.)
					[В]	[А]	[мкс]	[В]	[В]
3. Интегральные драйверы для модулей МДП- и IGBT-ключей фирмы Semikron									
SKHI26W (SKHI26F)	SMT	Полумост	1200 В	КМОП-уровень	15/ -8	8	1	2500	15
SKHI27W (SKHI27F)	SMT	Полумост	1200 В	КМОП-уровень	15/ -8	30	1	4000	15
SKHI61	Н	3-фазный мост	1200 В	КМОП/ТТЛ-уровни	15/ -8	2	1	2500	15
SKHIBS01/ SKHIBS02	SMT + имп. транс-форматор	3-фазный мост + прерыватель	1200 В	КМОП/ТТЛ-уровни	15/ -8	1	0.3	2500	15
SKAI1000	SMT	Отд. ключ	1700 В	КМОП-уровень	15/ 0	1.5	< 20	2500	15/24
SKIG2001/ SKIG6001	HVMT	IGBT/МДП-драйверы	—	КМОП/ТТЛ-уровни	—	—	< 1	—	15/5
4. Интегральные драйверы для IGBT-модулей фирмы Eupec GmbH ¹⁾									
2SD106A	SMT	Полумост	1200 В	5...15 В	15/-15	6	1	2500	15
2SD106AI-17	SMT	Полумост	1700 В	5...15 В	15/-15	6	1	4000	15
6SD106E	SMT	3-фазный мост	1200 В	5...15 В	15/-15	6	1	2500	15
6SD106EI-17	SMT	3-фазный мост	1700 В	5...15 В	15/-15	6	1	4000	15
2SD315A	SMT	Полумост	1700 В	5...15 В	15/-15	15	1	4000	15
2SD315A-25	SMT	Полумост	2500 В	5...15 В	15/-15	15	1	5000	15
2SD315A-33	SMT	Полумост	3300 В	5...15 В	15/-15	15	1	6000	15
1SD418FI-FZ2400	SMT	Отд. ключ (FZ2400R17 KF6)	1700 В	5...15 В	15/-15	18	1	4000	15
1SD418FI-FZ800	SMT	Отд. ключ (FZ800R33 KF1/2)	3300 В	5...15 В	15/-15	18	1	6000	15
1SD418FI-FZ1200	SMT	Отд. ключ (FZ1200R33 KF1/2)	3300 В	5...15 В	15/-15	18	1	6000	15

⁽¹⁾ Драйвер выполняет функцию защиты силового ключа от режима короткого замыкания; входной сигнал 5...15 В является программируемым.

Словарь терминов

Analog Transistor — аналоговый транзистор

Auxiliary Thyristor — вспомогательная структура тиристора

BIMOS (Bipolar MOS) — биполярно-полевые модули

BJT (Bipolar Junction Transistor) — биполярный транзистор

BSIT (Bipolar SIT) — биполярный СИТ

CASCADE-CD — тип BIMOS-модуля фирмы Mitsubishi

CASCADE-CD — тип BIMOS-модуля фирмы Mitsubishi

COMFET — фирменное наименование IGBT компании RCA

Cool MOS-C2 — технология Cool MOS второго поколения (с улучшенной геометрией затвора)

Cool-MOS — технология МДП-транзисторов («холодный» МДП-транзистор)

DC-DC (Direct Current) — преобразователь постоянного напряжения в постоянное

Derating Factor SOA — корректирующие кривые для ОБР

DMOS — вертикальные МДП-транзисторы технологии двойной диффузии

Driver — формирователь импульсов управления

ECONOPACK — тип корпуса модульной конструкции фирмы Infineon

Electrical Characteristics — характеризующие электрические параметры

FBSOA (Forward Bias SOA) — прямая ОБР

FCT (Field Controlled Thyristor) — тиристор, управляемый полем

FET (Field Effect Transistor) — полевой транзистор

F-IGBT — IGBT с уменьшенным падением напряжения фирмы Infineon

FS-IGBT (Field Stop IGBT) — IGBT с дополнительным защитным слоем

FWD (Free Wheel Diode) — демпферный диод (встречно-параллельный диод)

GATT (Gate Assisted Turn-Off Thyristor) — комбинированно выключаемый тиристор

GCT (Gate Commutated Turn-off Thyristor) — тиристоры с коммутацией по цепи управления

GEMFET — фирменное наименование IGBT компании Motorola

Gridistor — гридистор

- GTO** (gate Turn-Off Thyristor) — запираемый тиристор
- H2BIP** — технология биполярных транзисторов со встроенной схемой ограничения насыщения (фирма Motorola, ON Semiconductor)
- HD-GTO** (Hard Drive GTO) — GTO с «жестким» управлением (аналог GCT)
- HEXFET** — фирменное наименование МДП-транзисторов фирмы IR
- High Voltage MOSFET Technology** — высоковольтная МДП-технология
- Hollow Emitter** — технология биполярного транзистора («полый» эмиттер)
- HV-IGBT** (High Voltage IGBT) — высоковольтный IGBT
- Hybrid Technology** — гибридная технология
- IEGT** (Injection Enhanced Gate Transistor) — транзистор с изолированным затвором и усиленной инжекцией
- IGBT** (Insulated Gate Bipolar Transistor) — биполярный транзистор с изолированным затвором
- IGCT** (Integrated GCT) — GCT с интегрированной управляющей структурой
- Intelligent** — интеллектуальный
- IPM** (Intelligent Power Modules) — силовые интеллектуальные модули
- JFET** (Junction FET) — полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом
- Low Snubber GTO, Low Loss GTO** — тип запираемых тиристоров с уменьшенными потерями в защитных цепях и при переключении
- Maximum Rating** — максимально допустимые параметры
- MCT** (MOS Controlled Thyristor) — тиристор с управляющей МДП-структурой
- MGT** (MOS Gate Bipolar Transistor) — биполярный транзистор с управляющими МДП-транзисторами
- MOS** (Metal Oxide Semiconductor Transistor) — МДП-транзистор
- MOS Composite Static Induction Thyristor** — комбинированный тиристор
- MOS-SCR** — МДП-тиристор
- Multi-Channel FET** — многоканальный полевой транзистор
- NLU-IGBT** (Non Latch Up IGBT) — IGBT с защитой от триггерного эффекта (фирма Fuji Electric)
- NPT-IGBT** (Non Punch Through IGBT) — гомогенная структура IGBT
- OptiMOS** — технология низковольтных мощных МДП-транзисторов фирмы Infineon

Power Integrated Circuits — силовые интегральные схемы

Power Lux D2 — технология транзисторов для схем электронных балластов (фирма ON)

Power Modules — силовые модули

Press-Pack Technology — технология прижимных конструкций (корпусов)

PROFET — тип МДП-транзисторов с интегрированной системой защиты (фирма Infineon)

PT-IGBT (Punch Through IGBT) — эпитаксиальная структура IGBT

RBSOA (Reverse Bias SOA) — обратная ОБР

RGCT (Reverse GCT) — GCT с антипараллельным диодом

SCR (Silicon Controlled Rectifier) — кремниевый управляемый вентиль

SCSOA (Short Circuit SOA) — ОБР в режиме токовой перегрузки

SENSE-MOS — МДП-транзисторы со встроенным датчиком тока

S-FET2 — технология низковольтных мощных МДП-транзисторов фирмы Infineon Technologies

S-IGBT — быстродействующие IGBT фирмы Infineon

SIPMOS — фирменное наименование МДП-транзисторов фирмы Siemens

SIRET (Siemens Ring-Emitter Transistor) — биполярный транзистор фирмы Siemens

SIT (Static Induction Transistor) — статический индукционный транзистор

SITH (Static Induction Thyristor) — индукционный тиристор

Smart — разумный

SMART Technology — технология «разумных» приборов

SMARTDISCRETES — тип МДП-транзисторов со встроенной токовой защитой (фирма ON)

Snubber circuit — защитная цепь (снаббер)

SOA (Safe Operation Area) — область безопасных (максимальных) режимов

StripFET — технология низковольтных мощных МДП-транзисторов фирмы IR

Surface Mounted Technology — технология поверхностного монтажа

Technetron — текнетрон

Temperature Sensor — термочувствительный элемент (датчик температуры)

TempSENSE — тип МДП-транзисторов с диодным датчиком температуры (фирма IR)

T-GCT — GCT тиристор с тонким анодом («прозрачный» анод)

T-GTO — GTO тиристор с тонким анодом («прозрачный» анод)

Thyristor — тиристор

TMOS — фирменное наименование МДП-транзисторов фирмы Motorola

Trench Gate Technology — технология «утопленного» затвора

Turn-Off Switching SOA — ОБР в режиме выключения

Ultra High Power GTO — сверхмощный GTO-тиристор

Ultra High Power Light Trigger Thyristor — высоковольтный тиристор, переключаемый квантами света

Ultra High Voltage Thyristor — высоковольтный тиристор

UMOS — вертикальные МДП-транзисторы с U-образной формой затворной канавки

Unipolar Transistor — униполярный транзистор (унитрон)

U-SERIES — тип корпуса модульной конструкции фирмы Mitsubishi

VMOS — вертикальные МДП-транзисторы с V-образной формой затворной канавки

VVVF (Variable Voltage Variable Frequency) — тип инвертора с регулировкой напряжения и частоты

Список литературы

1. Блихер А. Физика тиристорov: Пер. с англ. / Под ред. И.В. Грехова. — Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов: Пер. с англ. / Под ред. И.В. Грехова. — Л.: Энергоатомиздат, 1986.
3. Бузыкин С.Г., Голиков В.Ю., Горянский И.С. Применение в сетевых преобразователях транзисторных ключей с индуктивной коммутацией эмиттера. Сборник научных трудов МЭИ Энергетическая и информационная электроника. Вып. 664, с. 70 — 78.
4. Булатов О.Г., Лыщак П.С., Одынь С.В. Мощные ключи на тиристорах, выключаемых по цепи управления. Электротехн. пром-сть. Сер. Силовая преобразовательная техника. Обзор. Информ. — 1988.
5. Бычков М.Г. Компоненты для электропривода. Обзор компонентов фирмы Motorola для электропривода. — М.: МЭИ, 1997.
6. Гейг С., Эванс Д., Ходапп М., Соренсен Х. Применение оптоэлектронных приборов. — М.: Радио и связь, 1981.
7. Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голоньяк Н., фон Застров Э. Управляемые полупроводниковые вентили: Пер. с англ. / Под ред. В.М. Тучкевича. — М.: Мир, 1967.
8. Запираемые тиристоры / М. Адзума, М. Курата. ТИИЭР, Т. 76, № 4, 1988, с. 127—137.
9. Каталог по применению полевых транзисторов / Под ред. Тугова Н.М., Федорова С.Ф. — Донецк: Синанс, 1992.
10. Каталог по использованию транзисторов со статической индукцией в корпусном и бескорпусном исполнении. Макаров В.А., Агафонов С.М., Максименко Ю.Н., Тугов Н.М. Центр НТТМ «Контакт». 1990.
11. Лабунцов В.А., Тугов Н.М. Динамические режимы эксплуатации мощных тиристорov. — М.: Энергия, 1977.

12. Макаров В.А., Фролков О.А., Чарыков Н.А. и др. Особенности работы и моделирования ключей на СИТ-транзисторах. Материалы докладов международного научно-технического семинара Применение: силовой электроники в электротехнике. — М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2000.
13. Окснер Э.С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985.
14. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1987.
15. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов / Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков/Под ред. В.А. Лабунцова. — М.: Энергоатомиздат, 1990.
16. Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989.
17. Расчет силовых полупроводниковых приборов / Дерменжи Г.Г., Кузьмин В.А., Крюкова Н.Н. и др. / Под ред. В.А. Кузьмина. — М.: Энергия, 1980.
18. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов ИВЭП. — М.: Радио и связь, 1992.
19. Силовые полупроводниковые приборы: обзор / Ф.Л. Хауэр. ТИИЭР, Т. 76, № 4, 1988, с. 36—46.
20. Силовые полупроводниковые приборы: Пер. с англ. / Под ред. В.В. Токарева. Изд. 1-е. — Воронеж, 1995.
21. Силовые IGBT-модули. Материалы по применению. — М.: ДОДЭКА, 1997.
22. Современные решения в области промышленной и силовой электроники на основе электронных компонентов фирмы Infineon Technologies AG. Материалы семинара. М., 2000.
23. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Энергия, 1977.
24. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Справочник / В.В. Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П. Дьяконов и др.; / Под ред. В.П. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1994.

25. Тиристоры (Технический справочник). Пер. с англ. под ред. В.А. Лабунцова, С.Г. Обухова, А.Ф. Свиридова. Изд. 2-е, доп. — М.: Энергия, 1971.
26. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1993.
27. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники. Материалы докладов международного научно-технического семинара Применение силовой электроники в электротехнике. М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2000.
28. Флоренцев С.Н. Состояние и тенденции развития силовых IGBT-модулей. Электротехника. 2000. № 4.
29. Эволюция техники силовых МОП биполярных полупроводниковых приборов. Б.Д. Билига. ТИИЭР, Т. 76, № 4, 1988, с. 117—127.
30. Электротехнический справочник: в 4 томах. Т. 2. Электротехнические изделия и устройства. / Под общей ред. профессоров МЭИ. Разд. 37. Вентильные преобразователи электрической энергии и источники вторичного электропитания. Подраздел 37.2. Силовые полупроводниковые ключи.
31. Энергетическая электроника: Справочное пособие: Пер. с нем. / Под ред. В.А. Лабунцова. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
32. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. — Л.: Энергоатомиздат, 1991.
33. Applying International rectifier's Gate Turn-Off Thyristors AN-315A by D. Grand, A. Honda. Published by IR, 233 Kansas st., EL Segundo, 1986.
34. Baliga B.J. Modern Power Devices. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1987.
35. C. Xu, M. Marz, R. Sander, A. Graf. 4 m Smart-Power Highside Schalter mit Strom-Sense. Tagung Elektronik im Kraftfahrzeug. 3/4 Juni 1997, Munchen.
36. Eschrich F. IGBT Modules Simplify Inverter Design. Fuji Electric, Frankfurt, Germany. PCIM Europe, 1996.
37. F. Baner, T. Stockmeir MOS Controlled Power Switches above 2000 V: MCT versus IGBT ABB Semiconductors AG. Power Conversion, 1993

38. 3-rd Generation IGBT and Intelligent Power Modules Application Manual. MIT-SUBISHI ELECTRIC. PUBLICATION 3GEN-AM 96/10 Printed in France. 1996 December.
39. H.G. Eckel, L. Sack Features of MOS Controlled Thyristors in Voltage Source Inverters Institute for Electrical Drives University of Erlanger. Power Conversion, 1993.
40. H. Mitlehner, W. Bartsch, K. Dohnke and other Dynamic Characteristics of High Voltage 4H-SiC JFETs. Proceedings of the ISPSD'99. Toronto. May 1999, p. 339.
41. H. Matsuda New Advanced Power Semiconductors Toshiba Corporation. Power Conversion. May 1999, p. 139.
42. Innovation + service, Power Electronics, Sewikron International, 10.1996, for 1997/98 Ident № 11224240.
43. International Rectifier IGBT Designer's Manual IGBT-2. Second Printing. Published by IR, 233 Kansas st., EL Segundo, California 90245, 1991.
44. International Rectifier Advanced Planar Strip HEXFET Power MOSFET's Maximize Automotive Performance. The Technology Update for People in Power. IR, ISSUE 33 FAULL 2000.
45. Kiraly L. Nadd B. Low-Loss High-Side Switches. International Rectifier, EL Segundo (USA) and France. PCIM Europe, 1993.
46. K. Reinmuth, L. Lorenz. Intelligent Low Side Switch Provides Full Protection in High Current Applications. PCIM January 1997. p. 42—49.
47. L. Lorenz, G. Deboy, M. Marz, J. Stengl, A. Bachofner. Drastic Reduction of On-Resistance with Cool MOS. PCIM Europe. ISSUE 5/1998. p. 250—258.
48. L. Lorenz, M. Marz. CoolMOS — A new approach towards high efficient power supplies. Power Conversion. June 1999 Proceedings. p. 25—33.
49. L. Lorenz, M. Marz, G. Deboy. Cool MOS — An important milestone towards a new power MOSFET generation. Power Conversion May 1998 Proceedings. p. 151—160.
50. M. Marz, A. Knapp, M. Billmann. High-speed 600V IGBT in NPT technology. Siemens AG, Semikron Electronic GmbH.

51. MITSUBISHI SEMICONDUCTORS. HIGH POWER SEMICONDUCTORS. Sep. First Edition 1995. Published by Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor marketing Division.
52. MOS COMPOSITE STATIC INDUCTION THIRISTOR. Japanese Patent Application No. HEI 2-9551 (Japanese Patent Laid-Open No. HEI 3-292770).
53. Power Applications Manual. Includes literature available at August 1993. All trademarks recognized. First Edition DL 410/D, 1990. DL 410/D Rev. 1, 1993.
54. Power MOSFET application and product Data. HDB-4 Fourth edition/ International Rectifier HEXFET designer's manual. 233 Kansas st., E1 Segundo, California, 90245, 1987.
55. Power MOSFET Application note ADE-508-001. 3rd Edition, July 1989. Published by: Semiconductor and IC Div. Hitachi, Ltd. Edited by: Application Engineering Dept. Hitachi Microcomputer Engineering, Ltd, 1985.
56. R. Schorner, P.Fridrichs, D Peters and other. Rugged Power MOSFETs in 6H-SiC with Blocking Capability up to 1800 V. ICSCRM'99 (Worldwide SiC Conference).
57. R. Krummer, S. Konrad, L. Lorenz. Investigation and comparison of the parallel connection of discrete PT- and NPT-IGBTs. Power Conversion. June 1997 Proceedings. p. 335—343.
58. Semiconductors. Bipolar Power Transistor Data. Elbatex, CH5430 Wettingen, Hardstasse 72, First Edition, 1985. DLE 111/D.
59. SEMICONDUCTORS. HIGHT POWER SEMICONDUCTORS DATA BOOK., Editioned by Committee of editing of Mitsubishi Semiconductor Data Book. Published by Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor Marketing Division. April, First Edition 1989.
60. Semiconductors power module data book. Editioned by Committee of editing of Mitsubishi Semiconductor data Book. Published by Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor Marketing Division. December, First Edition 1988.
61. Semiconductors power module MOS, 1995. New publication, effective Feb. 1995. Specifications subject to change without notice. MITSUBISHI ELECTRIC CORPORA-

TION. H-DD168-B, FU9605.

62. SEMIKRON Innovation + Service. IGBT and MOSFET SKHI-Drivers. Integrated Components and Integration Solutions. SEMIKRON INTERNATIONAL Dr. F. Martin GmbH & Co. KG.
63. SEMIKRON Innovation + Service. Partners in Power. Power Electronics 09/2000.
64. SIEMENS POWER SEMICONDUCTORS. Application Notes for Industrial Electronics. Product Information. 05.97.
65. TOSHIBA Photocouplers Product Guide. TOSHIBA CORPORATION. Electronic Devices Sales & Marketing Group. Tokyo, 105-8001, Japan.
66. V. Temple, D. Burke, F. Lokuta, B. Arit MCT and the Future. Harris Semiconductor. Power Conversion, 1993.

№	Фирма	Примечания
1	ABB Semiconductors AG	http://www.abbsemi.com/
2	Eupec GmbH	http://www.eupec.com/
3	Fairchild Semiconductor Corp.	http://www.fairchildsemi.com/
4	Fuji Electric Co.	http://www.fujielectric.co.jp/
5	General Electric	См. Intersil
6	Harris Semiconductor	См. Intersil
7	Hitachi, Ltd.	http://www.renesas.com/
8	Infineon Technologies AG	Ранее Siemens Semiconductor
9	International Rectifier (IR)	http://www.irf.com/
10	Intersil, Inc	http://www.intersil.com/
11	IXYS Corp.	http://www.ixys.com/
12	Japanese Electrotechnical Laboratory	
13	Mitsubishi Electric Corp.	http://www.renesas.com/
14	Motorola Inc.	Силовую продукцию см. в фирме ON Semiconductor
15	ON Semiconductor	Ранее отделение Motorola, http://www.onsemi.com/
16	Philips Semiconductors	http://www.semiconductors.philips.com/
17	RCA	См. Intersil
18	Samsung Semiconductor	Силовую продукцию см. в фирме Fairchild Semiconductor
19	Semikron	http://www.semikron.com/
20	Siemens Semiconductor	См. Infineon Technologies
21	Siliconix (Vishay Siliconix)	http://www.siliconix.com/
22	STMicroelectronics, Inc.	http://www.st.com/
23	Thomson-CSF	См. STMicroelectronics
24	Tokin	http://www.tokin.com
25	Toshiba America Electronic Components, Inc.	http://www.toshiba.com/

ВОРОНИН ПАВЕЛ АНАТОЛЬЕВИЧ

**Силовые полупроводниковые ключи:
семейства, характеристики и применение**

Ответственный редактор *В. М. Халикеев*

Дизайн обложки *А. А. Бахметьев*

Художественный редактор *М. С. Коршунова*

Графика *А. Ю. Анненков, А. Н. Клочков*

Технический редактор *Е. В. Рудакова*

Верстка *К. В. Федулов, А. А. Шумилин*

Корректор *Л. Р. Попова, С. И. Шишкина*

Издательский дом «Додэка-XXI»

ОКП 953000

105318 Москва, а/я 70

Тел./факс: (495) 366-24-29, 366-81-45

E-mail: books@dodeca.ru; icmarket@dodeca.ru

Формат 60×90/16. Бумага типографская. Гарнитура «PragmaticaC».

Печать офсетная. Объем 24 п. л. Усл. печ. л. — 24. Тираж 1500 экз. Заказ № 1201. Изд. № 52

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Типография Новости».

105005 Москва, ул. Ф. Энгельса, 46.